

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA

RAUL BERTONCELLO NETO
SIMEÃO DELPHINO MARINHO
TIAGO LAGE NASCIMENTO

**GERAÇÃO DISTRIBUÍDA: INTERCONEXÃO DE BARRAMENTO CC A REDE DE
DISTRIBUIÇÃO ATRAVÉS DE UM MÓDULO DE INTERFACEAMENTO CC-CA**

CURITIBA

2012

RAUL BERTONCELLO
SIMEÃO DELPHINO MARINHO
TIAGO LAGE NASCIMENTO

**GERAÇÃO DISTRIBUÍDA: INTERCONEXÃO DE BARRAMENTO CC A REDE DE
DISTRIBUIÇÃO ATRAVÉS DE UM MÓDULO DE INTERFACEAMENTO CC-CA**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia Industrial Elétrica com Ênfase em Eletrotécnica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Roger Gules, Dr.

Co-Orientador: Prof. Cristiano Quevedo Andrea, Dr.

CURITIBA

2012

Raul Bertoncello Neto
Simeão Delphino Marinho
Tiago Lage Nascimento

Geração distribuída: interconexão de barramento CC a rede de distribuição através de um modulo de interfaceamento CC-CA

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 06 de agosto de 2012.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarien Gehrke Castagna, Ma.
Coordenadora dos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Prof. Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Prof. Cristiano Quevedo Andrea, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Co-Orientador

BANCA EXAMINADORA

Prof. Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Jair Urbanetz Junior, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

AGRADECIMENTOS

Primeiramente ao Deus soberano e onisciente por nos conceder o fôlego de vida, pela saúde, proteção e sabedoria. Por nos dar forças, ânimo e inspiração nos momentos difíceis.

Ao nosso professor orientador Dr. Eng. Roger Gules pelo grande e indispensável apoio, sempre nos mostrando o caminho certo nas buscas das soluções dos problemas enfrentados. Pela disponibilidade e confiança no desenvolvimento deste trabalho e por nos disponibilizar o laboratório B207 da UTFPR.

Ao professor Dr. Eng. Cristiano Quevedo Andrea por ter colaborado com nossas pesquisas nos mostrando o caminho para as soluções como co-orientador.

Aos nossos amados pais por sempre nos ter dado o apoio, pelas verdadeiras palavras de ânimo nos momentos de dificuldades, nos mostrando os valores da vida e por sempre acreditarem no nosso sucesso.

Ao nosso colega Janio Gabriel pelo auxílio, conselhos e apoio no desenvolvimento deste projeto.

Aos nossos familiares e amigos pela paciência nos momentos de ausência, pelo apoio e por sempre acreditarem no nosso potencial.

“Tudo posso Naquele que me Fortalece.”

Filipenses 4:13.

RESUMO

MARINHO, Simeão D.;NASCIMENTO, Tiago L.; NETO, Raul B. Geração distribuída: interconexão de barramento CC a rede de distribuição através de um módulo de interfaceamento CC-CA. 2012. 94 f.Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um módulo de interface CC-CA, composto por dois estágios para conexão monofásica de um barramento CC oriundo de qualquer fonte com a rede elétrica de distribuição. Traz uma contextualização da necessidade de novas soluções para a geração próxima ao consumidor. Aborda teorias básicas de conversores CC-CA e de controle. Simula a solução proposta para a conexão e desenvolve o protótipo do módulo, coletando resultados e realizando a análise destes para validação da proposta. Injetando potência na rede de distribuição, realizando análise de rendimento do protótipo e da qualidade da forma de onda produzida, através da análise das componentes harmônicas desta.

Palavras-chave: Geração distribuída. Módulo de interface CC-CA. Conversor *buck*. Geração fotovoltaica.

ABSTRACT

MARINHO, Simeão D.;NASCIMENTO, Tiago L.; NETO, Raul B. Distributed generation: interconnection of DC bus to distribution network through an interface module DC-AC. 2012. 94 f.Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

This paper presents the development of an interface module DC-AC, composed of two stages for single-phase connection of a DC bus coming from any source with the distribution grid. Provides an overview of the need for new solutions for next-generation consumer. Covers basic theories of DC-AC converters and control. Simulates the proposed solution to connect and develop the prototype module, collecting results and performing the analysis for validation of the proposal. Making power injection in the distribution system, realizing analysis of the prototype performance and quality of the waveform produced by the analysis of harmonic components thereof.

Key-words: Distributed generation. Interface module DC-AC. Buck converter. Photovoltaic generation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Percentual de Expansão de Usinas Hidrelétricas.	19
Figura 2 - Unidades de conservação e terras indígenas na Amazônia legal.....	20
Figura 3 – Custo de Geração a partir de um SFCR (Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede) para as 9 localidades selecionadas.....	28
Figura 4 - Tempo de paridade para as 9 localidades selecionadas.	29
Figura 5 - Diagrama de um SFCR (Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede) residencial.	30
Figura 6 - Curva característica de potência dos painéis solares.	31
Figura 7 - Fluxograma do algoritmo pelo método incremental de condutância.	34
Figura 8 - Tecnologias para conexão.	37
Figura 9 - Forma de onda CC pulsada.	39
Figura 10 - Diagrama de blocos do circuito proposto.	39
Figura 11 - Conversor CC-CC <i>flyback</i>	40
Figura 12 - Formas de onda de tensão e corrente do conversor <i>flyback</i> operando em modo descontínuo.....	41
Figura 13 - Formas de onda de tensão e corrente do conversor <i>flyback</i> operando em modo contínuo.....	42
Figura 14 - Conversor <i>flyback</i> com múltiplas saídas.	42
Figura 15 - Diagrama de blocos do CI3548.....	44
Figura 16 - Conversor <i>buck</i>	45
Figura 17 - Etapas de Funcionamento <i>buck</i>	46
Figura 18 - Formas de onda conversor <i>buck</i> em condição contínua.....	47
Figura 19 - Estrutura de potência do conversor CC-CA de corrente alimentando carga genérica.....	48
Figura 20 – Esquemático do LM358.....	49
Figura 21 – Circuito de detecção de passagem por zero.	50
Figura 22 - Tensão amostrada da rede.	51
Figura 23 - Comandos das chaves 1 e 4 do circuito inversor.....	51

Figura 24 - Comandos das chaves 2 e 3 do circuito inversor.....	51
Figura 25 – Tensão de entrada do circuito inversor.	52
Figura 26 – Tensão de saída do circuito inversor.....	52
Figura 27 – Diagrama de blocos do controle proporcional.	53
Figura 28 - Diagrama de blocos do controlador repetitivo prototipado.	54
Figura 29 - Diagrama de blocos do controlador de ação repetitiva auxiliar ou plug-in. ...	55
Figura 30 - Fluxograma do Controle Repetitivo.....	55
Figura 31 - Circuito proposto simulado.....	56
Figura 32 - Circuito de detecção de passagem por zero simulado.....	56
Figura 33 - Sinal simulado do circuito de detecção de passagem por zero.	57
Figura 34 - Forma de onda simulada da saída do conversor <i>buck</i>	57
Figura 35 - Conversor <i>flyback</i> prototipado.....	59
Figura 36 - Conversor <i>buck</i> prototipado.	59
Figura 37 - Circuito inversor de baixa frequência.	60
Figura 38 - Sinais de sincronismo para semiciclo positivo e negativo.....	60
Figura 39 - Saída conversor <i>buck</i> comparado com sinal de sincronismo.	61
Figura 40 - Saída de corrente da ponte inversora comparada com sinal de sincronismo.	61
Figura 41 - Tensão de entrada, tensão de saída e PWM na chave no conversor <i>flyback</i>	62
Figura 42 – Vista inferior da placa desenvolvida.....	62
Figura 43 – Vista superior da placa desenvolvida.	63
Figura 44 – Protótipo montado para testes.	63
Figura 45 – Sinal de sincronismo no estágio inversor da placa.....	64
Figura 46 – Sinal de sincronismo completo do estágio inversor da placa.	65
Figura 47 – Corrente na saída do conversor <i>buck</i>	66
Figura 48 – Esforço sobre a chave do conversor <i>buck</i>	66
Figura 49 – Esforço sobre as chaves do circuito inversor.	67
Figura 50 – Corrente de saída módulo CC-CA com potência de 220VA.....	68
Figura 51 - Injeção de 96,3VA na rede.....	69
Figura 52 - Forma de onda de corrente contendo componentes harmônicos.	70

Figura 53 – Análise harmônica para potência de 36,2 VA.	71
Figura 54 – Componentes harmônicas para 36,2 VA.....	71
Figura 55 – Análise harmônica para potência de 44,9 VA.	72
Figura 56 – Componentes harmônicas para 44,9 VA.....	73
Figura 57 – Análise harmônica para potência de 122 VA.	75
Figura 58 – Componentes harmônicas para 122 VA.....	75
Figura 59 – Controle repetitivo para a injeção de 52VA	76
Figura 60 – Controle repetitivo para a injeção de 71VA	76
Figura 61 – Controle repetitivo para a injeção de 89VA.	77

LISTA DE SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CI	Circuito Integrado
CC	Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EPE	Empresa de Pesquisas Energéticas
IEA	<i>International Energy Agency</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	Ponto de Máxima Potência de Rastreamento
PDE	Plano Decenal de Expansão de Energia
PI	Proporcional Integral
P&O	Perturbação e Observação
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
WEO	<i>World Energy Outlook</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Custo de eletricidade gerada
I_{nv}	Investimento inicial
OM	Custo de operação e manutenção do sistema
N	Tempo de vida útil da planta
r	Taxa de desconto adotado
CF	Fator de capacidade da instalação
I	Corrente elétrica
V	Tensão elétrica
$\Delta I / \Delta V$	Condutância incremental
V_{ref}	Tensão de referência
V_{MPP}	Tensão do ponto de máxima potência
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
I_{CC}	Corrente de curto-circuito
e	Sinal de erro da condutância incremental
V_{cc}	Tensão do barramento
V_p	Tensão de pico
L	Indutância
Δi	Variação de corrente aceita
f	Frequência de chaveamento
N_p	Número de espiras do enrolamento primário
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário
δ	Razão cíclica
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
V_{IN}	Tensão de linha de entrada
T_{on}	Intervalo de tempo em que o condutor está conduzindo
I_{max}	Corrente máxima

I_{min}	Corrente mínima
f	Frequência
RMS	Valor Eficaz
P	Potência

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Resumo do algoritmo para técnica de P&O.	32
--	----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores de potência e rendimento.	69
Tabela 2 – Lista de materiais do conversor CC-CA.	89

SUMÁRIO

1	PROPOSTA	18
1.1	INTRODUÇÃO.....	18
1.1.1	Delimitação do tema	22
1.2	PROBLEMAS E PREMISAS	23
1.3	OBJETIVOS	23
1.3.1	Objetivo geral.....	23
1.3.2	Objetivos específicos	24
1.4	JUSTIFICATIVA.....	24
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	25
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	25
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	26
2.1	FONTES GERADORAS PARA CENTROS URBANOS	26
2.2	MÉTODOS DE OBTENÇÃO DE POTÊNCIA MÁXIMA	30
2.3	FORMAS DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA.....	35
3	TOPOLOGIA PROPOSTA PARA CONEXÃO À REDE	38
3.1	CONVERTOR <i>FLYBACK</i> ISOLADO	40
3.2	<i>BUCK</i>	45
3.3	CIRCUITO INVERSOR.....	48
3.4	CIRCUITO DE CONTROLE	52
3.4.2	Controle proporcional.....	53
3.4.2	Controle repetitivo.....	54
3.5	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO.....	56
3.6	CONCLUSÕES.....	58
4	PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	58
4.1	PRIMEIROS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	58
4.2.1	Implantação do controle proporcional	67
4.2.2	Implantação do controle repetitivo	76

4.3	CONCLUSÕES.....	77
5	CONCLUSÕES GERAIS.....	78
	REFERÊNCIAS.....	80
	APÊNDICE A	83
	APÊNDICE B	89
	APÊNDICE C	91

1 PROPOSTA

1.1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é um dos principais pontos a serem abordados quando falamos em uma cidade sustentável. Segundo o Balanço Energético Nacional de 2010, a energia elétrica é o segundo maior elemento na matriz energética nacional, onde representa aproximadamente 19% da mesma, desconsiderando a soma dos derivados de petróleo. Perde apenas para o Óleo diesel e desbancam fontes como o gás natural, a gasolina e a lenha. Porém a energia elétrica representava em 2008 cerca de 22% da matriz energética mundial, dado este informado pelo *World Energy Outlook* (2010, p. 618). De acordo com os dados da *International Energy Outlook* (2011, p. 10), as fontes de energia renováveis estão sendo as fontes mais rápidas de crescimento de geração de eletricidade no mundo, com aumentos médios anuais previstos de 3,1% de 2008 a 2035.

Segundo os dados do Balanço Energético Nacional de 2010, a participação da energia solar é pouca expressiva na matriz mundial, sendo que em 2007 a potência total instalada atingiu 7,8 mil MW, conforme estudo do *Photovoltaic Power Systems Programme*, da IEA – *International Energy Agency*.

A demanda por energia elétrica está em grande crescimento ao longo dos anos, segundo o Plano Decenal de Expansão de Energia – PDE 2020 fornecido pela Empresa de Pesquisa Energética - EPE (2011, p. 2), trás que o aumento na demanda de energia elétrica terá um crescimento de 60% até 2020.

A maior parte da eletricidade gerada no Brasil é proveniente de usinas hidrelétricas, segundo a EPE no PDE 2020 (2011, p. 3), as usinas hidrelétricas representam 76% da geração do Sistema Interligado Nacional. Este tipo de geração é caracterizada por apresentar uma complexa construção e uma área inundada, o que nos remete a três principais problemas:

- Tempo de construção elevado;
- Emissão de CO₂ devido à matéria orgânica inundada;
- Comumente localizada afastada de centros urbanos.

Tendo em vista a perspectiva de uma demanda crescente da energia elétrica, faz-se necessário que tenham unidades geradoras com um tempo de implantação rápido. Atualmente há uma grande preocupação em controlar o efeito estufa, sendo assim não basta apenas atender a demanda, simultaneamente deve-se procurar o menor impacto ambiental. Analisando não somente a geração, mas também a forma que essa energia chega a cada consumidor verifica-se que quão maior for a distância entre ambos maiores serão os encargos nas tarifas e as perdas no sistema.

Frente a estes fatos, Figura 1 mostra que os maiores potenciais de expansão do sistema de geração hídrica encontram-se concentrados na região norte, ao qual se encontra afastada dos maiores centros consumidores, o sul e o sudeste. Não obstante a isto, nessas áreas existe a predominância de áreas indígenas ou de preservação permanente, que é demonstrado na Figura 2.



Figura 1 - Percentual de Expansão de Usinas Hidrelétricas.

Fonte: Plano Nacional de Energia (2007, p. 86).

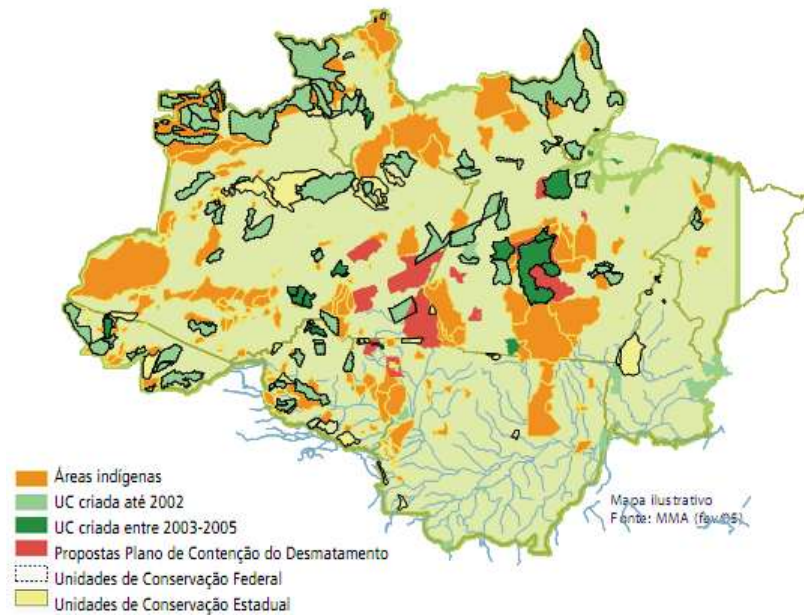


Figura 2 - Unidades de conservação e terras indígenas na Amazônia legal.
Fonte: Plano Nacional de Energia (2007, p. 90).

Como também pode ser observado na Figura 1 o potencial a ser explorado na região sul e sudeste é bastante limitado. Observa-se que não há mais espaço para grandes usinas, limitando as soluções em pequenas usinas. Estas muitas vezes com pequenos ou nenhum reservatórios.

Outro problema bastante peculiar na construção de usinas hidrelétricas é o fator político. Temos como exemplo o estado do Paraná na gestão do Sr. Roberto Requião, o qual atentou para a redução dos impactos ambientais, embargou todas as obras e não concedeu novas licenças para construção de usinas hidráulicas.

Outra grande fonte energética é o petróleo, muito utilizado para geração de energia elétrica, a qual gera gases que aumentam o efeito estufa no mundo. Não obstante a energia nuclear causa grandes preocupações, tendo em vista seu histórico e os últimos acontecimentos mundiais. Percebe-se que o ser humano não possui domínio completo sobre o aproveitamento dessa energia, uma vez que não consegue controlar os resíduos gerados por ela.

Segundo Capehart et al (2006, p. 481), geração distribuída se caracteriza pela produção de energia elétrica em um ou mais pontos dentro de uma instalação além da

entrada de energia. Esta geração pode ser oriunda de inúmeras fontes, tais quais turbinas à gás, painéis fotovoltaicos, células combustíveis, geração eólica, entre outras.

A geração distribuída, apesar de seu elevado custo de implantação, dependendo do tipo de tecnologia utilizada, traz alguns benefícios para a instalação em que está inserida e também para a concessionária. O principal benefício é a redução de custo com energia, tendo em vista que este tipo de geração complementa a energia obtida através da concessionária, podendo diminuir o grande consumo no horário de pico, o qual apresenta um custo maior, podendo ser utilizado este lucro em outras áreas. Para a concessionária, evita a expansão do sistema de distribuição e transmissão, já que com a geração próxima ao consumo não há a necessidade de se expandir o sistema no caso de um aumento da demanda.

Não obstante, além dos benefícios que esta geração pode trazer, existem alguns parâmetros relativos a qualidade da energia gerada que devem ser verificados para que este possa ser conectado à rede de distribuição local, podendo assim o gerador também injetar potência na rede, vendendo seu excedente de produção à concessionária.

Atualmente, tem se estudado o controle inteligente das redes de distribuição no Brasil e no mundo. A energia gerada por estes geradores distribuídos pode ser controlada por este sistema e sua alocação nos centros de carga que necessitam de uma demanda de energia. Este conceito é conhecido por *smart grid* ou redes inteligentes, as quais são capazes de gerir um sistema de distribuição, proporcionando um consumo racional da energia elétrica, diminuindo os desperdícios pontualmente.

Segundo Fox-Penner (2010), *smart grid* significa a combinação de tarifas, de uso com tecnologias que possam oferecer ao usuário a possibilidade de configurar o gerenciamento de seu consumo e geração de maneira automática, provendo assim uma diminuição do consumo com energia e oferecendo outros benefícios como um aumento na disponibilidade do sistema de distribuição como um todo.

A geração distribuída utilizada em conjunto com as “redes inteligentes” pode trazer muitos benefícios para a localidade na qual será inserida, trazendo um consumo de energia de maneira mais sustentável, entretanto, nesta modalidade de geração, em sua grande parcela, produz energia na forma de corrente contínua. Sendo as mais

significativas a energia fotovoltaica e a energia obtida através do hidrogênio ou hidrocarbonetos.

1.1.1 Delimitação do tema

As grandes concentrações de fontes de geração de energia elétrica no Brasil encontram-se distantes dos grandes centros consumidores, sendo estas provenientes de recursos hídricos. Além disso, requerem grandes investimentos e demandam muito tempo para sua construção (LORA; HADDAD, 2006). Concomitantemente, o impacto ambiental causado pela construção de usinas hidrelétricas mostra-se um fator preocupante, uma vez que estas geram grandes áreas inundadas, causando grande emissão de hidrocarbonetos, devido à decomposição de matérias orgânicas submersas.

Outra grande fonte energética mundial é o petróleo, muito utilizado para geração de energia elétrica, a qual gera gases que aumentam o efeito estufa no mundo. Não obstante a energia nuclear causa grandes preocupações, tendo em vista seu histórico e os últimos acontecimentos mundiais. Percebe-se que o ser humano não possui domínio completo sobre o aproveitamento dessa energia, uma vez que não consegue controlar os resíduos gerados por ela.

Segundo (LORA; HADDAD, 2006, p.3) os fatos citados anteriormente acarretarão em uma nova formação da matriz energética, composta por uma geração mais próxima ao consumidor e com baixo custo, na qual a geração distribuída apresenta-se como principal opção.

A ANEEL no decreto nº 5.163 de 2004 considera geração distribuída como sendo a produção de energia elétrica, realizada por qualquer produtor conectado à rede de distribuição, desde que esta autorize.

Nesta modalidade de geração, a grande parcela das fontes geradoras em potencial produz energia na forma de corrente contínua. Sendo as mais significativas a energia fotovoltaica e a energia obtida através do hidrogênio ou hidrocarbonetos.

Segundo Farret (1999, p. 96) a transformação da luz solar em energia elétrica ocorre através de células compostas por semicondutores. Estas, capazes de

transformar a irradiação incidente sobre elas em corrente contínua e com eficiência dependente da intensidade da radiação solar. Devido à várias linhas de pesquisa, este tipo de geração vem sendo cogitada para assumir uma parte da matriz energética, tendo em vista a diminuição do seu custo nos últimos anos. Do ponto de vista da flexibilidade, esta tecnologia apresenta-se como solução para os sistemas de geração distribuída.

Segundo (LÜCKMEYER, 2010, p. 123), as células combustíveis se parecem muito com baterias, pois geram energia a partir de uma reação eletroquímica. Porém elas diferem, pois o hidrogênio é fornecido continuamente no ânodo da célula, e reage com oxigênio fornecido no cátodo.

A partir da problemática apresentada, procura-se desenvolver um conversor CC-CA, que seja versátil, de fácil implementação e de baixo custo, para que possa atender diversa gama de fontes geradoras.

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Partindo do fato que sistemas de geração de energia alternativa, em grande parte utilizam barramentos CC, foi vista a oportunidade de desenvolver um equipamento, capaz de conectar estes geradores as redes de distribuição de baixa tensão no Brasil. Este é um mercado com grande número de produtos, entretanto encontra-se uma lacuna quando se procura um equipamento versátil de baixo custo e alto rendimento.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

O objetivo do trabalho foi desenvolver um módulo de interface CC-CA para realizar a conexão monofásica de um barramento CC, oriundo de qualquer fonte com a rede de distribuição elétrica, realizando a injeção de potência.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudar a topologia do conversor;
- Estudar o sistema de controle;
- Projetar o conversor;
- Projetar o controle do conversor;
- Simular o conversor via software;
- Implementar o protótipo;
- Realizar ensaios práticos;
- Analisar dados coletados.

1.4 JUSTIFICATIVA

O crescimento do consumo de energia na atual realidade mundial, o uso ainda extensivo de fontes convencionais fósseis e exauríveis, as apreensões com o meio ambiente e a segurança energética tornaram o uso de energias renováveis um dos requisitos necessários para um desenvolvimento sustentável.

Atualmente, uma das tendências do setor elétrico é a geração de energia em baixa tensão, que permitirá aos consumidores contribuir com a matriz energética do país sem grandes investimentos por parte dos governos, podendo o consumidor adquirir sua fonte e produzir para seu próprio consumo tornando-se neutro em energia ou usufruir da condição de produtor de energia. E um importante exemplo é a geração de energia elétrica através de energia solar com o uso de módulos fotovoltaicos.

Este trabalho teve por finalidade o desenvolvimento de um módulo de interfaceamento entre um barramento de corrente contínua e o sistema de distribuição existente, de maneira eficiente, com alto rendimento e baixo custo frente aos que existem no mercado.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O método de pesquisa foi de caráter exploratório, experimental e teórico, tendo-se por objetivo reunir informações e conhecimentos aplicáveis em projetos de conversores destinados à conexão com redes de distribuição de baixa tensão.

Tendo como referência livros de Eletrônica de Potência, teve-se o objetivo de absorver os conhecimentos necessários das topologias de conversores CC-CA.

Através de consultas na biblioteca da UTFPR pôde-se encontrar monografias, catálogos de fabricantes, artigos, teses e dissertações relacionadas a conversores CC-CA e geração distribuída, com o intuito de reforçar os conceitos e as bases teóricas para a implementação do projeto.

Com o objetivo de modelar e de prever problemas no comportamento dos conversores e no circuito de controle, foram feitos usos de *softwares* simuladores como *Altium* e *Proteus*. Dessa forma os componentes eletrônicos para o projeto dos conversores foram especificados e implementados de maneira correta.

Durante o desenvolvimento do protótipo, foram realizados ensaios em laboratório para a coleta de resultados, análise de funcionamento e ajustes eletrônicos dos conversores.

Também paralelamente as atividades acima citadas, foram feitas reuniões com o professor orientador do projeto para adquirir as informações necessárias para a implementação dos conversores.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está constituído basicamente de quatro capítulos. No primeiro estão apresentados os objetivos, geral e específicos, a apresentação dos problemas, justificativas e a metodologia empregada no desenvolvimento do trabalho.

No segundo está apresentado o embasamento teórico, realizando uma fundamentação para o desenvolvimento e estudo do módulo de conexão CC-CA. Neste capítulo, o funcionamento e o desempenho, teóricos, do protótipo são mostrados para

que posteriormente possa ser realizado um comparativo com os dados obtidos durante a realização dos testes em laboratório.

O terceiro capítulo contempla a metodologia para montagem do protótipo, as etapas do desenvolvimento, as formas de avaliação dos desempenhos dos conversores, a metodologia de análise dos dados bem como a forma de coleta dos dados.

No último capítulo estão abordados os dados coletados, realizando um comparativo entre os valores teóricos e práticos, verificando a viabilidade dos protótipos. Também são feitas as conclusões, verificando se o trabalho conseguiu cumprir seus objetivos com sucesso.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 FONTES GERADORAS PARA CENTROS URBANOS

O consumo de eletricidade embora não seja necessariamente um bom indicador do grau de desenvolvimento de uma região ou país, mostra que cada vez mais as atividades socioeconômicas tornam-se dependentes desse recurso. Nesse contexto, o suprimento de energia elétrica tem-se tornado fator indispensável ao bem-estar social e ao crescimento econômico de um país. Contudo, é ainda muito deficitário em várias regiões, seja pela falta de acesso ou pela precariedade do atendimento.

A disponibilidade de recursos energéticos e de tecnologias de aproveitamento não é fator limitante ao crescimento econômico do país. Assim, a grande extensão do território nacional, a distribuição geográfica dos recursos e as peculiaridades regionais são importantes desafios ao planejamento da oferta e gerenciamento da demanda de energia elétrica. O Setor Elétrico Brasileiro vem passando por mudanças e ajustes, a fim de evitar que esses desafios tornem-se um entrave ao desenvolvimento socioeconômico do país. Fazendo-se uma análise detalhada da disponibilidade de recursos energéticos, das tecnologias de aproveitamento, de projetos em operação e desenvolvimento, as demandas setoriais de energia estão surgindo (ANEEL, 2011).

Seguindo esse contexto, um modelo de tecnologia de aproveitamento da geração fotovoltaica pode ser usado nas cidades para gerar energia elétrica de forma complementar àquela normalmente disponível através da rede elétrica. Podem ser instalados de forma distribuída em telhados de residências e prédios, ou podem formar grandes usinas fotovoltaicas, menos comuns em áreas urbanas devido ao elevado custo do terreno para montagem dos painéis. Nas residências o uso mais típico é produzir energia elétrica enquanto a luz do sol está brilhando e caso não haja demanda na própria residência neste instante, o restante da energia pode ser exportada para a rede elétrica.

Atualmente há um grande crescimento deste tipo de tecnologia de geração, entretanto, no Brasil, ainda encontra-se mais centralizada em concessionárias e institutos de pesquisa para verificação de seu desempenho. O fator preponderante no que diz respeito ao aumento da utilização desta tecnologia, a nível mundial, tem sido a diminuição no custo, a qual vem tornando-se cada vez mais atrativo. Para exemplificar, em 2010 segundo a IEA – *International Energy Agency*, a capacidade instalada de energia elétrica gerada por sistemas fotovoltaicos no mundo inteiro atingiu 40 GWp, crescimento de 7 GWp, se comparado com montante existente em 2009.

Para que se possa mensurar o custo da geração a partir de um sistema fotovoltaico conectado à rede, é necessário que se leve em consideração inúmeros fatores. Segundo (BENEDITO; ZILLES, 2010), pode-se obter o custo a partir da formulação proposta em (2.1).

$$C = \left[\frac{r \times (1+r)^N}{r \times (1+r)^N - 1} + OM \right] \times \frac{I_{nv}}{87,6 \times CF} \quad (2.1)$$

Onde:

C - custo da eletricidade gerada;

I_{nv} - investimento inicial;

OM - custo de operação e manutenção do sistema;

N - tempo de vida útil da planta;

r - taxa de desconto adotado;

CF - fator de capacidade da instalação.

Sendo assim, utilizando-se desta formulação e adotando uma taxa de desconto de 7% ao ano, uma vida útil de 25 anos e um custo de operação e manutenção de 1% sobre o investimento inicial, pode-se traçar um panorama do custo da geração fotovoltaica em nove localidades diferentes no Brasil, conforme pode ser observado na Figura 3 (BENEDITO; ZILLES, 2010).

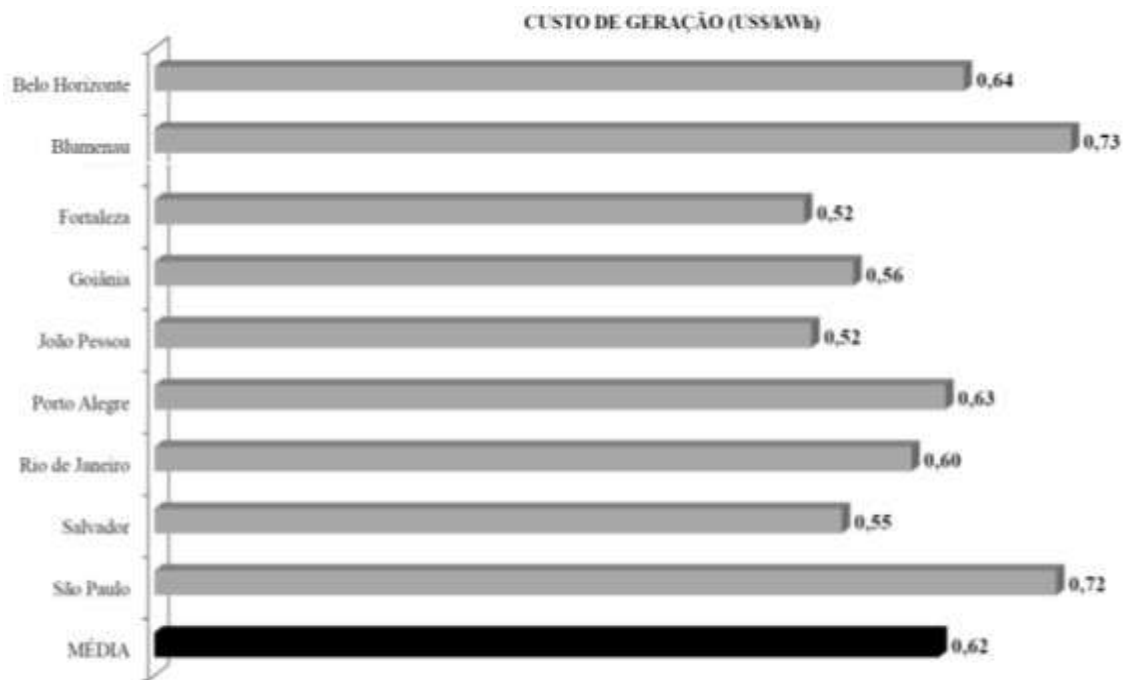


Figura 3 – Custo de Geração a partir de um SFCR (Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede) para as nove localidades selecionadas.

Fonte: Benedito e Zilles (2010).

Segundo (BENEDITO; ZILLES, 2010), atualmente no Brasil o custo da geração oriunda de painéis fotovoltaicos é 2,4 vezes maior do que as tarifas praticadas pelas concessionárias, entretanto, esta diferença vem decaindo anualmente, tendo em vista os avanços tecnológicos e o aumento excessivo cobrado no fornecimento da energia elétrica a níveis domésticos. Acredita-se que em aproximadamente 10 anos existirá a

chamada paridade tarifária entre o custo da geração solar e a tarifação convencional, conforme pode ser observado na Figura 4.

Frente a estas informações, a geração fotovoltaica caracteriza-se como uma das principais soluções para o problema da geração próxima ao consumo e expansão da demanda futura de energia, tendo em vista sua versatilidade, podendo ser inserida em pequenos espaços. Entretanto ainda não há uma regulamentação específica para este tipo de geração, o que com o passar do tempo e o aumento da utilização será imprescindível.

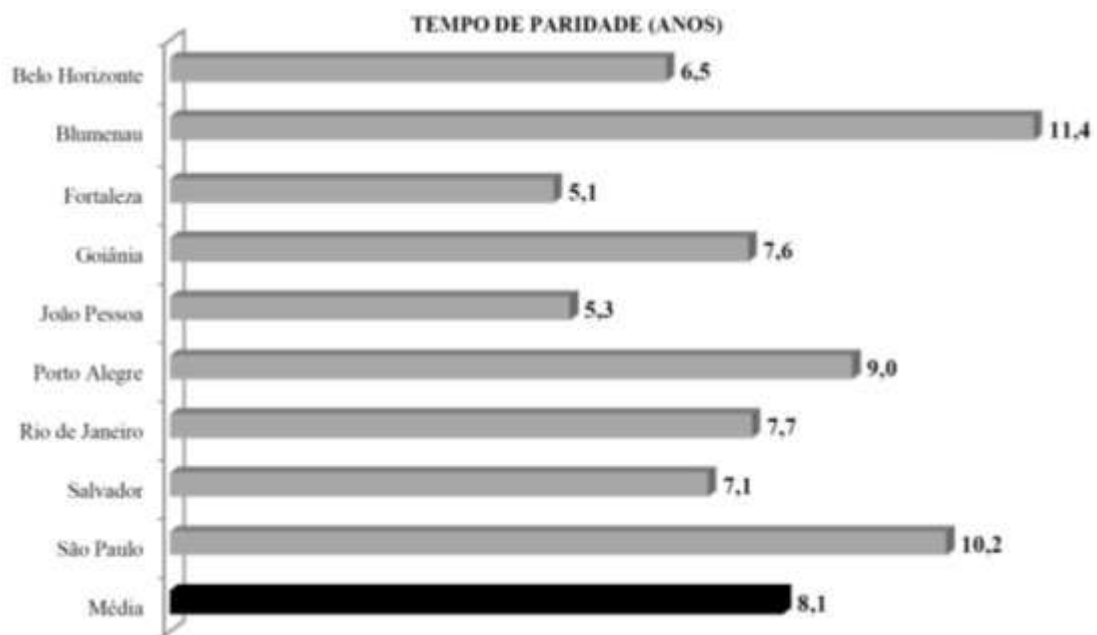


Figura 4 - Tempo de paridade para as nove localidades selecionadas.

Fonte: Benedito e Zilles (2010).

Os painéis são constituídos de módulos fotovoltaicos conectados de forma a gerar a quantidade demandada de energia. A energia gerada pelos módulos fotovoltaicos é então transformada para o padrão de energia utilizado nas residências, através de um equipamento eletrônico chamado inversor. O inversor permitirá que qualquer eletrodoméstico seja utilizado, mas devendo-se reduzir estes equipamentos ao mínimo essencial em função do custo do sistema. Os condicionadores de ar, chuveiros elétricos, ferros elétricos, fornos micro-ondas e outros vilões do consumo de energia devem estar fora deste leque de equipamentos essenciais. Lâmpadas

eficientes e aparelhos de rádio e televisão, entre outros equipamentos de baixo consumo, são os mais apropriados. Além disso, os módulos fotovoltaicos não impactam ao meio ambiente de forma agressiva. Um diagrama de um sistema que pode ser facilmente implantado em centros urbanos é apresentado na Figura 5.

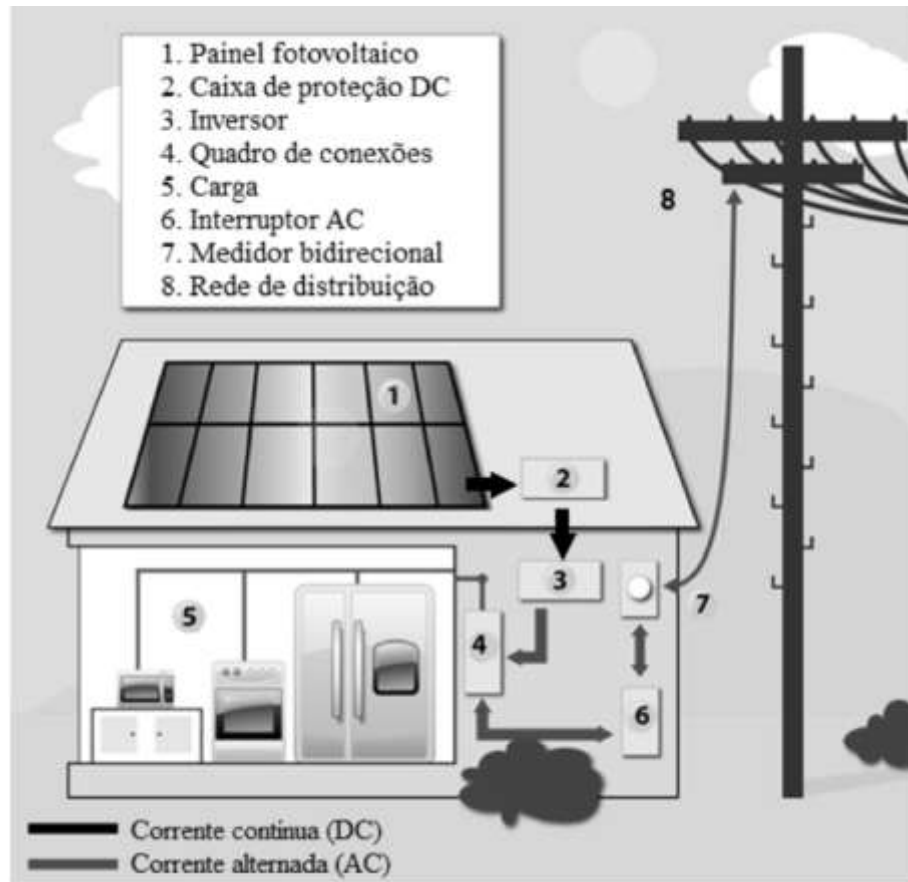


Figura 5 - Diagrama de um SFCR (Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede) residencial.
Fonte: Benedito e Zilles (2010).

2.2 MÉTODOS DE OBTENÇÃO DE POTÊNCIA MÁXIMA

Devido a inúmeros fatores como o alto custo inicial e a baixa eficiência, a geração fotovoltaica muitas vezes acaba sendo subutilizada. A baixa eficiência dos painéis solares é um dos grandes desafios em relação aos geradores de energia fotovoltaica devendo-se assim buscar a utilização máxima de energia gerada. Existe um ponto em que o sistema de geração trabalha em sua potência máxima, independente

das condições em que os painéis estejam sujeitos, e este é chamado de MPP (Ponto de Máxima Potência). Para que se possa encontrar este ponto, o qual é bastante desejável, tendo em vista o maior rendimento, são utilizadas técnicas de rastreamento do ponto de potência máxima, ou como MPPT - *Maximum Power Point Tracking* (SEGUEL, 2009, p.81).

Segundo (CHAPMAN; ESRAM, 2007), existem inúmeros métodos para encontrar o ponto de máxima potência. Eles podem ser diferenciados pela complexidade, estrutura necessária, velocidade de convergência, custo, entre outros.

A Figura 6 apresenta a curva característica de um painel solar, sujeito a determinadas condições de temperatura e irradiação, na qual faz se necessário encontrar o ponto de máxima potência em função da corrente ou tensão. Usualmente existe apenas um ponto ótimo para a geração, entretanto este ponto é variável de acordo com a situação do sistema (CHAPMAN; ESRAM, 2007).

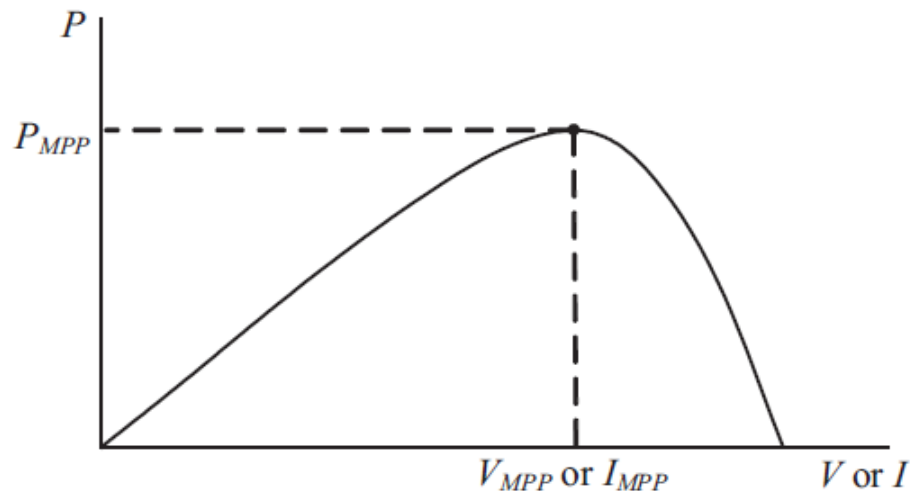


Figura 6 - Curva característica de potência dos painéis solares.
Fonte: Chapman e ESRAM (2007).

2.2.1 Técnicas MPPT

Segundo (CHAPMAN; ESRAM, 2007), uma das técnicas utilizadas para obtenção de máxima potência é pelo método de perturbação e observação também reconhecida pela sigla P&O. No caso de um painel fotovoltaico conectado a um conversor de energia, a técnica de perturbação de tensão no conversor fará

consequentemente que haja uma perturbação de tensão no painel fotovoltaico. Na Figura 7, é possível observar que incrementando a tensão, a potência aumenta até chegar à tensão de MPP ou Ponto de Máxima Potência ideal. Portanto, se há um aumento na potência, a perturbação subsequente deverá ser mantida à mesma para alcançar o MPP, e se há uma diminuição de potência, a perturbação deverá ser invertida.

Para esta técnica existe um algoritmo que é resumido no Quadro 1, onde é usada uma condição lógica de “se e somente se”, ou seja, uma condição somente será válida quando a outra condição tiver o mesmo valor lógico. Este algoritmo também funciona quando tensão e corrente instantâneas são usadas em módulos em séries, desde que as amostragens de testes ocorram somente uma vez a cada ciclo de chaveamento. O processo é repetido periodicamente até o MPP ser alcançado. O sistema então oscila sobre o MPP.

Perturbação	Mudança de Potência	Próxima Perturbação
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

Quadro 1 - Resumo do algoritmo para técnica de P&O.

Fonte: Autoria Própria.

Problemas de oscilações podem ser minimizados reduzindo-se o tamanho da etapa de perturbação. Entretanto, uma perturbação muito pequena impacta na diminuição do MPPT. A solução para esta situação conflitante é ter uma perturbação de tamanho variável que se torne menor diante ao MPPT. De acordo com (CHAPMAN; ESRAM, 2007), é proposto um algoritmo de dois estágios que oferece um rápido rastreamento em uma etapa inicial de perturbação e um acompanhamento mais fino no segundo estágio. Por outro lado, o primeiro estágio é ignorado usando-se uma equação não-linear para uma estimativa inicial de exploração do ponto próximo para o MPP.

Dois sensores são geralmente necessários para medir a tensão e a corrente do módulo fotovoltaico em série da qual a potência é calculada, mas dependendo da topologia do conversor de energia, apenas um sensor de tensão pode ser necessário.

Outra técnica utilizada para rastrear o MPP é chamada de condutância incremental, e é baseada no fato de que a inclinação da curva de potência do módulo fotovoltaico em série é zero no MPP, sendo positiva na esquerda do MPP, e negativa na direita, como é dado por:

$$\begin{aligned} dP/dV &= 0, \text{ no MPP} \\ dP/dV &> 0, \text{ à esquerda de MPP} \quad (2.2) \\ dP/dV &< 0, \text{ à direita de MPP} \end{aligned}$$

Desde que,

$$dP/dV = d(IV)/dV = I + V dI/dV \cong I + V \Delta I/\Delta V, \quad (2.3)$$

(2.2) pode ser reescrito como,

$$\begin{aligned} \Delta I/\Delta V &= -I/V, \text{ no MPP} \\ \Delta I/\Delta V &> -I/V, \text{ à esquerda de MPP} \quad (2.4) \\ \Delta I/\Delta V &< -I/V, \text{ à direita de MPP} \end{aligned}$$

O MPP pode assim ser rastreado comparando a condutância instantânea (I/V) com a condutância incremental ($\Delta I/\Delta V$) como mostrado no fluxograma da figura 9. A (V_{ref}) representa a tensão de referência na qual o módulo fotovoltaico é forçado a operar. No MPP, (V_{ref}) é igual a (V_{MPP}). Uma vez que o MPP é alcançado, a operação do módulo fotovoltaico é mantida neste ponto a menos que uma mudança no (ΔI) seja notada, indicando uma mudança nas condições atmosféricas e no MPP. O algoritmo decrementa ou incrementa (V_{ref}) para rastrear o novo MPP.

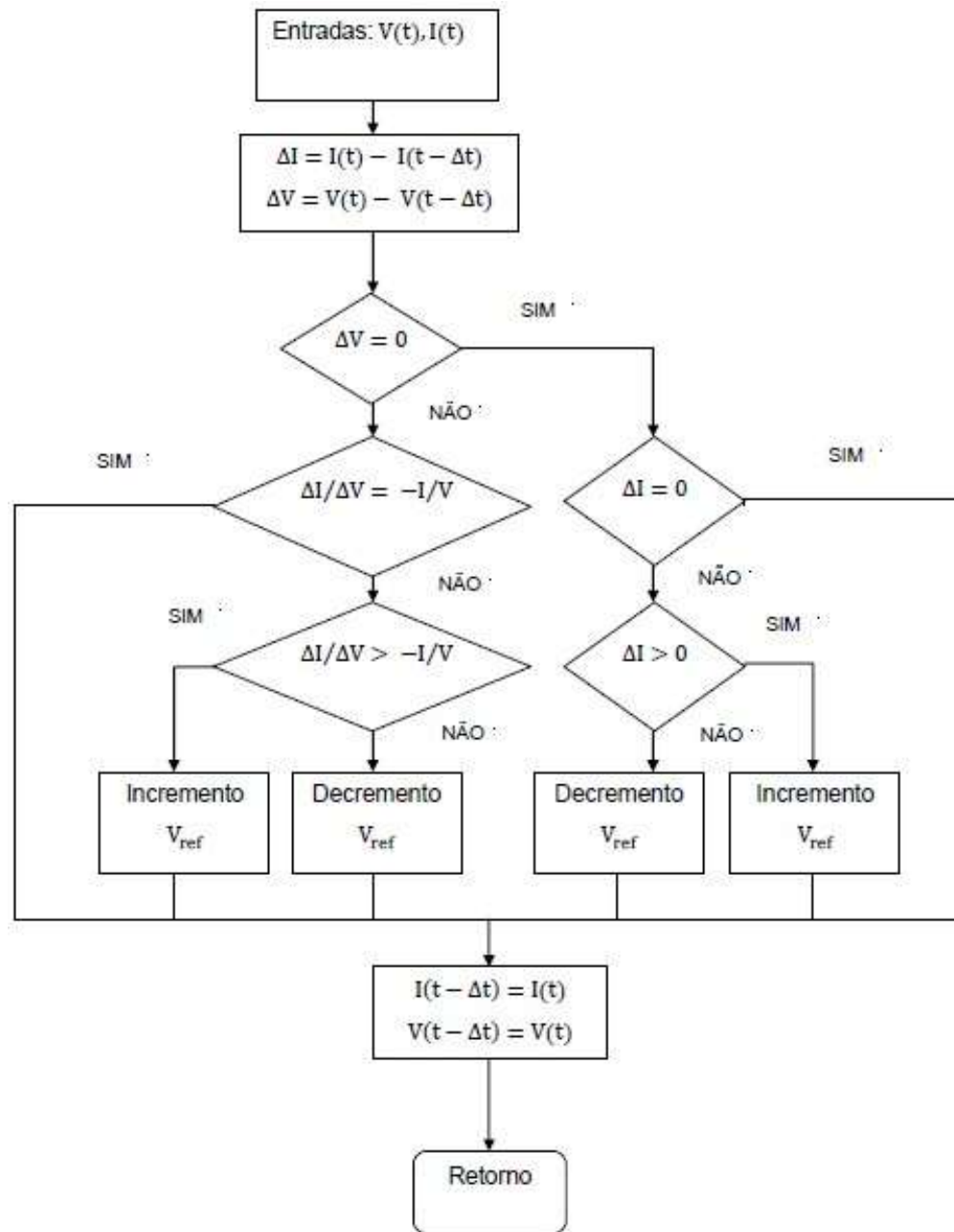


Figura 7 - Fluxograma do algoritmo pelo método incremental de condutância.
 Fonte: Adaptado de Chapman e Esmar (2007).

O tamanho do incremento determina quão rápido o MPP é rastreado. Um rastreamento rápido pode ser atingido com incrementos maiores, mas o sistema pode não operar exatamente no MPP, e passa a oscilar sobre ele. É proposto um método que traz o ponto de operação do painel fotovoltaico próximo ao MPP em primeiro estágio e então usa a condutância incremental para rastrear exatamente o MPP em um

segundo estágio. Pelo controle adequado do conversor de potência o ponto operacional inicial é definido para corresponder a uma resistência de carga proporcional a relação da tensão de circuito aberto (V_{OC}) para a corrente de curto-circuito (I_{CC}) do painel fotovoltaico. Esta alternativa de dois estágios também garante que o MPP real seja rastreado em caso de múltiplos máximos locais. É usada uma função linear para dividir o plano $I - V$ em duas áreas, uma contendo todos os MPPs possíveis sob mudanças de condições atmosféricas. O ponto de operação é trazido para esta área e então a técnica da condutância incremental é usada para alcançar o MPP.

Uma forma menos óbvia, porém eficaz de realizar a técnica da condutância incremental é usar a condutância instantânea e a condutância incremental para gerar um sinal de erro, conforme mostra a equação (2.5).

$$e = I/V + dI/dV \quad (2.5)$$

Das condições de (2.2), sabe-se que o erro vai para zero no MPP. Então um simples controle proporcional integral pode ser usado para conduzir a equação (2.5) do erro à zero. Para medições de tensão e corrente instantâneas do painel fotovoltaico requerem-se dois sensores. Enfim, o método de condutância incremental é bastante útil com o uso de microcontroladores que podem facilmente controlar faixa de valores de tensão e corrente fazendo o controle necessário para um bom rendimento do painel fotovoltaico.

2.3 FORMAS DE CONEXÃO À REDE ELÉTRICA

Para injeção de potência na rede elétrica parte-se da premissa que o menor valor de tensão CC necessita ser superior ao pico de tensão da rede elétrica, tendo em vista que o fluxo de potência ocorre dos módulos fotovoltaicos para a rede elétrica. Segundo (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005, p. 1294), na evolução da forma de conexão de módulos fotovoltaicos existem somente quatro tecnologias de utilização. Como apresentado na Figura 8, são elas: tecnologia de inversor central, tecnologia *string*, tecnologia *multi-string* e tecnologia de módulo CA.

A tecnologia de inversor central é baseada em uma associação de vários módulos fotovoltaicos tanto em paralelo quanto em série, e a presença de somente um conversor CC-CA para toda a cadeia de módulos. A quantidade de módulos em série é determinada para que a soma das tensões individuais seja superior ao pico da rede, para garantir as condições citadas anteriormente, já à associação de módulos em paralelo tem o objetivo de aumentar a potência gerada. O grande problema desta tecnologia ocorre quando se obtêm sombreamento parcial da rede de módulos, pode-se perder a geração da rede inteira. Além do problema citado esta possui limitações tais como a cabos com alta tensão CC entre os módulos e o inversor, também a impossibilidade de se obter a máxima potência de cada módulo e a falta de flexibilidade do conjunto.

A tecnologia de cadeia de inversores se caracteriza por uma associação em série de módulos da mesma forma que a de inversor central, porém sem associação em paralelo, a cada cadeia de módulos se tem um conversor CC-CA. Nesta tecnologia, tem-se uma melhora no ponto de máxima potência. Esta é uma tecnologia utilizada atualmente.

A tecnologia de múltiplas cadeias de inversores é uma das mais atuais. Está baseada na conexão em série de módulos fotovoltaicos, porém não é necessária a associação de vários módulos, pois existe uma etapa onde a tensão CC é elevada ao valor ideal, e tem-se somente um inversor CC-CA. Além do fato citado, esta tecnologia resolve alguns problemas da tecnologia de inversor central, uma vez que esta diminui o risco de desligamento devido ao sombreamento e também o ponto de máxima potência é buscado pelo conversor CC-CC.

Juntamente com a tecnologia de múltiplas cadeias o modulo CA se mostra uma tendência para a geração distribuída. Esta se caracteriza por cada painel possuir um conversor CC-CC para elevar a tensão e um conversor CC-CA. No caso de sombreamento não acontece à perda total de geração, somente os módulos sombreados, os quais param de gerar, tem-se um controle de máxima potência para cada módulo conseguindo assim a máxima geração possível (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Do ponto de vista de geração distribuída de pequeno porte, a tecnologia que se mostra mais adequada é a de módulos CA, pois estas possuem uma grande versatilidade, tanto no montante gerado quanto na expansão deste. Bastando apenas para o aumento da potência gerada a conexão de módulos em paralelo.

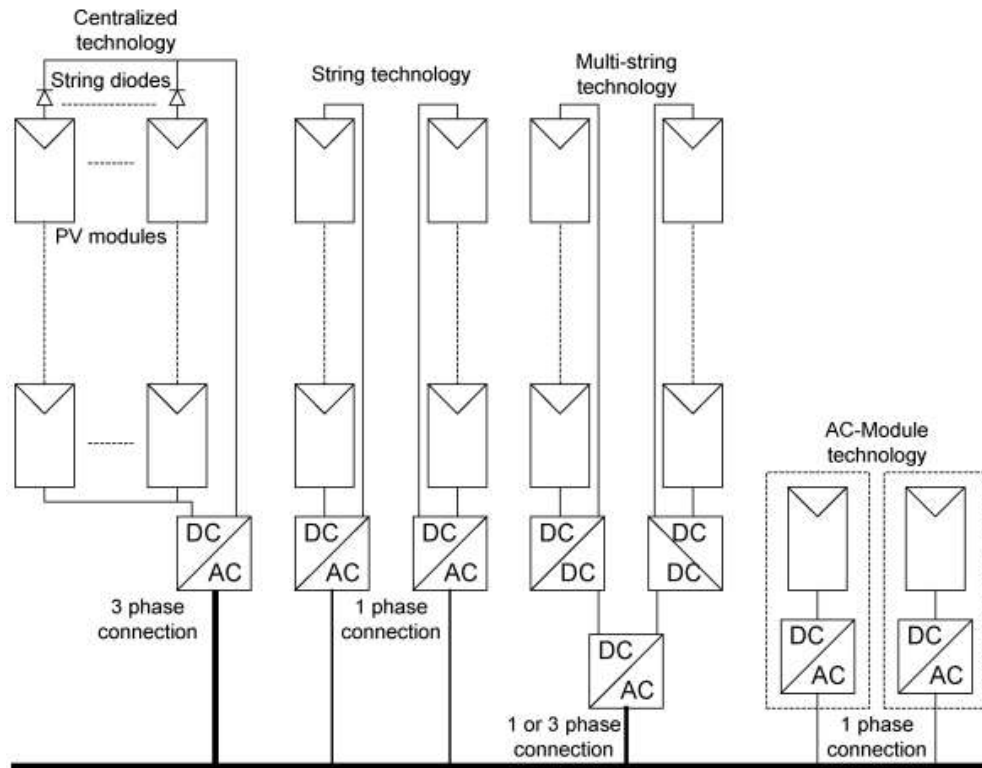


Figura 8 - Tecnologias para conexão.
Fonte: Kjaer, Pedersen e Blaabjerg (2005).

Contudo, a vida útil dos módulos de interface fica restrita a durabilidade dos componentes pelos quais estes são compostos, o que torna esta solução criticada por alguns pesquisadores. Tendo em vista que um módulo fotovoltaico tem uma vida útil média em torno de 30 anos, conforme divulgado por fabricantes tem-se a necessidade que o módulo de interface com a rede tenha uma durabilidade no mínimo similar à fonte geradora.

O principal componente que diminui o tempo de vida do módulo de interface são os capacitores eletrolíticos, os quais têm uma vida útil de sete anos em média, quando operam em altas temperaturas, sendo esta operação um fator sempre presente quando

se trata de geração solar. Sendo assim, faz-se necessário a utilização de capacitores que utilizam outras tecnologias, como tântalo e polipropileno, para que se possa postergar o fim da vida útil do sistema.

3 TOPOLOGIA PROPOSTA PARA CONEXÃO À REDE

Para a conexão do barramento CC à rede se propõe um circuito em forma de fonte de corrente, que seja capaz de injetar corrente na rede quando conectado em paralelo com o sistema. A solução proposta contemplará dois estágios, o primeiro estágio é composto pelo conversor *buck* o segundo estágio é composto pelo circuito inversor.

O sistema parte da teoria fundamental de circuitos elétricos que para haver circulação de corrente deve-se ter diferença de potencial, sendo assim o valor do nível de tensão do barramento genérico deve ser maior do que o valor de pico da senóide da rede em que o módulo será conectado, assim permitindo que para todo o período haja a injeção de corrente e conseqüentemente de potência na rede.

A partir desta entrada em corrente contínua, oriunda de um barramento genérico, caberá ao conversor *buck* fazer a conversão em uma forma de onda pulsada como é mostrado na Figura 9, de mesma frequência da corrente presente na rede. Isto se dá pela atuação do circuito de controle, que faz o sincronismo com uma amostra da rede, variando o ciclo de trabalho e conseguindo desta forma uma senóide composta por vários picos de tensão de valores diferentes.

Já para o circuito inversor tem-se o intuito de transformar a forma de onda pulsada proveniente do conversor *buck* para uma forma de onda em CA, através de um circuito de passagem por zero, apresentado na continuidade deste trabalho.

A alimentação do circuito será realizada por um conversor *flyback*, que se utilizará também da alimentação do barramento genérico e fornecerá 5 saídas isoladas, sendo que uma delas será necessária para os circuitos de controle e as outras 4 saídas para o acionamento de cada uma das chaves do circuito inversor, tendo em vista que é

necessário chaveá-las com sinais diferentes para sincronizar a corrente oriunda do circuito com a presente na rede.

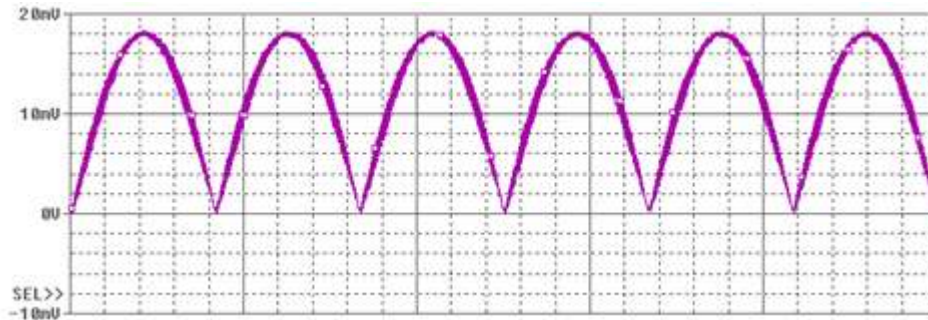


Figura 9 - Forma de onda CC pulsada.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 10 mostra o diagrama de blocos do circuito proposto, juntamente com uma topologia básica de controle.

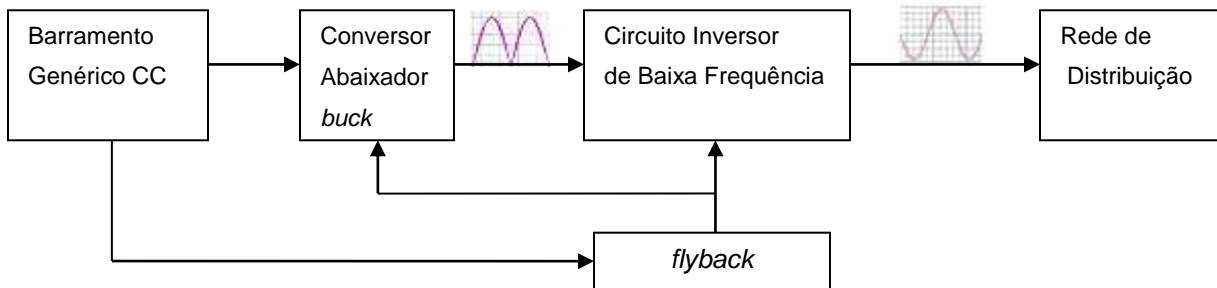


Figura 10 - Diagrama de blocos do circuito proposto.
Fonte: Autoria Própria.

Nesta topologia proposta tem-se um indutor com um valor de indutância L a ser definido de maneira que a tensão neste seja a diferença entre tensão de pico da rede e a tensão do barramento CC, trabalhando com uma variação da corrente de valor pré-definido (aproximadamente 10%) e a variação do tempo sendo o inverso da frequência de chaveamento. Assim reescreve-se a equação (3.1) como:

$$V_{cc} - V_p = L \cdot \frac{\Delta i}{(1/f)} \quad (3.1)$$

Onde V_{cc} é a tensão do barramento CC, V_p é a tensão de pico da rede, L é a indutância, Δi maior variação de corrente aceita e f é a frequência de chaveamento.

3.1 CONVERSOR *FLYBACK* ISOLADO

O conversor *flyback* é denominado desta forma por possuir um transformador de alta frequência no seu circuito, que garante um isolamento magnético entre a entrada e a saída. Derivado do conversor *buck-boost*, o conversor *flyback*, permite que na saída haja um sinal de tensão CC inferior ou superior ao sinal de entrada. O funcionamento deste conversor é baseado na quantidade de energia que é transferida entre a entrada e saída. O indutor do conversor *flyback* funciona de uma forma diferente de um transformador normal, pois os enrolamentos, primário e secundário, não conduzem corrente simultaneamente. Durante o período em que o MOSFET conduz, o *flyback* armazena energia no seu núcleo. Assim posteriormente a energia armazenada é liberada durante o período que o MOSFET está desligado.

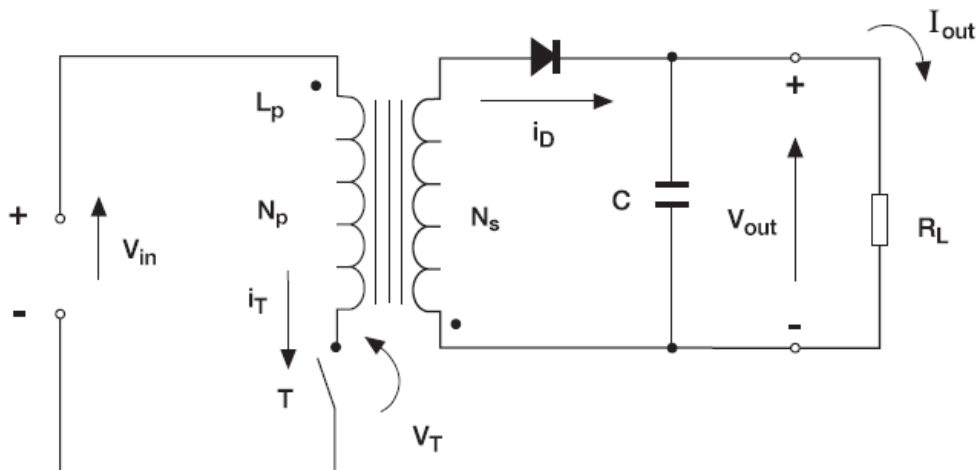


Figura 11 - Conversor CC-CC *flyback*.
Fonte: Adaptado de Barbi (2007, p. 64).

Observando a topologia do conversor *flyback*, vê-se que a bobina do transformador é utilizada para efetuar a transferência de energia. Dessa maneira é

produzido um isolamento entre a entrada e a saída do circuito enquanto é feita a transferência de energia. Estando o transistor T ligado, a energia é armazenada no enrolamento primário do transformador e quando está desligado é transferida para o enrolamento secundário.

O ganho estático do conversor *flyback*, para um funcionamento contínuo é dado pela equação (3.2).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{\delta}{1-\delta} \quad (3.2)$$

Onde:

N_p - número de espiras do enrolamento primário;

N_s - número de espiras do enrolamento secundário;

δ - razão cíclica;

V_{in} - tensão de entrada;

V_{out} - tensão de saída.

Segundo (BARBI, 2007, p. 66), as formas de onda das principais grandezas envolvidas estão representadas na Figura 12 e Figura 13.

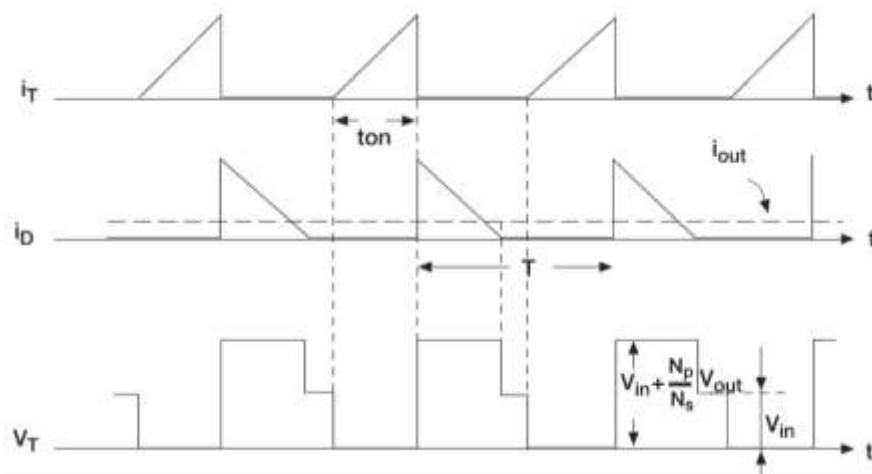


Figura 12 - Formas de onda de tensão e corrente do conversor *flyback* operando em modo descontínuo.

Fonte: Adaptado de Barbi (2007, p. 66).

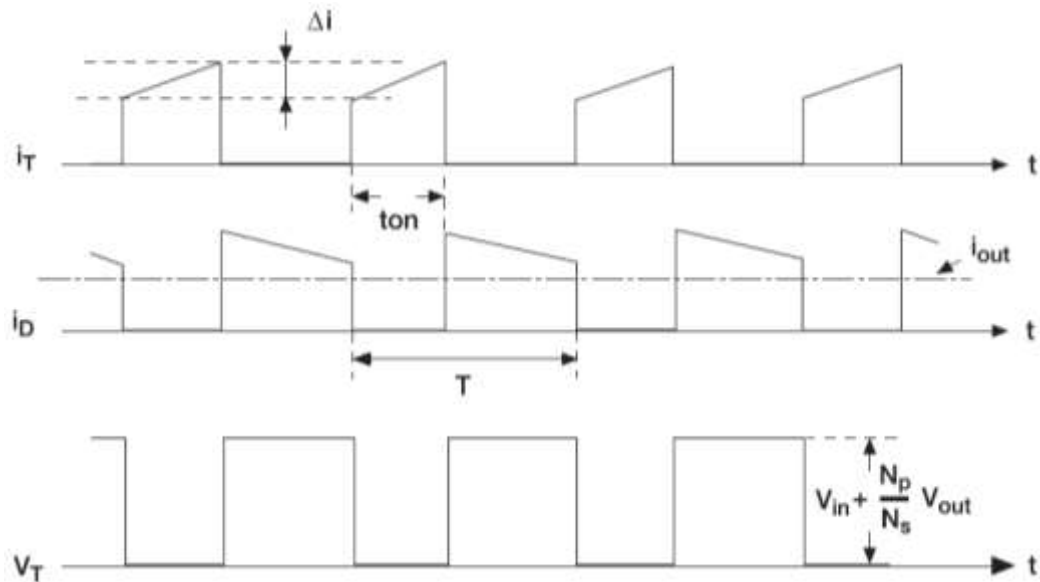


Figura 13 - Formas de onda de tensão e corrente do conversor *flyback* operando em modo contínuo.

Fonte: Adaptado de Barbi (2007, p. 66).

Quando se deseja várias saídas isoladas, emprega-se o circuito representado na Figura 14 a seguir.

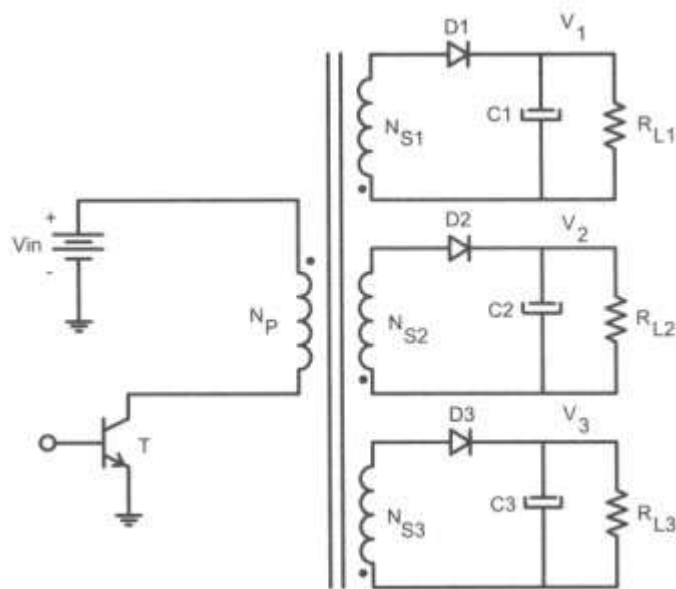


Figura 14 - Conversor *flyback* com múltiplas saídas.

Fonte: Adaptado de Barbi (2007, p. 67).

A seguir segundo (BARBI, 2007, p. 67), são apresentados algumas características gerais das fontes do tipo *flyback*.

- Baixo custo;
- Saídas múltiplas;
- Aceita grande variação da resistência de carga;
- Propicia isolamento entre a entrada e a saída;
- Boa regulação cruzada;
- Dispensa indutor de filtragem;
- Resposta rápida;
- Fácil de ser estabilizada, por apresentar um pólo simples na função de transferência.

O controle do conversor *flyback* é feito pelo controlador CI3548, que tem como característica usar o controle de realimentação de tensão para regular a saída de fontes isoladas. O CI3548 pode ser usado para controlar uma grande variedade de topologias de conversores. Este controlador atua no lado primário da fonte e tem as características necessárias para controlar com precisão a corrente de curto-circuito no lado secundário usando o modo de controle por técnicas de corrente média. Além das funções básicas necessárias para modulação de largura de pulso, o CI3548 utiliza-se de uma técnica patenteada de sensor de corrente secundária no lado primário em um conversor *buck* isolado.

O circuito UC3548 inclui uma referência de precisão, um amplificador de erro de largura de banda para o controle de corrente média, um oscilador para gerar o *clock* do sistema, um travamento comparador PWM - *Pulse Width Modulation*, circuitos lógicos, e um *driver* de saída de alta corrente.

Um bloqueio de subtensão de circuito está contido no CI3548. Este parâmetro de subtensão monitora a tensão de alimentação para o controlador (V_{CC}), a tensão de referência (V_{ref}), e a tensão de linha de entrada (V_{IN}).

A Figura 15 mostra o diagrama de blocos do CI3548 e seus respectivos parâmetros de controle.

No CI3548 existem duas características de proteção possuindo limites controlados para evitar a saturação do núcleo do transformador. A tensão de entrada é monitorada e a largura de pulso é forçada a limitar o resultado máximo da tensão em cada segundo aplicada ao transformador. Com estas características é permitida a utilização mais eficaz dos transformadores e interruptores resultando na redução do tamanho do sistema e do custo.

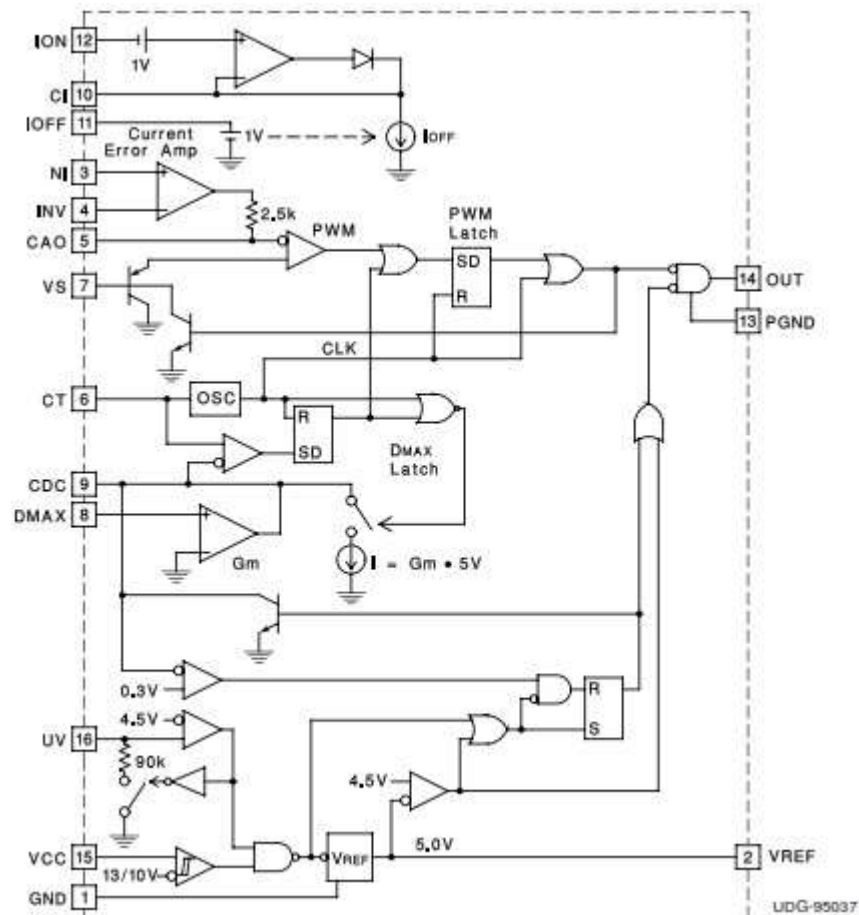


Figura 15 - Diagrama de blocos do CI3548.

Fonte: Texas Instruments UC3548.

3.2 BUCK

Este conversor possui o papel de transformar o barramento de corrente contínua em uma senóide retificada no projeto realizado. Os parágrafos a seguir relatam o funcionamento do conversor *buck*.

O conversor CC-CC *buck* é um conversor abaixador de tensão, ou seja, temos um valor médio de tensão na saída menor que na entrada, e portanto, conforme os princípios da conservação de energia, tem-se uma corrente média na saída maior que na entrada (BARBI, 2000).

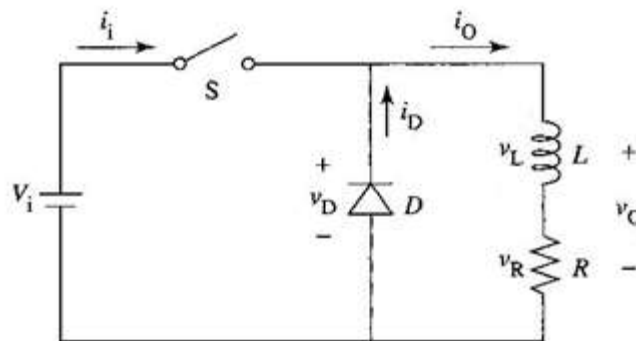


Figura 16 - Conversor *buck*.
Fonte: Ahmed (2000, p. 313).

Analisando a Figura 16, (AHMED, 2000, p. 313) afirma que para a chave S fechada o diodo ficara inversamente polarizado e com isso não conduzirá, assim, quem fornecerá alimentação para a carga será a V_i . A chave é mantida ligada por um tempo T_{on} e depois é aberta. Após abrirmos a chave o indutor se opõe a variação brusca de corrente e passa a fornecer corrente ao circuito. Isto provoca uma tensão induzida de polaridade oposta, a qual polariza o diodo de forma direta e o mesmo passa a conduzir como mostrado na Figura 17.

Analisando o circuito, em modo de condição contínua, ou seja, a corrente no indutor em regime nunca chega a se anular, temos que a tensão em cima do diodo quando a chave esta em condução é a mesma tensão da fonte, quando este conduz tem-se uma queda de tensão sobre ele muito pequena.

Não obstante, a tensão média no indutor é desprezível, conseqüentemente a tensão média na carga é a mesma tensão média sobre o diodo como exemplificado na equação (3.3):

$$V_o = \frac{T_{on}}{T} V_i \quad (3.3)$$

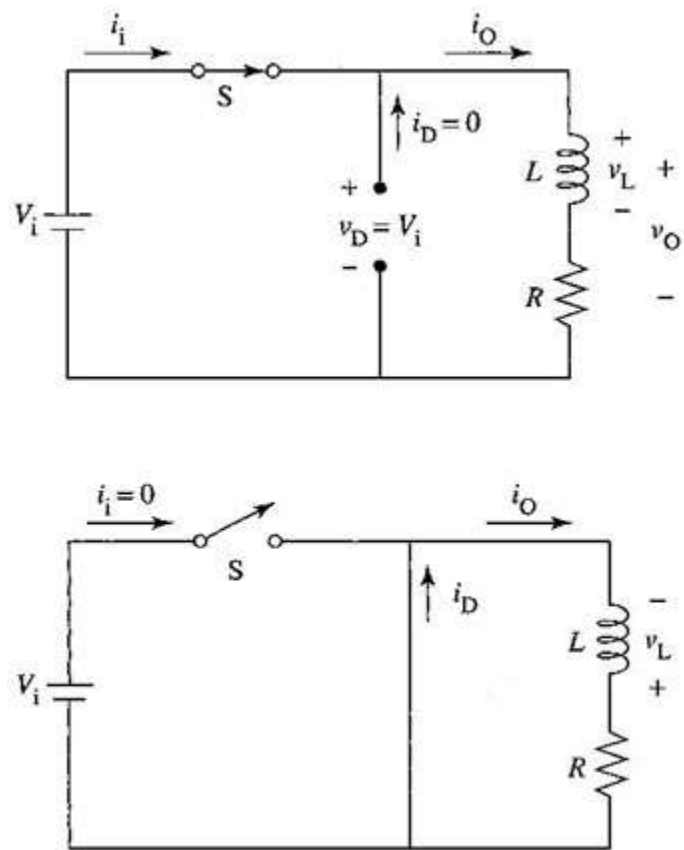


Figura 17 - Etapas de Funcionamento *buck*.

Fonte: Ahmed (2000, p. 314).

Verifica-se que T_{on} é o período em que a chave se encontra em condução e T a frequência de chaveamento. Toma-se por convenção que $\frac{T_{on}}{T}$ é igual à razão cíclica chamada de D , portanto temos que:

$$V_o = D V_i \quad (3.4)$$

Analisando a corrente percebe-se que a mesma atinge seu maior valor (I_{\max}) quando a chave abre e o seu menor valor (I_{\min}) quando a chave entra em condução, portanto a corrente oscila entre um I_{\max} e um I_{\min} . As formas de onda do conversor *buck* estão mostradas na Figura 18.

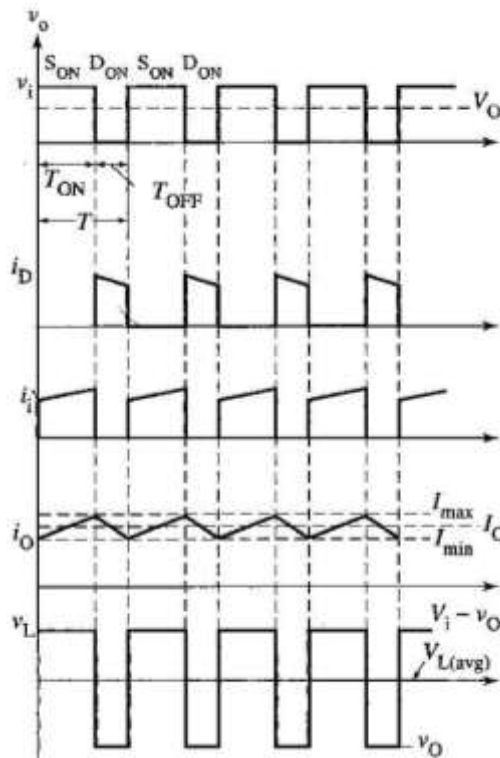


Figura 18 - Formas de onda conversor *buck* em condição contínua.

Fonte: Ahmed (2000, p. 316).

Para o cálculo do indutor do conversor *buck* parte-se da equação que modela a tensão sobre o indutor com referência na indutância e da variação da corrente em função do tempo, como é mostrado na equação (3.5).

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.5)$$

Onde V é a tensão sobre o indutor, L é a indutância e $\frac{di}{dt}$ é a variação da corrente em função do tempo.

3.3 CIRCUITO INVERSOR

O circuito inversor tem por finalidade realizar a inversão de um dos semiciclos, dos dois compreendidos em um período de 16,67ms, gerados na saída do conversor *buck*. Basicamente o circuito que realiza esta etapa pode ser verificado na Figura 19, alimentando uma carga genérica.

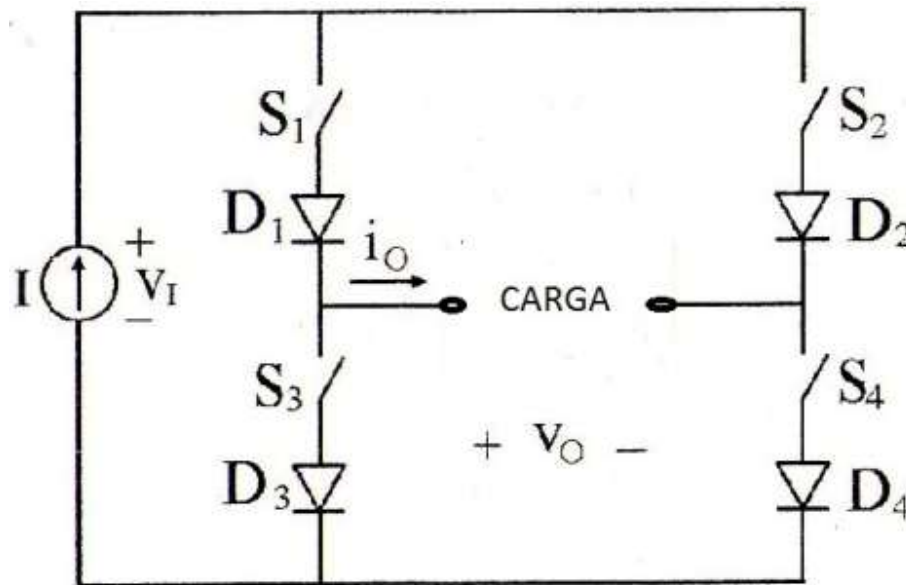


Figura 19 - Estrutura de potência do conversor CC-CA de corrente alimentando carga genérica.

Fonte: Adaptado de BARBI e MARTINS (2008).

Segundo (BARBI; MARTINS, 2008), para um conversor CC-CA (baseados em fontes de corrente), preferencialmente, as cargas devem ser aquelas que apresentam baixa impedância às harmônicas de corrente e tem fator de potência próximo a unidade, como por exemplo, uma carga capacitiva. Sendo este tipo de conversor adequado para situações em que as estruturas inversoras de tensão não podem ser utilizadas, devido ao tipo de carga desfavorável.

Para cargas com características indutivas, faz-se necessário à inserção de um capacitor na saída do circuito inversor, também denominado capacitor de filtro, para que não sejam ligadas duas fontes de corrente diretamente.

O controle das chaves é realizado por um circuito de identificação de passagem por zero, o qual a partir de uma referência obtida da rede faz com que a corrente injetada esteja sincronizada com a corrente que provem do sistema de distribuição em que a geração distribuída está inserida.

Este circuito utiliza-se de um amplificador operacional (LM358), que tem o esquemático representado na Figura 20, para realizar o sincronismo. O funcionamento baseia-se na comparação de um semiciclo amostrado da rede aplicado em uma das entradas não inversoras com uma tensão de referência aplicada na entrada inversora, que em caso de valores maiores que esta é gerada na saída um sinal em nível alto de amplitude igual à tensão de saturação do amplificador.

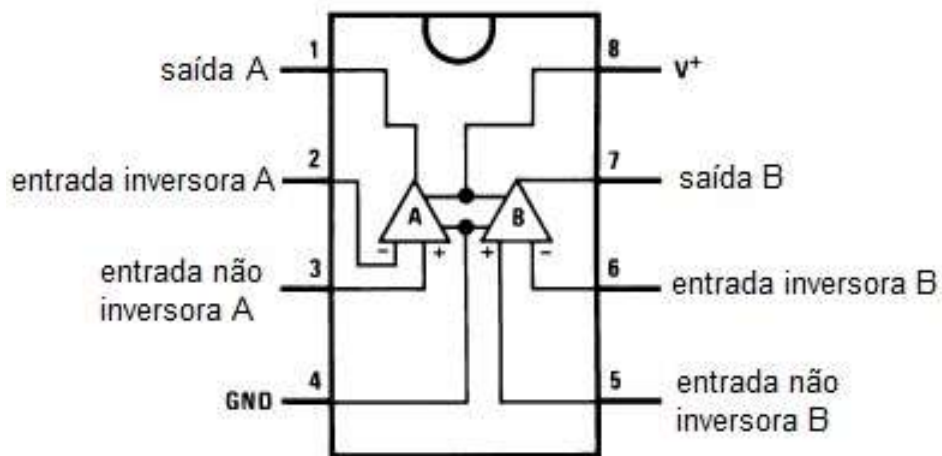


Figura 20 – Esquemático do LM358.

Fonte: Adaptado de National Semiconductor.

Para que se possa realizar o fechamento e abertura das chaves, de forma que as chaves não venham curto-circuitar o circuito inversor é necessário que no momento da passagem por zero da rede, haja um tempo para esta comutação, também conhecido como tempo morto. Este efeito pode ser realizado, alterando os valores dos resistores presentes no circuito apresentado na Figura 21, proporcionando uma variação na tensão de referência, que será obtida pelo produto entre a tensão de saturação (valor próximo ao da alimentação do LM358 (V^+)) e o fator B apresentado na equação (3.6),

para valores próximos a zero e que proporcionem um tempo morto adequado para comutação.

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.6)$$

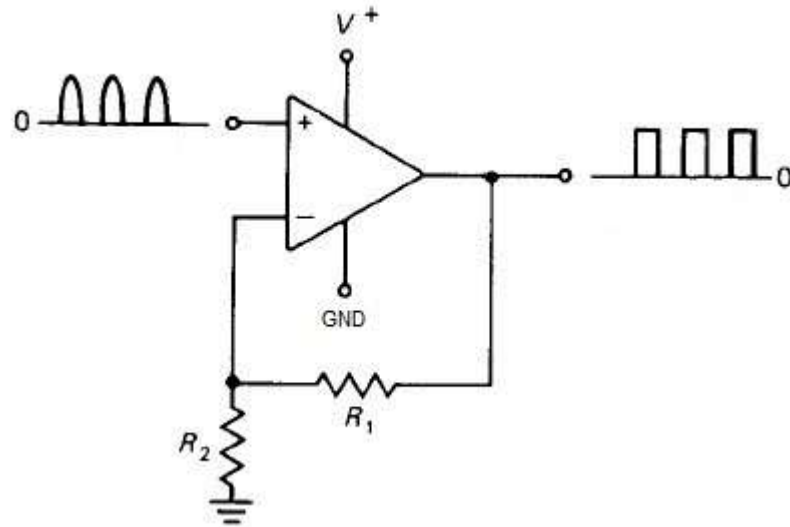


Figura 21 – Circuito de detecção de passagem por zero.
Fonte: Autoria Própria.

Segundo (BARBI; MARTINS, 2008), todo o sistema deve ser comandado para que em nenhum momento a fonte de corrente, ou neste caso o conversor *buck*, fique com seus terminais abertos, havendo sempre um caminho para que a corrente possa fluir pelo circuito.

A Figura 22, Figura 23, Figura 24, Figura 25 e Figura 26 apresentam as formas de ondas do circuito de inversão, nas quais se podem observar duas etapas distintas de operação, sendo elas:

- 1ª etapa ($0 \leq t \leq T/2$): no instante em $t=0$, há o envio do sinal lógico igual a 1 na saída do amplificador operacional, comandando assim as chaves S_1 e S_4 , já com as chaves S_2 e S_3 bloqueadas.
- 2ª etapa ($T/2 \leq t \leq T$): no instante em $t=T/2$, há o envio do sinal lógico igual a 1 na outra saída do amplificador operacional, comandando assim as

chaves S_2 e S_3 , já com as chaves S_1 e S_4 bloqueadas. Por sua vez, a corrente flui em sentido oposto ao da primeira etapa, fazendo com que para o referencial da carga a corrente torne-se alternada.

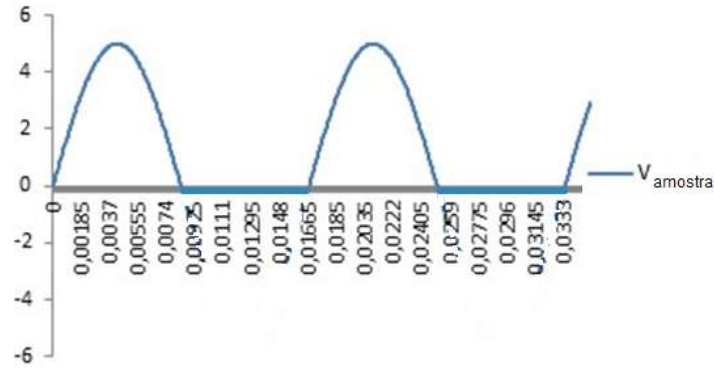


Figura 22 - Tensão amostrada da rede.
Fonte: Autoria Própria.

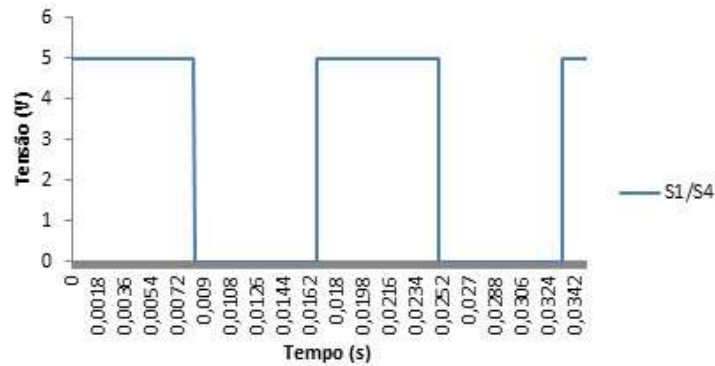


Figura 23 - Comandos das chaves 1 e 4 do circuito inversor.
Fonte: Autoria Própria.

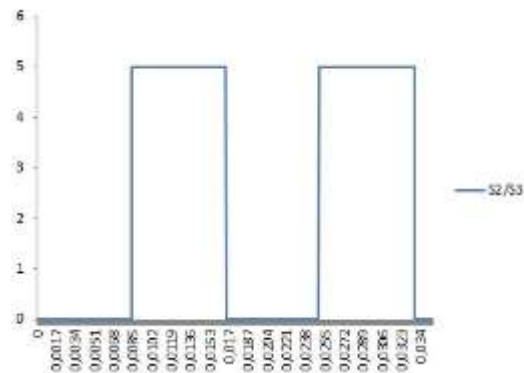


Figura 24 - Comandos das chaves 2 e 3 do circuito inversor.
Fonte: Autoria Própria.

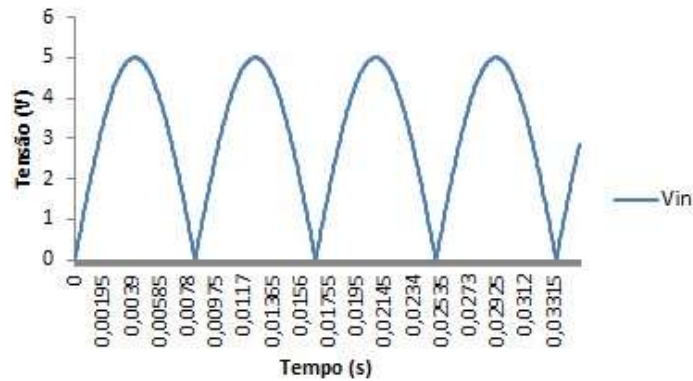


Figura 25 – Tensão de entrada do circuito inversor.
Fonte: Autoria Própria.

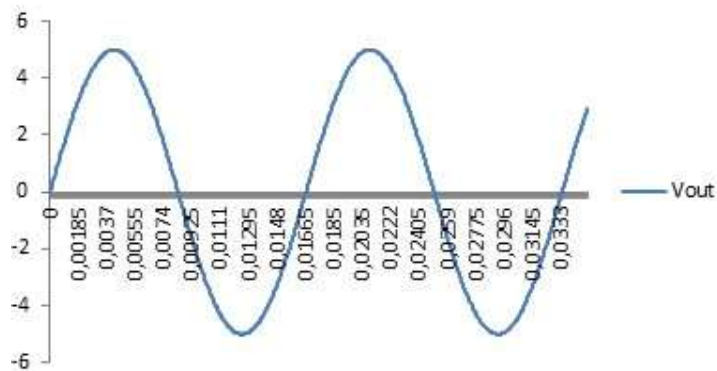


Figura 26 – Tensão de saída do circuito inversor.
Fonte: Autoria Própria.

3.4 CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle tem papel fundamental na topologia proposta, pois proporciona uma boa formação da onda injetada na rede e também uma redução nas imperfeições desta para injeção na rede. Para o desenvolvimento pode-se empregar um processador digital de sinais, para modulação da forma de onda contínua em senoidal e para o controle do erro.

Na topologia proposta utilizou-se um DSPIC 30F3010, que realiza a variação do ciclo de trabalho de acordo com uma referência de onda senoidal contida na memória, e utiliza para o sincronismo da forma de onda o mesmo sinal gerado pelo circuito de detecção de passagem por zero. Na borda de subida do sinal é disparada a variação da

tabela de seno contida na memória do *chip*, fazendo com que a forma de onda acompanhe a tabela para uma dada amplitude e frequência. Quando o valor da amplitude atinge o máximo, a variação da tabela é regredida, pois esta possui valores que representam apenas um quarto do semiciclo da senóide, até que na próxima borda de subida é zerada e recomeça o *loop*. Entretanto, podem ocorrer erros nesta variação, sendo fundamental a atuação do controle para corrigir a diferença entre a saída e o valor que deveria estar sendo injetado na rede. Podendo para isto ser utilizado um controlador proporcional, integral, derivativo ou uma combinação destes, trabalhando com o conversor *buck* em malha fechada.

3.4.2 Controle proporcional

O circuito proposto primeiramente utiliza-se de um controlador proporcional, que segundo (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995), tem a ação simplesmente proporcional ao controle de erro, o qual multiplica um ganho de valor pré-estabelecido pelo erro obtido e aplica este valor no próximo valor de saída do circuito, conforme apresentado na Figura 27. Este controle apenas atenua o erro, não levando este a zero e caracteriza-se por apresentar uma forma de atuação suave.

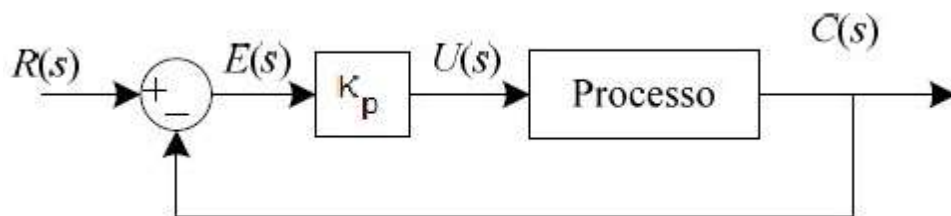


Figura 27 – Diagrama de blocos do controle proporcional.
Fonte: Autoria Própria

Para o controle adotado, $R(s)$ é uma tabela com um número pré-determinado (tabela de um quarto de senóide) ajustado por um potenciômetro. $E(s)$ é o erro obtido entre o valor injetado na rede, $C(s)$, comparado com o valor da tabela de seno. K_p é o ganho do controlador proporcional e que é multiplicado pelo erro, resultando na função $U(s)$, que incrementa o ciclo de trabalho do próximo intervalo.

3.4.2 Controle repetitivo

A finalidade do controlador repetitivo é de eliminar distúrbios harmônicos ou periódicos, agindo de forma a usar ciclos anteriores para agir de forma corretiva e melhorar o desempenho de uma planta a ser projetada. Um dos problemas que surgem é o uso de cargas como retificadores não controlados, que podem ser encontrados em equipamentos eletrônicos alimentados por fontes ininterruptas de energia (MICHELS, 2006 p. 56).

Os controladores repetitivos são classificados em dois tipos, o controlador repetitivo prototipado e o controlador de ação repetitiva auxiliar ou *plug-in*. Na configuração do primeiro tipo de controlador, é inserida uma ação repetitiva diretamente na malha de realimentação, que opera de forma conjunta ao funcionamento de um controlador de ação instantânea como pode ser vista na Figura 28, onde r é a referência e y a saída da planta.

Para a classificação do controlador de ação repetitiva auxiliar, sua ação é agir de forma a dar um suporte ao controle de ação instantânea em regime permanente, tanto para cargas lineares como não lineares, como pode ser visto na Figura 29. Os controladores de ação repetitiva auxiliar do tipo filtro Q, são implementações mais comuns, apresentando um algoritmo simples com um tempo menor de processamento e rápida convergência (MICHELS, 2006 p. 56).

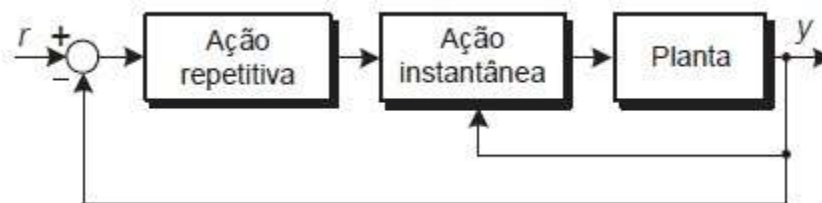


Figura 28 - Diagrama de blocos do controlador repetitivo prototipado.
Fonte: Michels (2006, p. 56).

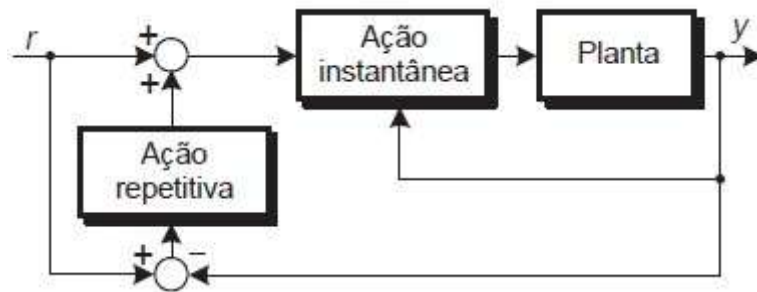


Figura 29 - Diagrama de blocos do controlador de ação repetitiva auxiliar ou plug-in.

Fonte: Michels (2006, p. 56).

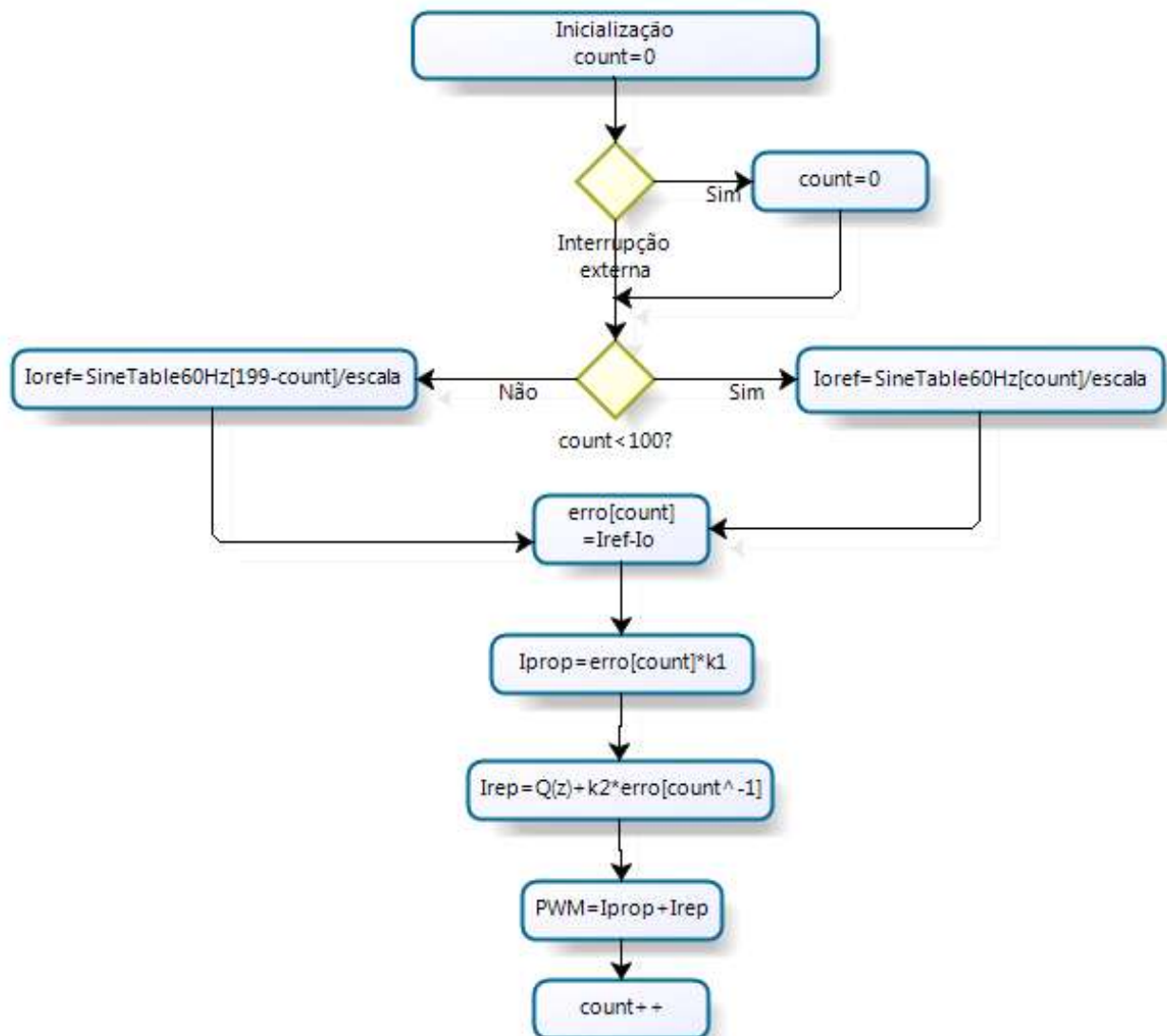


Figura 30 - Fluxograma do Controle Repetitivo.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 30 apresenta o fluxograma do controle repetitivo a ser implementado no DSP, onde $Q(z)$ é um filtro passa-baixa e count^{-1} é o erro do ciclo anterior.

3.5 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

Com o auxílio do *software Orcad* foram feitas algumas simulações com a topologia utilizada, o circuito proposto é apresentado na Figura 31. Já na Figura 32, tem-se a simulação do circuito de detecção de passagem por zero.

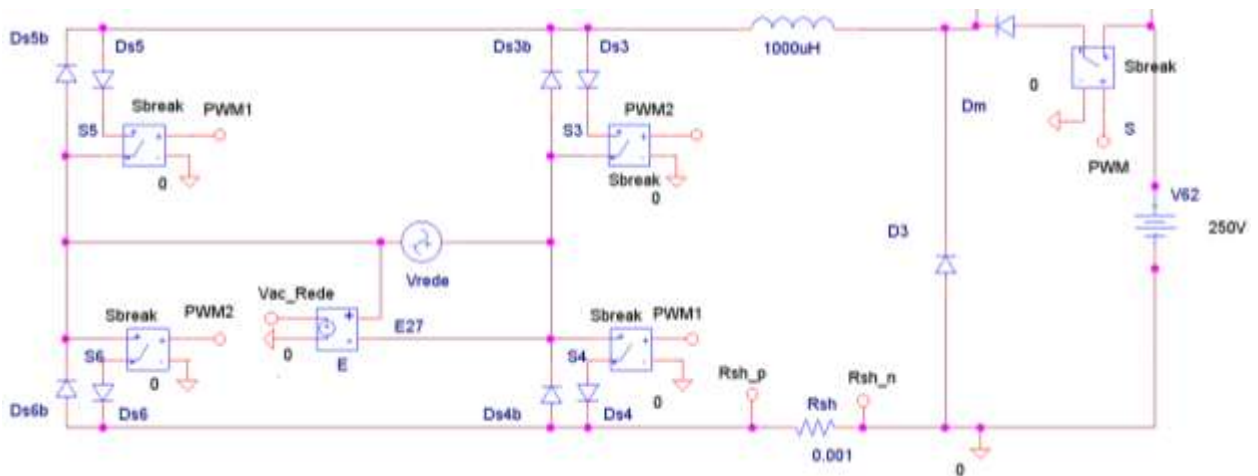


Figura 31 - Circuito proposto simulado.
Fonte: Autoria Própria.

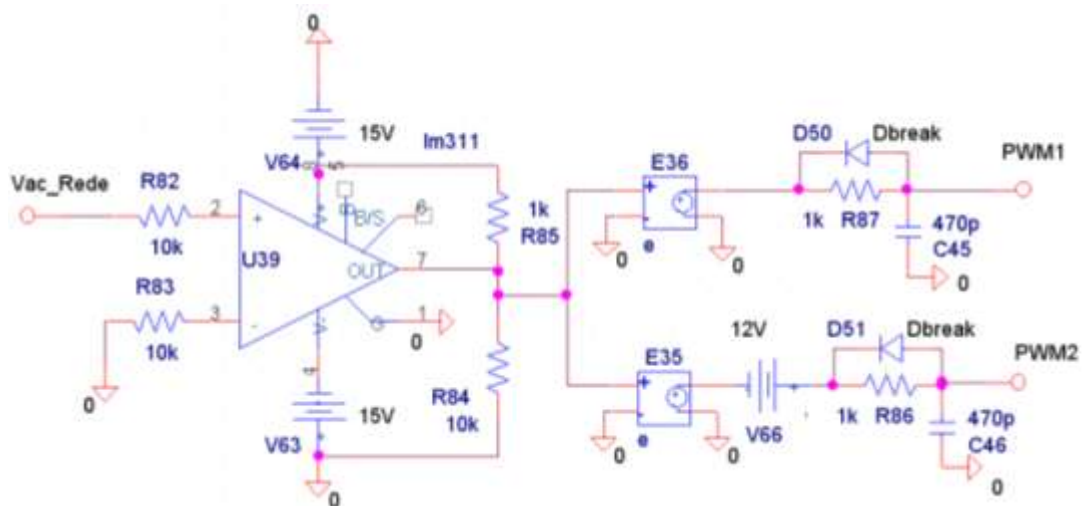


Figura 32 - Circuito de detecção de passagem por zero simulado.
Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 33 é mostrado o sincronismo utilizado para o acionamento das chaves no circuito inversor, nota-se que as duas ondas mostradas estão em sincronismo e esta onda quadrada é utilizada para o acionamento das chaves. Já na Figura 34 tem-se a forma de onda da saída do conversor *buck*, como se nota a forma de onda de saída é uma onda senoidal pulsada, na frequência da rede.

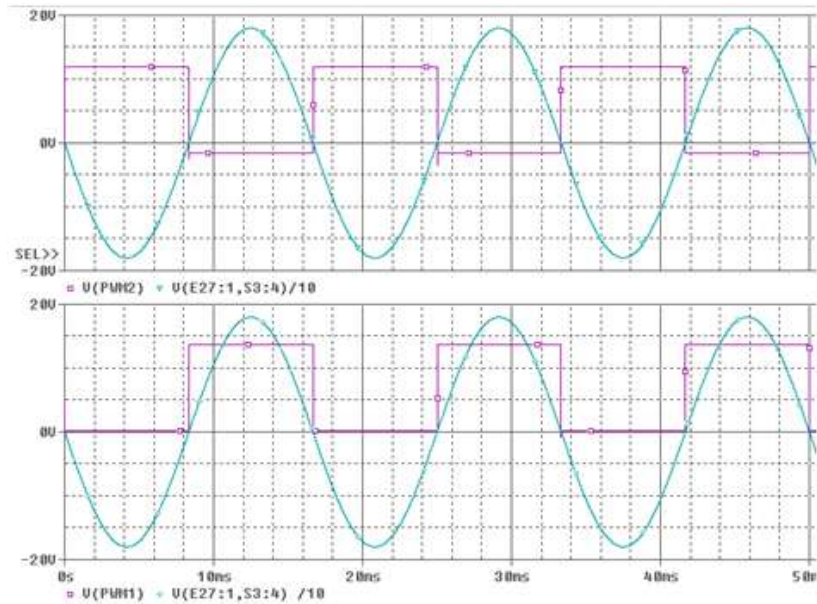


Figura 33 - Sinal simulado do circuito de detecção de passagem por zero.
Fonte: Autoria Própria.

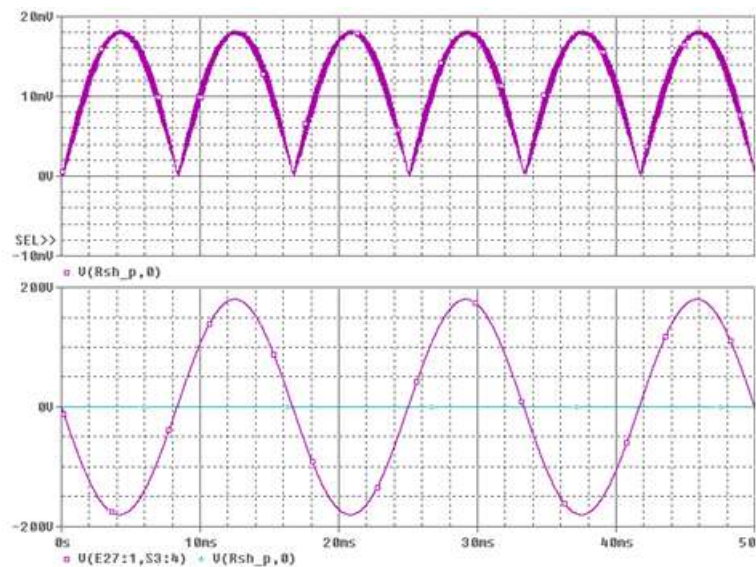


Figura 34 - Forma de onda simulada da saída do conversor *buck*.
Fonte: Autoria Própria.

3.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a topologia proposta para conexão à rede elétrica, juntamente com as técnicas de controle adotadas para as devidas implementações.

Inicialmente foram apresentadas as partes componentes da topologia, dividida basicamente em três: o conversor *buck* responsável por modular uma onda senoidal retificada, o circuito inversor responsável por inverter a onda e também o conversor *flyback* responsável por fornecer saídas isoladas necessárias no circuito.

Posteriormente foram apresentadas as duas formas de controle adotadas. O controle proporcional como primeira alternativa para a realização do controle, e logo após o controle repetitivo com o objetivo de minimizar distorções da corrente, que se repetem em todos os ciclos.

Finalizando o capítulo, foram apresentadas as simulações do circuito visando validar a proposta desta topologia. Após as simulações se iniciou a fase montagem dos protótipos e implementação dos algoritmos de controle, cujos resultados serão apresentados no próximo capítulo.

4 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 PRIMEIROS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a elaboração dos circuitos propôs-se primeiramente trabalhar com os estágios do conversor CC-CA separadamente, sendo uma placa para o conversor *buck*, outra para o circuito inversor e outra para a alimentação auxiliar pelo conversor *flyback*.

Posteriormente a isto foi desenvolvido um novo *design* do protótipo, compreendendo em apenas uma placa o conversor *buck* e o circuito inversor. Em outra placa, capaz de ser acoplada na primeira por conectores, a alimentação dos circuitos. Todos os circuitos desenvolvidos estão apresentados no apêndice A e os componentes utilizados encontram-se no apêndice B.

Para a realização dos primeiros testes com o circuito proposto, foram prototipados alguns componentes e a Figura 35 mostra o conversor *flyback* utilizado para os circuitos de alimentação como mencionados anteriormente. Já a Figura 36 mostra o conversor *buck* prototipado, o qual utiliza do DSPIC 30F3010 para realizar o controle do conversor. A Figura 37 mostra o inversor de baixa frequência, o qual realiza a inversão da senóide retificada gerada pelo conversor *buck*.



Figura 35 - Conversor *flyback* prototipado.
Fonte: Autoria Própria.



Figura 36 - Conversor *buck* prototipado.
Fonte: Autoria Própria.

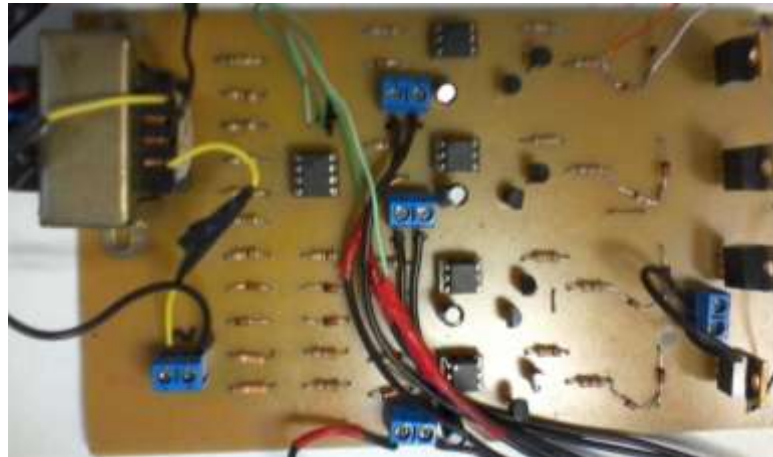


Figura 37 - Circuito inversor de baixa frequência.
Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 38 tem-se o comparativo dos dois sinais de sincronismo, utilizados para o acionamento das chaves, e se percebe que existe um tempo morto entre os dois sinais, e estes são propositalmente deixados para que não ocorra das quatro chaves estarem em condução ao mesmo tempo. Outro ponto interessante de se atentar é a frequência dos sinais de sincronismo, os quais estão bem próximos dos 60 Hz.

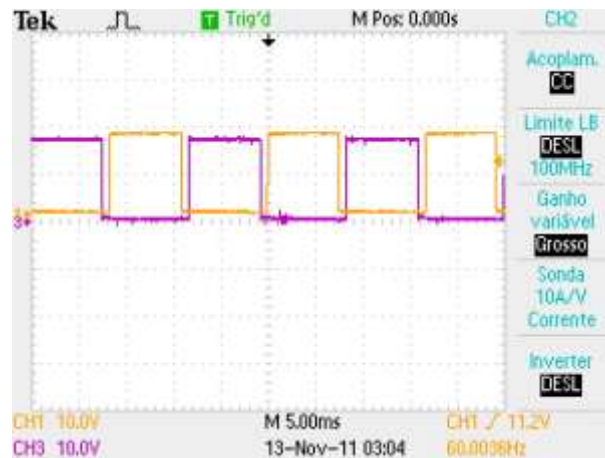


Figura 38 - Sinais de sincronismo para semiciclo positivo e negativo.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 39 e a Figura 40, mostram os dois estágios da senóide comparados com o sinal de sincronismo gerado pelo detector de passagem por zero, na primeira tem-se a saída do conversor *buck*, onde nota-se que esta senóide possui 60 Hz e está

em perfeito sincronismo com a rede elétrica. Já na segunda figura, tem-se a saída da ponte inversora de baixa frequência, da mesma forma que a saída do conversor *buck*, e esta forma de onda está em perfeito sincronismo com a rede e também possui uma frequência de 60 Hz.

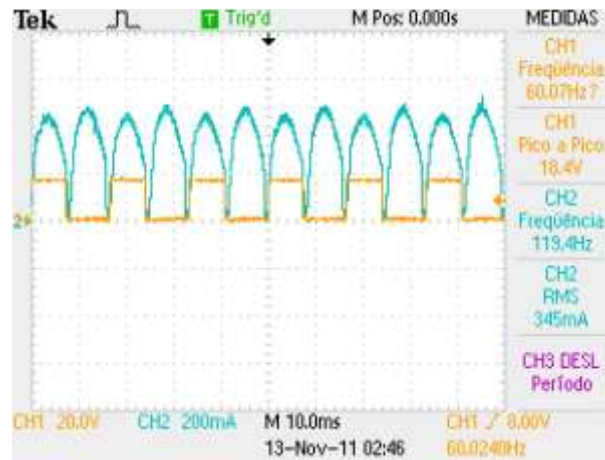


Figura 39 - Saída conversor *buck* comparado com sinal de sincronismo.
Fonte: Autoria Própria.

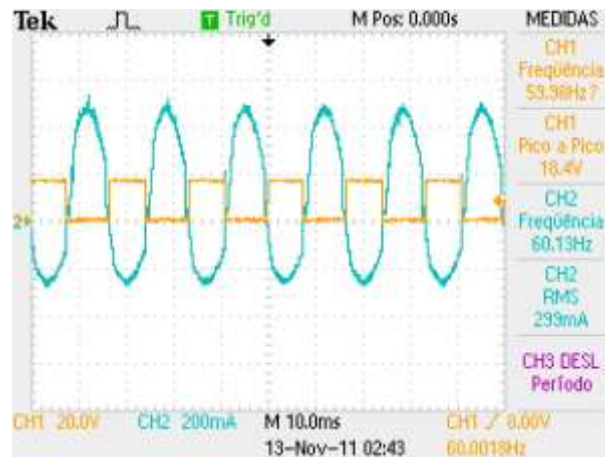


Figura 40 - Saída de corrente da ponte inversora comparada com sinal de sincronismo.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 41 traz um comparativo da entrada do conversor *flyback*, a saída e também a razão cíclica no conversor. Percebe-se a tensão de entrada em 59,1 V sendo regulada para 18,6 V, que é a tensão sobre os circuitos de controle. Com o sinal de PWM vê-se a frequência de chaveamento do conversor *flyback* em 19,6 kHz.

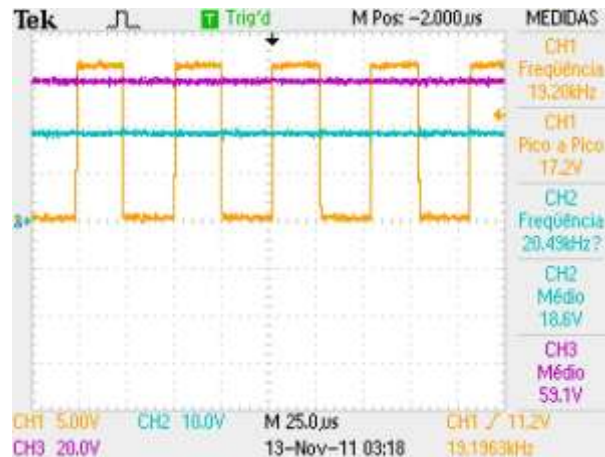


Figura 41 - Tensão de entrada, tensão de saída e PWM na chave no conversor *flyback*.

Fonte: Autoria Própria.

4.2 RESULTADOS FINAIS

Utilizando o novo conceito para o circuito, desenvolvido no software *Altium*, projetou-se o circuito para ser utilizado no trabalho e confeccionou-se a nova placa para o módulo CC-CA conforme apresentado na Figura 42 e na Figura 43.

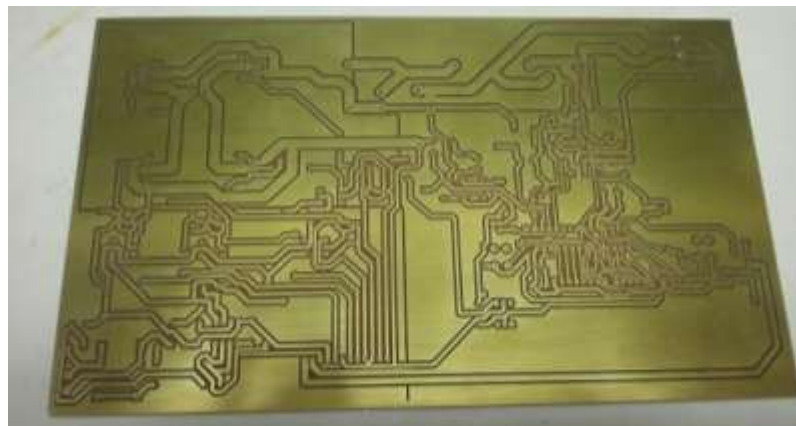


Figura 42 – Vista inferior da placa desenvolvida.

Fonte: Autoria Própria.

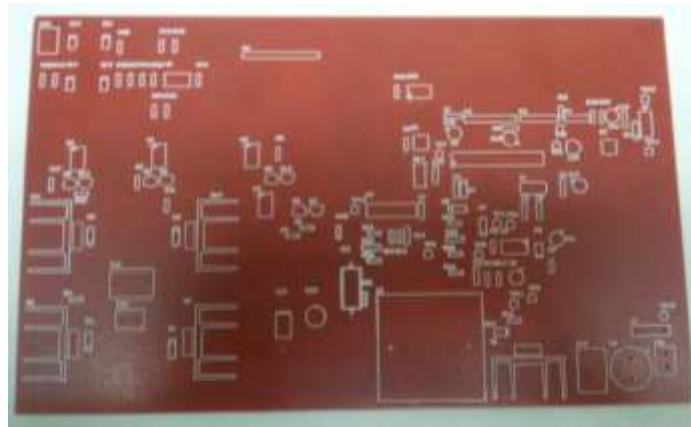


Figura 43 – Vista superior da placa desenvolvida.
Fonte: Autoria própria.

A montagem do circuito desenvolvido é apresentada na Figura 44.



Figura 44 – Protótipo montado para testes.
Fonte: Autoria Própria.

Utilizando um barramento CC simulado, provido primeiramente por uma fonte CC linear e posteriormente por um estágio elevador e uma bateria automotiva, pôde-se alcançar os valores nominais propostos no trabalho de tensão de entrada e realizou-se a injeção de corrente na rede.

Para que fosse possível a conexão, verificou-se o sincronismo do chaveamento do circuito inversor e da rede de distribuição que atendia as estruturas do laboratório, conforme apresentado na Figura 45, nota-se que o sinal de sincronismo apresentado está em fase com o semiciclo positivo, fato que era esperado.

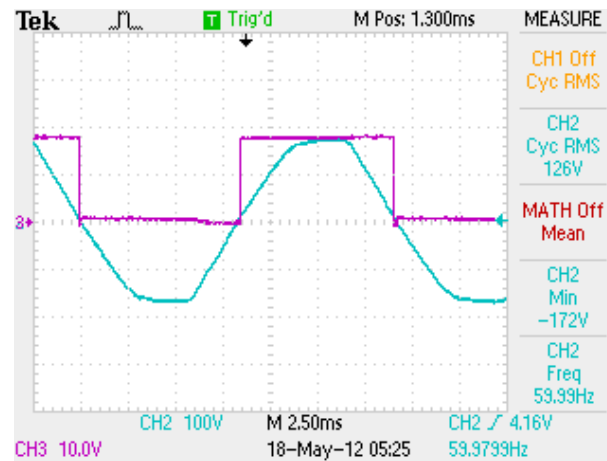


Figura 45 – Sinal de sincronismo no estágio inversor da placa.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 46 apresenta o sinal de sincronismo pra ambos semiciclos no estágio inversor do módulo, apresentando um tempo morto que proporciona uma boa comutação das chaves e não impacta de maneira a deformar a forma de onda. Este tempo é necessário devido ao defasamento gerado pelo transformador utilizado para obter a amostra da rede, que fez com que o sincronismo do protótipo ficasse defasado da passagem por zero da rede.

Posteriormente, realizou-se a conexão do protótipo na rede sem injeção de corrente e ligou-se o barramento CC na entrada do módulo. Através da referência de corrente de entrada, pôde-se aumentar a amplitude da corrente, vencendo o fluxo de corrente imposto pela rede e injetaram-se alguns níveis de potência, verificando alguns parâmetros, como rendimento e distorções harmônicas.

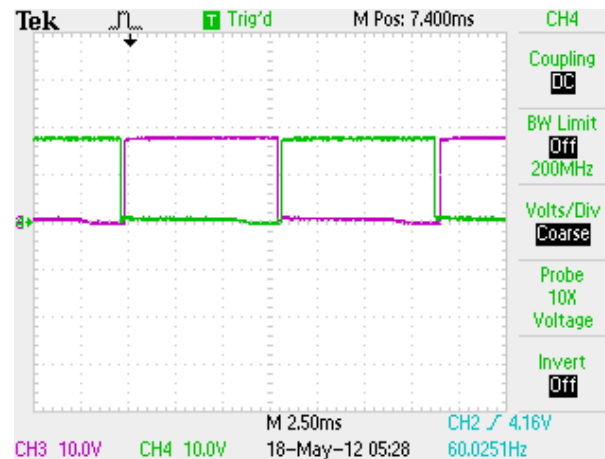


Figura 46 – Sinal de sincronismo completo do estágio inversor da placa.
Fonte: Autoria Própria.

Para a medição das grandezas geradas pelo módulo utilizou-se um osciloscópio com canais isolados, tendo em vista que existem referências diferentes no circuito. A corrente de saída, como pode ser observada nas próximas figuras, possui uma defasagem de 180° em relação à tensão da rede, esta forma de apresentação possui o intuito de mostrar a injeção de potência e não consumo.

Devido ao aparecimento de ruídos nos sinais de chaveamento, mesmo possuindo um tempo morto de valor adequado, verificou-se a ocorrência de um curto-circuito de curta duração no estágio inversor, refletindo em picos de corrente nos pontos de transição dos semiciclos. Para atenuação deste problema propôs-se a utilização de capacitores cerâmicos para filtragem do sinal de entrada nos comparadores do circuito de detecção de passagem por zero, entretanto não houve o desaparecimento do problema.

A Figura 47 apresenta a forma de corrente gerada na saída do conversor *buck* através da medição da tensão sobre o resistor *shunt* (canal 3). A amplitude da mesma é pequena devido à resistência do *shunt* ser de $0,1\Omega$, ou seja, pela lei de *ohm* ($U=RI$) a tensão que aparece sobre o shunt é somente 10% do valor da corrente. Retirou-se esta amostra do resistor *shunt* devido à impossibilidade de se utilizar um amperímetro.

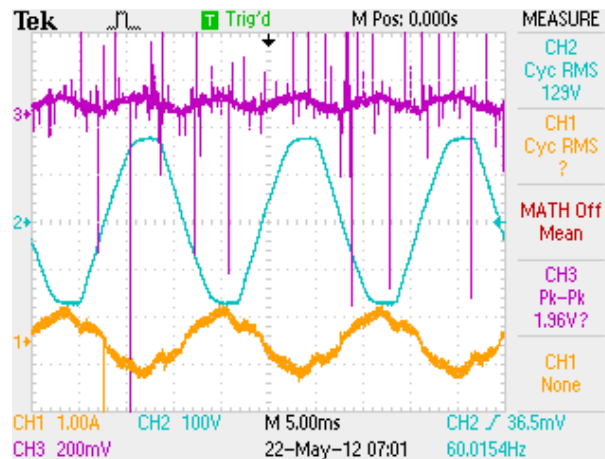


Figura 47 – Corrente na saída do conversor *buck*.
Fonte: Autoria Própria.

Para verificar o bom funcionamento do circuito, de forma a atender uma boa durabilidade, faz-se necessário uma avaliação dos esforços sobre as chaves utilizadas no projeto. Em todo o conversor CC-CA são utilizados 5 MOSFETS do tipo IRF740, um para o circuito do conversor *buck*, a qual está sujeita aos maiores esforços por trabalhar em uma comutação forçada, e outras 4 chaves presentes no circuito inversor, as quais trabalham em baixa frequência e numa comutação suave, pois apenas fazem a inversão da forma de onda já modulada. A Figura 48 e Figura 49 apresentam os esforços sobre as chaves citadas (canal 3).

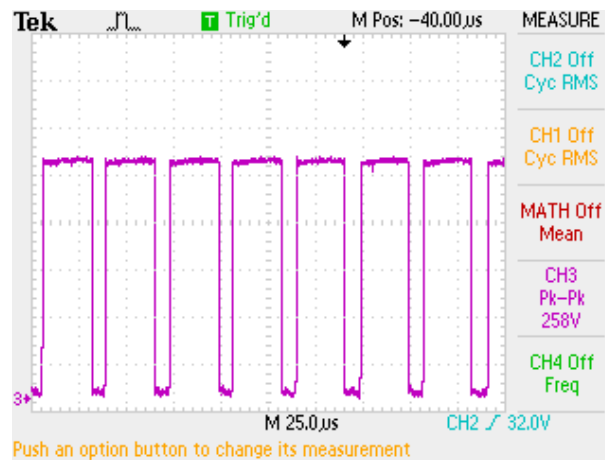


Figura 48 – Esforço sobre a chave do conversor *buck*.
Fonte: Autoria Própria.

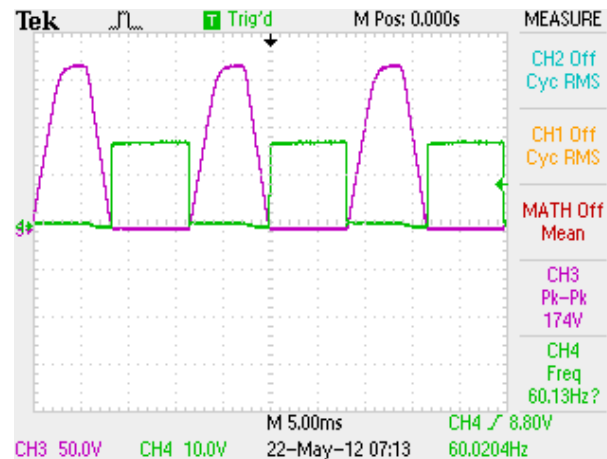


Figura 49 – Esforço sobre as chaves do circuito inversor.
 Fonte: Autoria Própria.

Após a modulação da corrente pelo controle do conversor *buck* e a passagem da corrente pelo circuito inversor, tem-se a corrente injetada na rede de distribuição conforme apresentada na Figura 50 (canal 1), a qual apresenta uma forma senoidal com uma baixa distorção devido a presença de componentes harmônicas oriundas do processo de chaveamento e do valor da indutância. Verifica-se uma ondulação em torno de 300 mA devido a indutância possuir um valor em torno de 10 mH e também a frequência de chaveamento, sendo necessário para uma diminuição deste problema o aumento do valor desta indutância, o que impactaria em um problema de otimização de espaço, haja vista que para uma ondulação de 10% seria necessário uma indutância duas vezes maior que a utilizada no protótipo.

4.2.1 Implantação do controle proporcional

Os resultados apresentados neste tópico foram obtidos utilizando-se do controlador proporcional. Para que se pudesse mensurar a quantidade de potência injetada na rede utilizou-se a função matemática no osciloscópio, verificando assim o valor médio da multiplicação da tensão da rede (canal 2) com a corrente de saída (canal 1).

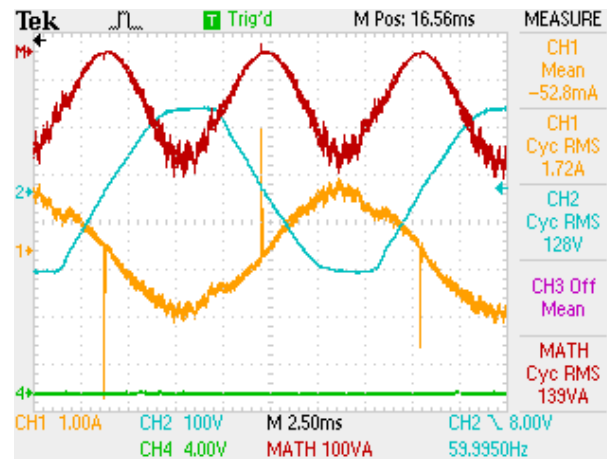


Figura 50 – Corrente de saída módulo CC-CA com potência de 220VA.
Fonte: Autoria Própria.

Pôde-se notar que a potência ativa aproximou-se da potência aparente injetada para valores próximos a 220 VA, com um fator de potência alto, o qual se calculou através da distorção harmônica da forma de onda, que será apresentada na continuação deste item.

Com o intuito de verificar o rendimento do módulo, utilizou-se uma faixa de valores de potência, gerando assim um gráfico pelo qual se pode expressar a variação do rendimento conforme o aumento da potência injetada, apresentado no Gráfico 1. Constatou-se que para potências maiores o rendimento alcançou valores próximos a 96%, devendo-se a maior parte destas perdas a resistência intrínseca das chaves.

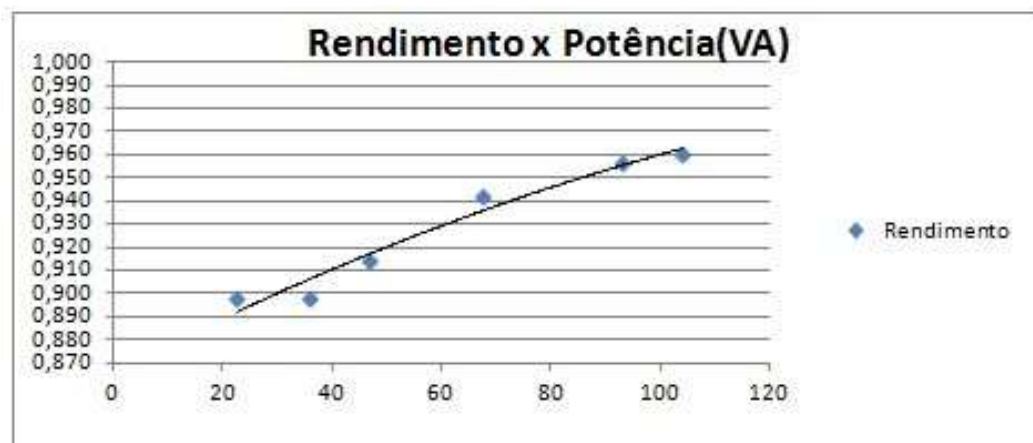


Gráfico 1 – Variação do rendimento em função da potência.
Fonte: Autoria Própria.

Os valores utilizados para que se pudesse esboçar a curva apresentada no Gráfico 1, estão contidos na Tabela 1, na qual se verifica também o aumento do rendimento em função do aumento da potência injetada.

Tabela 1 – Valores de potência e rendimento.

I entrada (A)	V entrada (V)	Potência de entrada (VA)	Potência de saída (VA)	Rendimento
0,1062	236	25,0632	22,5	0,898
0,155	258	39,99	35,9	0,898
0,2031	251	50,781	46,6	0,914
0,305	235	71,675	67,5	0,942
0,432	225	97,2	93	0,957
0,444	244	108,336	104	0,96

Fonte: Autoria Própria.

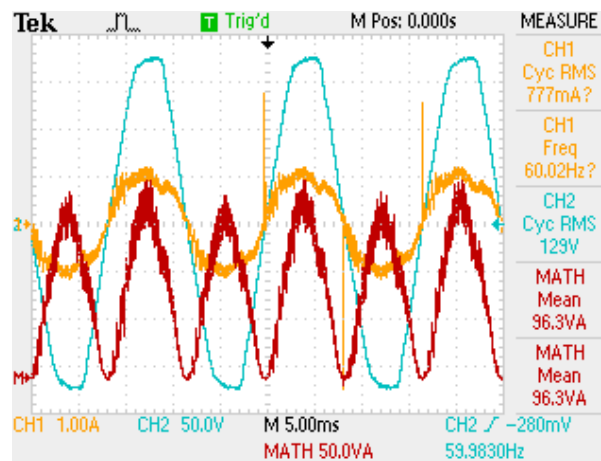


Figura 51 - Injeção de 96,3VA na rede.

Fonte: Autoria Própria.

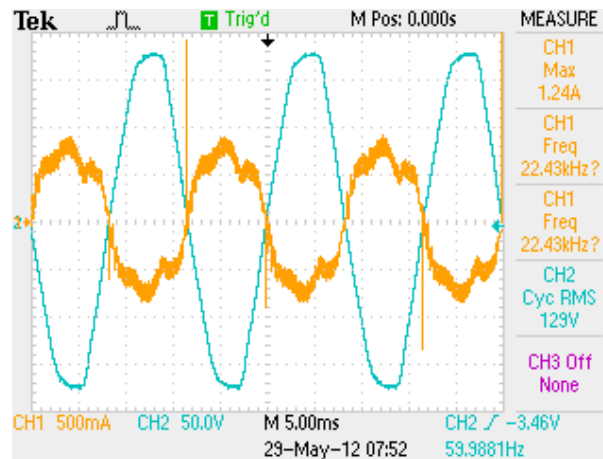


Figura 52 - Forma de onda de corrente contendo componentes harmônicos.

Fonte: Autoria Própria.

Para a análise harmônica da corrente injetada na rede utilizou-se um osciloscópio isolado com saída serial, verificando os resultados no *software WaveStar*.

Para um comparativo entre os resultados, observou-se a corrente para três patamares de potência injetada, conforme disposto a seguir.

- Potência em 36,2 VA.

Na Figura 53 verificam-se os níveis de harmônicas contidos na forma de corrente injetada na rede para a potência de 36,2 VA, podendo verificar que para este baixo nível de potência, a forma de onda possui uma grande distorção harmônica, contendo grande quantidade das componentes de 3ª e 5ª harmônica.

A Figura 54 apresenta a decomposição da forma de onda em componentes harmônicas (51 primeiras), em que se pode verificar a porcentagem de cada uma e da distorção harmônica total, pela qual é possível se calcular o fator de potência da potência injetada na rede.

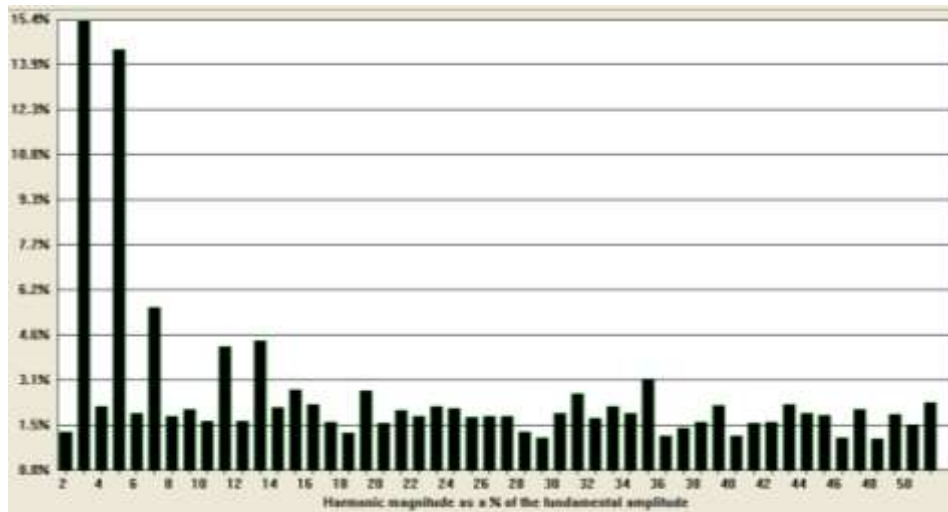


Figura 53 – Análise harmônica para potência de 36,2 VA.
Fonte: Autoria Própria.

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	59.9 Hz	121 V	100.00%	0.0	266 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	120 Hz	315 mV	0.26%	-152	3.57 mA	1.34%	-81.3
Harmonic 3	180 Hz	4.78 V	3.94%	115	41.1 mA	15.42%	127
Harmonic 4	240 Hz	176 mV	0.15%	161	5.97 mA	2.24%	-77.4
Harmonic 5	299 Hz	3.97 V	3.28%	8.56	38.5 mA	14.43%	4.01
Harmonic 6	359 Hz	91 mV	0.08%	91.3	5.29 mA	1.99%	-79.5
Harmonic 7	419 Hz	1.53 V	1.26%	-159	15 mA	5.62%	-117
Harmonic 8	479 Hz	79 mV	0.07%	171	5.03 mA	1.89%	-84.6
Harmonic 9	539 Hz	1.4 V	1.16%	133	5.66 mA	2.12%	152
Harmonic 10	599 Hz	32.5 mV	0.03%	-170	4.57 mA	1.71%	-56.4
Harmonic 11	659 Hz	809 mV	0.67%	41.2	11.4 mA	4.26%	12.7
Harmonic 12	719 Hz	138 mV	0.11%	92.6	4.58 mA	1.72%	-55.8
Harmonic 13	779 Hz	467 mV	0.39%	-60.5	11.9 mA	4.47%	-29.6
Harmonic 14	838 Hz	148 mV	0.12%	153	5.81 mA	2.18%	-53.6
Harmonic 15	898 Hz	226 mV	0.19%	-153	7.42 mA	2.79%	-61.7
Harmonic 16	958 Hz	42.8 mV	0.04%	147	6.11 mA	2.29%	-48.3
Harmonic 17	1.02 kHz	127 mV	0.11%	84.3	4.55 mA	1.71%	-19.1
Harmonic 18	1.08 kHz	47.1 mV	0.04%	-32.7	3.57 mA	1.34%	-36.6
Harmonic 19	1.14 kHz	153 mV	0.13%	-59.1	7.37 mA	2.77%	9.91
Harmonic 20	1.2 kHz	37.1 mV	0.03%	-174	4.39 mA	1.65%	-42.5
Harmonic 21	1.26 kHz	160 mV	0.13%	-55.1	5.6 mA	2.10%	-12.1
Harmonic 22	1.32 kHz	87.6 mV	0.07%	179	5.02 mA	1.88%	-31.8
Harmonic 23	1.38 kHz	26.6 mV	0.02%	97.8	5.95 mA	2.23%	-24.3
Harmonic 24	1.44 kHz	44.6 mV	0.04%	91.9	5.75 mA	2.16%	-24.2
Harmonic 25	1.5 kHz	55.3 mV	0.05%	94.3	4.97 mA	1.86%	9.99
Harmonic 26	1.56 kHz	54.5 mV	0.04%	174	5.01 mA	1.88%	-34.3
Harmonic 27	1.62 kHz	116 mV	0.10%	-22.2	5.05 mA	1.90%	-30.4
Harmonic 28	1.68 kHz	71.3 mV	0.06%	-145	3.63 mA	1.36%	28.6
Harmonic 29	1.74 kHz	98 mV	0.07%	-74.2	3.09 mA	1.16%	27.7
Harmonic 30	1.8 kHz	48.3 mV	0.03%	63.3	5.31 mA	1.99%	-22.2
Harmonic 31	1.86 kHz	108 mV	0.09%	-129	7.12 mA	2.67%	14.4
Harmonic 32	1.92 kHz	115 mV	0.10%	93.5	4.91 mA	1.84%	29.2
Harmonic 33	1.98 kHz	21.7 mV	0.02%	-29	5.94 mA	2.23%	12.5
Harmonic 34	2.04 kHz	47.7 mV	0.04%	88.5	5.33 mA	2.00%	-16.4
Harmonic 35	2.1 kHz	58.3 mV	0.04%	10.5	8.46 mA	3.17%	-5.99
Harmonic 36	2.16 kHz	65.8 mV	0.05%	54.2	3.29 mA	1.23%	9.23
Harmonic 37	2.22 kHz	64.4 mV	0.05%	-136	3.98 mA	1.49%	11.5
Harmonic 38	2.28 kHz	68.4 mV	0.05%	64.5	4.54 mA	1.70%	-1.97
Harmonic 39	2.34 kHz	61.1 mV	0.05%	-75.7	6.03 mA	2.27%	8.96
Harmonic 40	2.4 kHz	51.1 mV	0.04%	16.9	3.26 mA	1.22%	68.8
Harmonic 41	2.46 kHz	31.3 mV	0.03%	23.7	4.44 mA	1.66%	47.5
Harmonic 42	2.51 kHz	63.2 mV	0.05%	86.2	4.51 mA	1.69%	-25
Harmonic 43	2.57 kHz	69.6 mV	0.06%	-102	6.12 mA	2.30%	46.7
Harmonic 44	2.63 kHz	28.3 mV	0.02%	-38	5.36 mA	2.01%	33.2
Harmonic 45	2.69 kHz	39.4 mV	0.03%	-132	5.13 mA	1.92%	29.6
Harmonic 46	2.75 kHz	17 mV	0.01%	-11.5	3.08 mA	1.16%	38.3
Harmonic 47	2.81 kHz	37.4 mV	0.03%	-52.5	5.63 mA	2.11%	61.8
Harmonic 48	2.87 kHz	17.4 mV	0.01%	148	2.96 mA	1.11%	52.1
Harmonic 49	2.93 kHz	58.4 mV	0.05%	-144	5.22 mA	1.96%	53.9
Harmonic 50	2.99 kHz	98.2 mV	0.07%	128	4.26 mA	1.60%	43.5
Harmonic 51	3.05 kHz	69.3 mV	0.06%	-147	6.25 mA	2.35%	76.3

Figura 54 – Componentes harmônicas para 36,2 VA.
Fonte: Autoria Própria.

- Potência em 44,9 VA.

Na Figura 55 verificam-se os níveis de harmônicas contidos na forma de corrente injetada na rede para a potência de 44,9 VA, podendo verificar que com o aumento da potência injetada, a porcentagem de harmônicas diminui se comparada com a aquisição anterior.

A Figura 56 apresenta a decomposição da forma de onda em componentes harmônicas (51 primeiras).

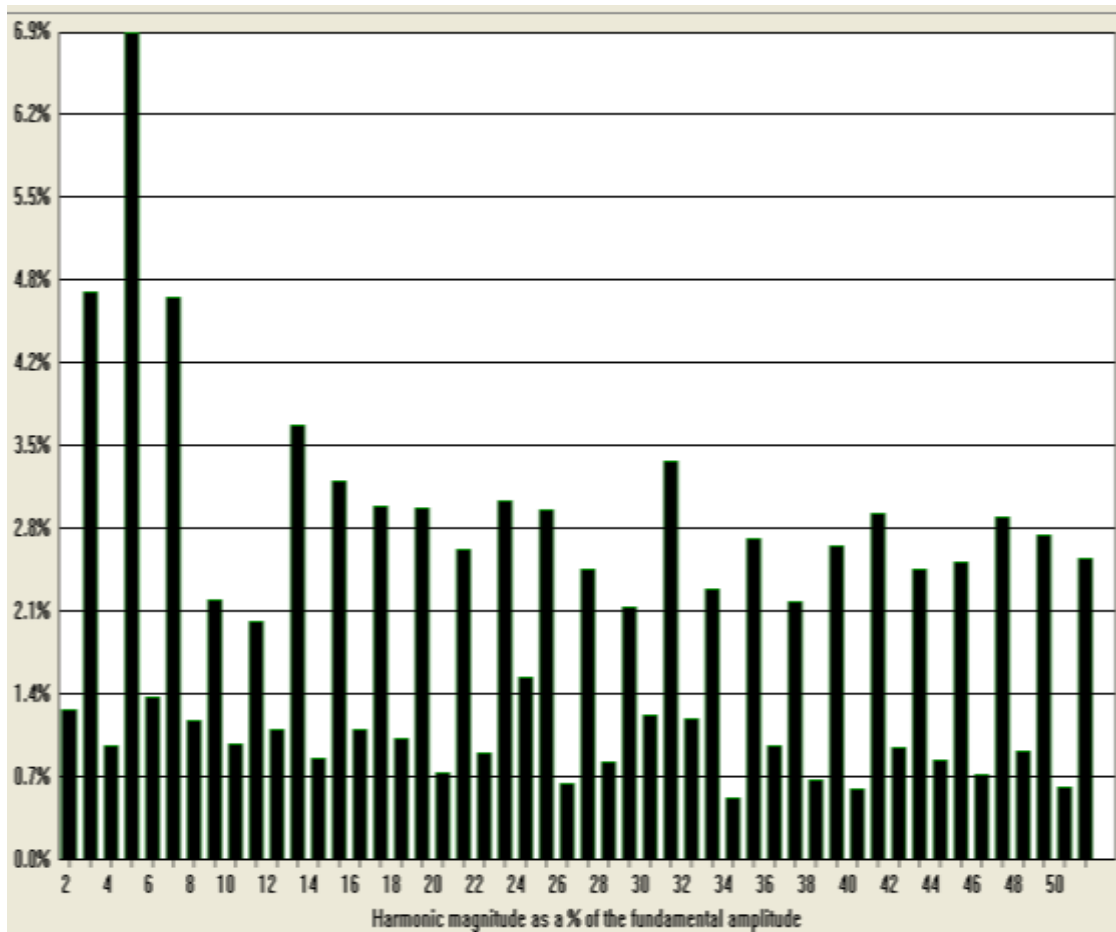


Figura 55 – Análise harmônica para potência de 44,9 VA.

Fonte: Autoria Própria.

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	59.9 Hz	122 V	100.00%	0.0	617 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	120 Hz	311 mV	0.26%	-151	7.89 mA	1.28%	54.2
Harmonic 3	180 Hz	4.54 V	3.73%	114	29.4 mA	4.77%	-93.2
Harmonic 4	240 Hz	119 mV	0.10%	-173	6.02 mA	0.97%	39.1
Harmonic 5	300 Hz	3.91 V	3.21%	7.91	42.7 mA	6.92%	113
Harmonic 6	359 Hz	4.17 mV	0.00%	30.5	8.49 mA	1.38%	54
Harmonic 7	419 Hz	1.54 V	1.27%	-162	29.1 mA	4.72%	13.2
Harmonic 8	479 Hz	86 mV	0.07%	103	7.25 mA	1.18%	48.6
Harmonic 9	539 Hz	1.38 V	1.14%	130	13.5 mA	2.19%	4.47
Harmonic 10	599 Hz	93.8 mV	0.08%	-138	6.05 mA	0.98%	58.6
Harmonic 11	659 Hz	795 mV	0.65%	33.8	12.4 mA	2.01%	65.6
Harmonic 12	719 Hz	141 mV	0.12%	53.5	6.84 mA	1.11%	35.8
Harmonic 13	779 Hz	413 mV	0.34%	-67	22.5 mA	3.64%	67.1
Harmonic 14	839 Hz	107 mV	0.09%	105	5.34 mA	0.86%	66.9
Harmonic 15	899 Hz	180 mV	0.15%	-157	19.6 mA	3.18%	53.8
Harmonic 16	959 Hz	34.5 mV	0.03%	165	6.79 mA	1.10%	44.5
Harmonic 17	1.02 kHz	144 mV	0.12%	104	18.3 mA	2.97%	58.7
Harmonic 18	1.08 kHz	109 mV	0.09%	85.4	6.37 mA	1.03%	60.9
Harmonic 19	1.14 kHz	137 mV	0.11%	-49.8	18.3 mA	2.96%	66.9
Harmonic 20	1.2 kHz	94.9 mV	0.08%	-163	4.59 mA	0.74%	75.1
Harmonic 21	1.26 kHz	182 mV	0.08%	-44.8	16.1 mA	2.61%	77.8
Harmonic 22	1.32 kHz	59.9 mV	0.05%	-143	5.62 mA	0.91%	50
Harmonic 23	1.38 kHz	21.6 mV	0.02%	104	18.6 mA	3.02%	73.6
Harmonic 24	1.44 kHz	47.4 mV	0.04%	160	9.53 mA	1.55%	58.9
Harmonic 25	1.5 kHz	24.4 mV	0.02%	24.7	18.2 mA	2.95%	76.1
Harmonic 26	1.56 kHz	22.6 mV	0.02%	-68.8	4.04 mA	0.65%	84.9
Harmonic 27	1.62 kHz	158 mV	0.13%	-8.15	15.1 mA	2.45%	81.4
Harmonic 28	1.68 kHz	63.1 mV	0.05%	131	5.2 mA	0.84%	73.7
Harmonic 29	1.74 kHz	89.9 mV	0.07%	-59.1	13.2 mA	2.13%	87.3
Harmonic 30	1.8 kHz	53.9 mV	0.04%	126	7.61 mA	1.23%	87.9
Harmonic 31	1.86 kHz	69.4 mV	0.06%	-158	20.7 mA	3.35%	95
Harmonic 32	1.92 kHz	85.2 mV	0.07%	89.3	7.38 mA	1.20%	85.1
Harmonic 33	1.98 kHz	93.8 mV	0.08%	33.5	14.1 mA	2.29%	78.5
Harmonic 34	2.04 kHz	47.4 mV	0.04%	127	3.29 mA	0.53%	59
Harmonic 35	2.1 kHz	106 mV	0.09%	-20.6	16.6 mA	2.69%	97.2
Harmonic 36	2.16 kHz	52.5 mV	0.04%	21.5	6.01 mA	0.97%	77
Harmonic 37	2.22 kHz	109 mV	0.09%	-137	13.4 mA	2.17%	87.9
Harmonic 38	2.28 kHz	84.4 mV	0.07%	79.2	4.71 mA	0.60%	103
Harmonic 39	2.34 kHz	41.6 mV	0.03%	160	16.3 mA	2.64%	106
Harmonic 40	2.4 kHz	89.7 mV	0.07%	-16.2	3.8 mA	0.62%	64
Harmonic 41	2.46 kHz	48 mV	0.03%	17.4	17.9 mA	2.91%	99.8
Harmonic 42	2.52 kHz	66.5 mV	0.05%	127	5.93 mA	0.96%	91.3
Harmonic 43	2.58 kHz	99.5 mV	0.08%	-125	15.1 mA	2.45%	113
Harmonic 44	2.64 kHz	61.2 mV	0.05%	158	5.22 mA	0.85%	107
Harmonic 45	2.7 kHz	133 mV	0.11%	-176	15.5 mA	2.51%	103
Harmonic 46	2.76 kHz	29.1 mV	0.02%	-20.7	4.5 mA	0.73%	100
Harmonic 47	2.82 kHz	35.3 mV	0.03%	-159	17.7 mA	2.87%	123
Harmonic 48	2.88 kHz	38.2 mV	0.03%	-49	5.74 mA	0.93%	83.4
Harmonic 49	2.94 kHz	39.1 mV	0.03%	-124	16.9 mA	2.73%	121
Harmonic 50	3 kHz	40.6 mV	0.03%	154	3.88 mA	0.63%	112
Harmonic 51	3.06 kHz	44.6 mV	0.04%	-150	15.7 mA	2.54%	128

Figura 56 – Componentes harmônicas para 44,9 VA.
Fonte: Autoria Própria.

- Potência em 122 VA.

Na Figura 57 verificam-se os níveis de harmônicas contidos na forma de corrente injetada na rede para a potência de 122 VA, reafirmando o que se verificou para o último valor de potência. Com um nível maior de potência houve uma diminuição das componentes harmônicas, visto uma melhor atuação do controlador proporcional-integral para maiores valores de corrente.

A Figura 58 apresenta a decomposição da forma de onda em componentes harmônicas (51 primeiras).

Segundo a Schineider (2003, pág. 8) analisando o ponto de vista de qualidade de energia elétrica o fator de potência para tensões com formas de ondas senoidais e quase senoidais, é diretamente ao fator de deslocamento ($\cos\phi$), mas também é inversamente proporcional à taxa de distorção harmônica. Como relata a equação a seguir:

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (3.7)$$

Onde FP é o fator de potência, o $\cos \phi$ é o fator de deslocamento entre a tensão e a corrente, e o THD é a taxa de distorção harmônica. Utilizando a equação (3.7) calculam-se os fatores de potência para as decomposições harmônicas mostradas anteriormente e se obtém os seguintes valores: Para 36,2 VA fator de potência de 0,9672, para 44,9 VA fator de potência de 0,9862 e para 122VA fator de potência de 0,9934. Da mesma forma que a distorção harmônica diminui com a potencia gerada os fatores de potencia chegam mais próximos ao unitário

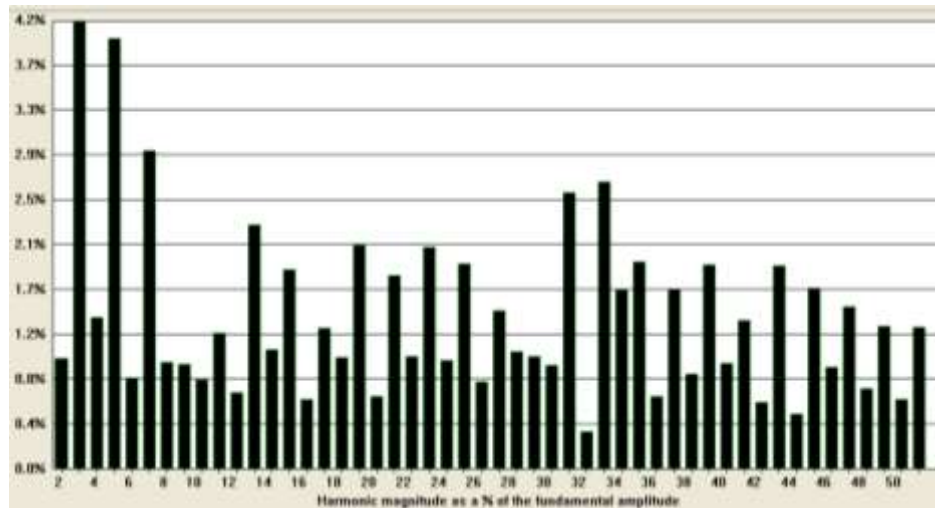


Figura 57 – Análise harmônica para potência de 122 VA.
Fonte: Autoria Própria.

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	60 Hz	122 V	100.00%	0.0	507 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	120 Hz	132 mV	0.11%	-132	9.36 mA	1.03%	42.2
Harmonic 3	180 Hz	4.35 V	3.56%	115	37.7 mA	4.16%	-115
Harmonic 4	240 Hz	53.5 mV	0.04%	114	12.8 mA	1.41%	43.8
Harmonic 5	300 Hz	3.99 V	3.27%	6.18	36.3 mA	4.00%	107
Harmonic 6	360 Hz	74.6 mV	0.06%	65.2	7.75 mA	0.85%	25.5
Harmonic 7	420 Hz	1.47 V	1.20%	-165	26.8 mA	2.96%	9.71
Harmonic 8	480 Hz	73.8 mV	0.06%	94.2	9.08 mA	1.00%	26.3
Harmonic 9	540 Hz	1.4 V	1.15%	129	8.9 mA	0.98%	-32.2
Harmonic 10	600 Hz	72 mV	0.06%	-155	7.59 mA	0.84%	32.9
Harmonic 11	659 Hz	711 mV	0.58%	31.8	11.5 mA	1.27%	68.5
Harmonic 12	719 Hz	121 mV	0.10%	66.1	6.51 mA	0.72%	62.1
Harmonic 13	779 Hz	437 mV	0.36%	-77	20.6 mA	2.27%	58.9
Harmonic 14	839 Hz	61.5 mV	0.05%	124	10.1 mA	1.12%	41.9
Harmonic 15	899 Hz	199 mV	0.16%	-163	16.8 mA	1.86%	24.2
Harmonic 16	959 Hz	32.4 mV	0.03%	166	5.92 mA	0.65%	35.7
Harmonic 17	1.02 kHz	207 mV	0.17%	91.1	11.9 mA	1.32%	41
Harmonic 18	1.08 kHz	91.1 mV	0.07%	61.7	9.45 mA	1.04%	32.2
Harmonic 19	1.14 kHz	163 mV	0.13%	-75.7	18.8 mA	2.08%	56.3
Harmonic 20	1.2 kHz	32.9 mV	0.03%	-118	6.16 mA	0.68%	38.4
Harmonic 21	1.26 kHz	159 mV	0.13%	-80	16.3 mA	1.80%	45.4
Harmonic 22	1.32 kHz	38.3 mV	0.03%	-114	9.57 mA	1.06%	68.7
Harmonic 23	1.38 kHz	108 mV	0.09%	131	18.7 mA	2.06%	32.3
Harmonic 24	1.44 kHz	98.6 mV	0.07%	14.8	9.19 mA	1.01%	10.6
Harmonic 25	1.5 kHz	71 mV	0.06%	15.9	17.3 mA	1.91%	44.6
Harmonic 26	1.56 kHz	30.5 mV	0.03%	-73.4	7.4 mA	0.82%	51.2
Harmonic 27	1.62 kHz	104 mV	0.09%	-13.3	13.4 mA	1.48%	50.5
Harmonic 28	1.68 kHz	85.7 mV	0.07%	-153	9.98 mA	1.10%	80.6
Harmonic 29	1.74 kHz	1.63 mV	0.00%	36.4	9.55 mA	1.05%	56.6
Harmonic 30	1.8 kHz	71.7 mV	0.06%	48.9	8.84 mA	0.98%	27.4
Harmonic 31	1.86 kHz	70.9 mV	0.06%	-131	23.3 mA	2.57%	64.7
Harmonic 32	1.92 kHz	41.4 mV	0.03%	19.5	3.24 mA	0.36%	196
Harmonic 33	1.98 kHz	126 mV	0.10%	16.8	24.2 mA	2.67%	5.7
Harmonic 34	2.04 kHz	88.3 mV	0.07%	-131	15.1 mA	1.66%	38.8
Harmonic 35	2.1 kHz	84.2 mV	0.07%	21.3	17.5 mA	1.93%	95.5
Harmonic 36	2.16 kHz	18.5 mV	0.02%	-46.6	6.17 mA	0.68%	182
Harmonic 37	2.22 kHz	88 mV	0.07%	-163	15.2 mA	1.68%	27.1
Harmonic 38	2.28 kHz	36 mV	0.03%	-89	8.05 mA	0.89%	19
Harmonic 39	2.34 kHz	29.5 mV	0.02%	90.8	17.2 mA	1.90%	53.6
Harmonic 40	2.4 kHz	35.4 mV	0.03%	-164	8.97 mA	0.99%	77.8
Harmonic 41	2.46 kHz	70 mV	0.06%	-12.6	12.6 mA	1.39%	54.9
Harmonic 42	2.52 kHz	12.7 mV	0.01%	162	5.67 mA	0.63%	63.3
Harmonic 43	2.58 kHz	95.3 mV	0.08%	-112	17.1 mA	1.89%	51.2
Harmonic 44	2.64 kHz	85.6 mV	0.07%	169	4.71 mA	0.52%	35
Harmonic 45	2.7 kHz	69.9 mV	0.06%	-163	15.3 mA	1.68%	52.1
Harmonic 46	2.76 kHz	116 mV	0.10%	-91.1	8.62 mA	0.95%	70.6
Harmonic 47	2.82 kHz	61.3 mV	0.05%	-77	13.7 mA	1.51%	58.7
Harmonic 48	2.88 kHz	76.3 mV	0.06%	-119	6.86 mA	0.76%	75.7
Harmonic 49	2.94 kHz	66.9 mV	0.05%	-85.2	12.1 mA	1.33%	45.7
Harmonic 50	3 kHz	101 mV	0.08%	157	5.97 mA	0.66%	39.6
Harmonic 51	3.06 kHz	38.6 mV	0.03%	-183	12 mA	1.32%	45.8

Figura 58 – Componentes harmônicas para 122 VA.
Fonte: Autoria Própria.

4.2.2 Implantação do controle repetitivo

Com o intuito de verificar a melhor alternativa para o controle da planta, implementou-se o controlador repetitivo. Os resultados apresentados a seguir demonstram uma maior aproximação da forma de onda senoidal (canal 1), fato que era esperado para este tipo de controle. Entretanto, para a utilização deste controle foi necessário o aumento do valor médio do barramento CC, onde se viu que a distorção harmônica diminuiu com o aumento da potência injetada na rede, semelhantemente ao controle proporcional.

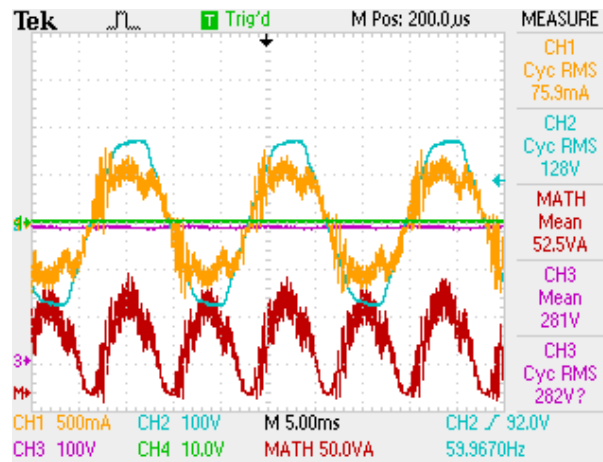


Figura 59 – Controle repetitivo para a injeção de 52VA.
Fonte: Autoria Própria.

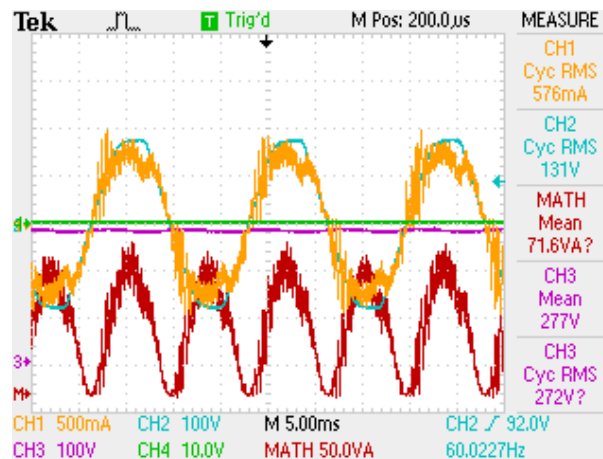


Figura 60 – Controle repetitivo para a injeção de 71VA.
Fonte: Autoria Própria.

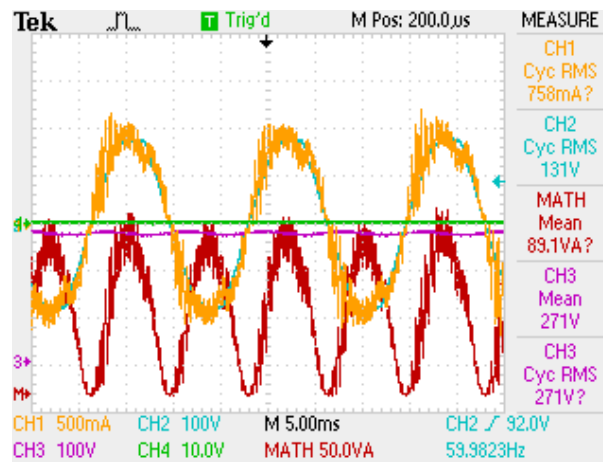


Figura 61 – Controle repetitivo para a injeção de 89VA.
 Fonte: Autoria Própria.

4.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos com a conexão do protótipo e a rede elétrica, apresentando as duas formas de controles utilizados para que a forma de onda se tornasse mais próxima da senoidal.

Primeiramente, utilizou-se apenas um controlador proporcional, que proporcionou resultados satisfatórios e com baixa distorção harmônica, mas com possibilidade de melhoria da forma de onda. Não obstante, pôde-se traçar a curva de rendimento do módulo, com valores em torno de 96% para potências em torno de 100 VA. Também se pôde verificar uma análise das distorções harmônicas presentes na forma de onda quando submetida a este controle.

Em seguida, foram apresentados os resultados obtidos utilizando o controle repetitivo, validando também esta forma de controle para aplicação no protótipo. Pôde-se notar que a forma de onda proporcionada por este segue mais fielmente a forma senoidal que a apresentada pelo proporcional. Entretanto, conforme apresentado, a corrente contém componentes de frequências menores que as apresentadas no proporcional, fato este devido à diferença da frequência de trabalho dos controladores.

Frente aos resultados obtidos, pode-se concluir que o protótipo atendeu as expectativas para ambas às formas de controle, injetando uma forma de onda com

qualidade na rede de distribuição. Também, pode-se afirmar que o controle repetitivo atendeu de maneira mais precisa a modulação da forma de onda, como já era esperado, por se tratar de um controle mais refinado.

5 CONCLUSÕES GERAIS

Depois de concluídos todos os objetivos propostos no trabalho e verificados os itens qualitativos e quantitativos do funcionamento do módulo proposto, pode-se chegar a algumas conclusões no que tange tanto a parte do *hardware* proposto quanto a parte de *software*, representada no trabalho pela programação do microprocessador para o controle do conversor *buck*.

A topologia proposta se mostrou eficiente na realização da interface entre o barramento CC e a rede de distribuição. Com um rendimento alto para uma determinada faixa de potência injetada, o módulo conseguiu transferir quase toda a energia para o sistema em que estava inserido.

Algumas limitações impactaram no desempenho do protótipo, podendo-se citar a ocorrência de fatores limitantes físicos, como a necessidade de um indutor maior para a diminuição da ondulação da corrente de saída ou fatores eletromagnéticos, tais como o aparecimento de ruídos nos sinais, dada à facilidade de propagação destes por se tratar de uma placa que contempla vários sinais com referências diferentes.

Na busca por uma durabilidade maior, pôde-se constatar que a escolha de componentes com uma vida útil maior acaba esbarrando na disponibilidade de mercado e nos valores nominais de cada componente. Fundamentalmente, verificou-se que os capacitores eletrolíticos atendem uma grande gama de valores e estão presentes em qualquer loja de componentes eletrônicos, não sendo possível a substituição destes totalmente.

No que tange o circuito, conclui-se que foi bem dimensionado, suportando níveis de corrente acima de 1A sem aquecimento de chaves ou da placa em si. A junção do conversor *buck* com o estágio elevador na mesma placa proporcionou uma melhor flexibilidade do protótipo, tornando este mais compacto, também proporcionou uma

diminuição das perdas na ligação entre os dois circuitos. Todos os componentes atenderam tanto aos valores de tensão e corrente, podendo trabalhar por um longo tempo realizando a injeção de potência na rede sem quaisquer danos ao *hardware*.

Os controles implementados no microprocessador mostraram-se adequados, modulando a forma de corrente e corrigindo eventuais erros, primeiramente através de um controlador proporcional e posteriormente por um controlador repetitivo. Algumas melhorias foram feitas no programa a fim de corrigir distorções na forma de onda apresentada nos primeiros resultados experimentais e se mostraram eficientes, pois a forma de onda apresentou igualdade em ambos os semiciclos.

Embora atendendo as expectativas, outras metodologias de controle poderiam ter sido utilizadas, melhorando assim a qualidade da forma de onda gerada e em um tempo de resposta maior, ficando aqui uma oportunidade para novos trabalhos acadêmicos ou publicações.

Portanto, conclui-se finalmente que a proposta de trabalho atendeu os objetivos aos quais se propôs, conectando um barramento CC a rede de distribuição. Com um alto rendimento e um fator de potência elevado, o módulo injetou na rede uma corrente com um baixo nível de distorção harmônica, não impactando negativamente na qualidade da energia elétrica provida pela concessionária.

O desenvolvimento deste trabalho de conclusão de curso nos proporcionou um grande aprendizado na área de conversores CC-CA, eletrônica de potência e controle. A utilização de componentes que não tivemos contato durante toda a graduação e as dificuldades encontradas ao longo do trabalho somaram muito a nossa formação.

REFERÊNCIAS

ANDRADE, Bruno G de. **Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS**. 2005. 110 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2005.

ANEEL, **Atlas de Energia Elétrica do Brasil**, 3ª edição 2008.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Disponível em: <http://www3.aneel.gov.br/atlas/atlas_1edicao/atlas/aspectos_socioeco/11_1_introducao.html>. Acesso em: 21 set. 2011.

BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2007.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz;. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. 2.ed. Florianópolis: Autores Associados, 2008.

BENEDITO R.S.,ZILLES R., “ **A expansão da oferta de Energia Elétrica nos centros urbanos brasileiros por meio de sistemas fotovoltaicos conectados a rede.**” Revista Brasileira de Energia, Vol. 16, No. 1, 1o Sem. 2010, pp. 7-19.

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital Control in Power Electronics**. 1. ed. Morgan & Claypool, 2006.

CHAPMAN, Patrick L.; ESRAM, Trishan. **Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques**. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no.2, pp.439-449, junho de 2007.

EPE- Empresa de Pesquisa Energética, **Balanco Energético Nacional**, Brasília, 2010.

EPE- Empresa de Pesquisa Energética, **Plano decenal de Expansão de Energia**, Rio de Janeiro, 2011.

EPE- Empresa de Pesquisa Energética, **Plano Nacional de Energia**, Brasília, 2007.

IEA, **World Energy Outlook**, Paris-França, 2011.

FARRET, Felix A.. **Aproveitamento de pequenas fontes de energia elétrica**. Santa Maria, RS: UFSM, 1999.

FOX-PENNER, P. “**Smart power-climate change, the smart grid, and the future of electric utilities**” Editora Island Press, 2010 Washington-USA.

Jornal da Unicamp. **Do sol à rede elétrica**. disponível em: http://www.unicamp.br/unicamp/unicamp_hoje/ju/outubro2011/ju509_pag9.php , visitado em 21/10/2011.

KJAER S. B., PEDERSEN J. K. e BLAABJERG F., “ **A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules**”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 5, September/October 2005, pp. 1292-1306.

LORA, Electo Eduardo Silva; HADDAD, Jamil (Coord.). **Geração distribuída: aspectos tecnológicos, ambientais e institucionais**. Rio de Janeiro, RJ: Interciência, 2006.

LÜCKEMEYER, Alfonso Celso Arruda Bianchini. **Análise da matriz energética brasileira sob a visão sistêmica: programas energéticos governamentais e a redução de gases de efeito estufa**. 2010. 170 p.: Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Tecnologia, Curitiba, 2010.

MICHELS, Leandro. **Metodologia de projeto de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar no estágio de saída**. 2006. 235 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

MICHELS, Leandro; GRÜNDLING, Hilton A.; PINHEIRO, Humberto. Design of plug-in repetitive controllers for single-phase PWM inverters. **IEEE industry applications annual conference**. p. 163 – 170, out. 2004.

Nacional Semiconductor Corporation. Datasheet: **LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers**. Nacional Semiconductor, 2005.

SEGUEL, Julio Igor López. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimentos de energia usando técnica MPPT e controle digital**. 2009. 222 f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

SCHNEIDER ELETRIC , PROCOBRE. **Qualidade de Energia Harmonicas** Workshop: Instalações Elétricas de Baixa Tensão, Edição: Março 2003.

Unitrode Corporation. Datasheet: **Primary side PWM controller UC3548**. Texas Instruments Incorporated, 1999.

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. Comissão de Normalização de Trabalhos Acadêmicos. **Normas para elaboração de trabalhos acadêmicos**. Curitiba: UTFPR, 2008. 122 p.

APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE PROGRAMADO NO PROCESSADOR

```
//=====
//
//Programa em malha fechada (Conversor DC-AC, Proporcional ou repetitivo)
//
//=====
//
#include <p30f3010.h>
#include "dsp.h"
#include "sineTable_60Hz.h"
#include <ports.h>
//=====
//
int Vin, Vo,D,Trimpot;
int erro[200],erro_1,erro_2,erro_3,Pro,Prep,count,escala,temp,loref,lo,lrep;
long Prep_temp_long,FFir;
unsigned char Flag;
#define FCY 32000000 //.....8MHz*16/4 (PLL=16)
#define FPWM 24000 //..Freq. de chaveamento (divide por 2 no modo up/down)
#define PERIOD FCY/FPWM //.....número de contagem no período
#define CYCLE_BY_CYCLE_PROTECTION 0x0087;//.....ação no PWM em caso de fautas
#define FAULT_CAUSES_PWM_SHUTDOWN 0x0007;//.....ação no PWM em caso de fautas
#define NO_FAULT_PROTECTION 0x0000;//..... PWM sem proteção
#define SHUTDOWN_PIN PORTDbits.RD0 //Desabilita CI de acomando dos MOSFETs
#define SHUTDOWN_TRIS TRISDbits.TRISD0//.....configura latch pino 15
#define LED1_TRIS TRISDbits.TRISD1//..... Latch pino 14
#define BT1_PIN PORTFbits.RF3//.....Chave de seleção - pino 17
#define BT1_TRIS TRISFbits.TRISF3 //.....Latch da chave Pino 17
#define TAXA_FLAG PORTDbits.RD1//.....Sinal para ver a taxa
//=====
//
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16);//.....oscilador cristal e PLL=16
_FWDT(WDT_OFF);//.....desliga o watch-dog
_FBORPOR(PBOR_ON & BORV42 & PWRT_64 & MCLR_EN);//.....fontes de reset
_FGS(CODE_PROT_OFF);//.....desabilita as proteções de código
//=====
//Interrupção do PWM
//=====
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt( void )
{ //.....ocorre a cada 33us ou taxa de amostragem igual a T=30kHz
IFS2bits.PWMIF = 0;//..... Zera flag de interrupção PWM
TAXA_FLAG=~TAXA_FLAG;//.....complemento do nível lógico no pino 14 - Taxa
//..... Controle corrente
escala=(Trimpot);
if(count==200) count=0;
if(count<100)
{temp=(__builtin_divsd(SineTable_60Hz[count],(escala)));
loref=temp;
}
else
{temp=(__builtin_divsd(SineTable_60Hz[199-count],(escala)));
loref=temp;
}
}
```

```

erro[count]=loref-lo; //.....cálculo do erro
//_____Proporcional_____
Pro=(__builtin_mulss(erro[count],4)); //.....ação proporcional
if(Pro<0) Pro=0;
//_____Repetitivo_____
FFir=(long)erro[count]+(long)erro_1+(long)erro_2+(long)erro_3; //.....Filtro FIR
FFir=(FFir>>2); //.....Filtro FIR
erro_1=erro[count]; //.....atualização para Filtro FIR
erro_2=erro_1; //.....atualização para Filtro FIR
erro_3=erro_2; //.....atualização para Filtro FIR
if(count<197){
Irep=(__builtin_mulss(erro[count+4],1000))>>13;
Irep=Irep+FFir;
}
else {
Irep=(__builtin_mulss(erro[count-196],1000))>>13;
Irep=Irep+FFir;
}
//_____Ação de controle Final_____
//Pro=0; //.....desabilita ação proporcional
//Irep=0; //.....desabilita ação repetitiva
Prep_temp_long=(long)Pro+(long)Irep;
if(Prep_temp_long > 2050) Prep_temp_long = 2050;
if(Prep_temp_long < 0) Prep_temp_long = 0;
Prep=(int)Prep_temp_long;
//_____Razão Cíclica do conversor_____
D=(Prep);
count++;

//_____atualização dos módulos pwm_____
//D=(Trimpot<<1); //.....operação em malha aberta
PDC1=D; //.....Atualiza a razão cíclica do conversor
PDC2=(FFir); //.....saída pwm para visualização de variáveis internas Pino 24
PDC3=(0); //1500; //.....saída pwm para visualização de variáveis internas
TAXA_FLAG=~TAXA_FLAG; //.....complemento do nível lógico no pino 14 - Taxa
}
//=====
==
//Interrupção do AD
//=====
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt (void)
{
IFS0bits.ADIF = 0; //.....zera flag de interrupção do AD
Trimpot=ADCBUF0; //.....Valor do potenciômetro R14
//Vo=ADCBUF2; //.....Valor da tensão de saída
//Vin=ADCBUF3; //.....Valor da tensão de entrada
Io=ADCBUF1; //.....Valor da corrente de saída
}
//=====
==
//Interrupção Externa
0=====
void __attribute__((__interrupt__)) _INT0Interrupt (void)
{
count=0;
IFS0bits.INT0IF=0; //Zera o Flag da Interrupção para que ocorra novamente
//if(INTCON2bits.INT0EP==0)INTCON2bits.INT0EP=1; //alterna de subida pra descida

```

```

//if(INTCON2bits.INT0EP==1)INTCON2bits.INT0EP=0; //alterna de descida pra subida
}
//Inicialização do PWM
=====
void InitMCPWM(void)//.....Gera os PWMs 1, 2 e 3
{
TRISEbits.TRISE0=0;//.....Pino 25 - saída - PWM1
TRISEbits.TRISE2=0;//.....Pino 23 - saída - PWM2
TRISEbits.TRISE4=0;//.....Pino 21 - saída - PWM3
PTPER = PERIOD;//..... período de chaveamento
DTCON1 = 0;//..... não tem tempo morto
PWMCON1 = 0b0000011100000111;//..... Habilita PWM_123 (somente saída LOW)
PWMCON2 = 0x0F02;
PDC1 = 0;//.....Inicia PPWM1 com razão cíclica nula
PDC2 = 0;//.....Inicia PPWM2 com razão cíclica nula
PDC3 = 0;//.....Inicia PPWM3 com razão cíclica nula
SEVTCMP = 1;
PTCON = 0b1000000000000000;
FLTACON = NO_FAULT_PROTECTION;//.....desabilita proteção
IFS2bits.PWMIF = 0;
IEC2bits.PWMIE = 1;//..... Habilita interrupção PWM
}
//=====
==

//Inicialização do AD
=====
void InitADC10(void)
{
ADCON1 = 0b0000000011101100;
ADCON2 = 0b00000001100001000;
ADCON3 = 0b0000000100000100;
ADCHS = 0b00000000000000011;
ADPCFG = 0b1111111111110000;//..... Pinos 2, 3, 4 e 5 são entradas dos ADs
ADCSSL = 0b00000000000001111;
PTCONbits.PTEN = 1;//.....Habilita o AD
IEC0bits.ADIE = 1;//.....Habilita interrupção do AD
ADCON1bits.ADON = 1;//.....Liga o AD
}
//=====
==

//Inicialização da Interrupção
Externa=====
void InitINT0(void)
{
TRISEbits.TRISE8=1;//.....INT0 RE8 como entrada
INTCON2bits.INT0EP=0;//.....0 para subida 1 descida
IEC0bits.INT0IE=1;//.....Habilita Interrupção Externa
}
//=====
==

//Programa principal
=====
int main (void)
{ SHUTDOWN_TRIS = 0;//.....Pino SD como saída
SHUTDOWN_PIN = 1;//.....Pino SD ligado-Habilita o PWM
LED1_TRIS = 0;//.....Pino do led como saída

```

```
TAXA_FLAG = 0;//.....Liga o LED
BT1_TRIS = 1;//.....Pino da chave como entrada
D=0;//.....inicia com razão cíclica nula
count=0;
InitMCPWM();//.....Inicializa PWM 1, 2 e 3
InitADC10();//.....Inicializa os ADs
InitINT0();//.....Inicializa Interrupção Externa
while (1)//.....Laço infinito
{
}
}
static int SineTable_60Hz[100]= //.....Tabela de seno
{
0,
217,
434,
651,
868,
1084,
1301,
1517,
1732,
1947,
2162,
2376,
2590,
2803,
3015,
3226,
3437,
3647,
3856,
4063,
4270,
4476,
4681,
4884,
5086,
5287,
5487,
5685,
5882,
6077,
6271,
6463,
6654,
6843,
7030,
7216,
7399,
7581,
7761,
7939,
8115,
8288,
8460,
```

8630,
8797,
8963,
9126,
9286,
9445,
9601,
9754,
9905,
10054,
10200,
10343,
10484,
10623,
10758,
10891,
11021,
11149,
11273,
11395,
11514,
11630,
11743,
11853,
11960,
12064,
12165,
12263,
12358,
12450,
12538,
12624,
12706,
12785,
12861,
12934,
13003,
13069,
13132,
13192,
13248,
13301,
13350,
13396,
13439,
13479,
13515,
13547,
13576,
13602,
13625,
13643,
13659,
13671,
13680,
13685,

13687
};

APÊNDICE B – LISTA DE MATERIAIS DO CONVERSOR CC-CA

A Tabela 2 a seguir se refere aos componentes presentes no conversor *buck* e circuito inversor.

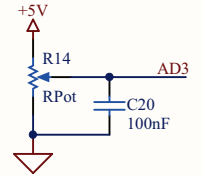
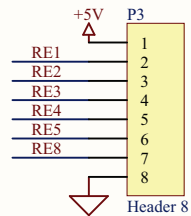
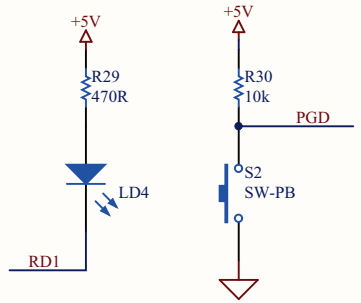
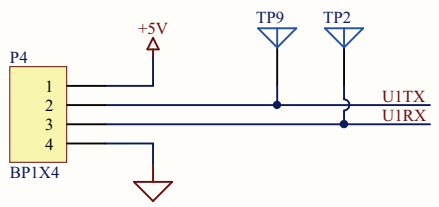
Tabela 2 – Lista de materiais do conversor CC-CA.

Comentário	Descrição	Designador	Especificação	Quantidade
0,1uF	Capacitor	C1, C2, C6	Cap Cerâmico	3
32pF	Capacitor	C3, C5	Cap Cerâmico	2
100nF	Capacitor	C4, C7, C19, C20, C21, C22	Cap Cerâmico	6
10uF 25V	Capacitor Polarizado	C8, C11, C15, C16, C17, C18	CapEle10u50V	6
100uF 400V	Capacitor Polarizado	C9	CapEle100u400V	1
1uF 400V	Capacitor	C10, C12	Capacitor Polipropileno10x16	2
270pF	Capacitor	C13, C14	Cap Cerâmico	2
CON KRE 2	Conector KRE 2 vias	CN1, CN3, CN4	KRE	3
20V	Diodo Zener	D1, D2, D3, D5	1N4148	4
5V1	Diodo Zener	D4, D7, D8	1N4148	3
1N5819	Diodo Rápido de Alta Condutância	D6	1N4004	1
UF4007	Diodo, Alta Condutância, Diodo Rápido	D9, D10	DO-41	2
Diodo UF4007	Diodo	D11, D12, D13, D14	DO-41	4
1N5408	Diodo	D15	DO-201AD	1
2.5mH	Indutor	L1	E30/14	1
LED_5MM	LED	LD4	LED 5MM	1
Barra 6	Barra 6 pinos	P2	HDR1X6	1
Barra 8	Barra 8 pinos	P3	BPS8X1	1
BP1X4	Barra 4 pinos	P4	BPS4X1	1
Barra 12	Barra 12 pinos	P6	HDR1X12	1
IRF640	MOSFET	Q1, Q4, Q5, Q10, Q11	TO-220V-DISS 2	5
BC548	Transistor Bip. NPN	Q2, Q3, Q8, Q9	TO-92	4
BC558	Transistor Bip. PNP	Q6, Q7, Q12, Q13	TO-92	4
10k	Resistor	R1, R2, R5, R6, R27, R30, R35, R39, R45, R46	AXIAL-0.3	10
33	Resistor	R3, R4, R31, R32	AXIAL-0.3	4
22R	Resistor	R7, R8	AXIAL-0.3	2

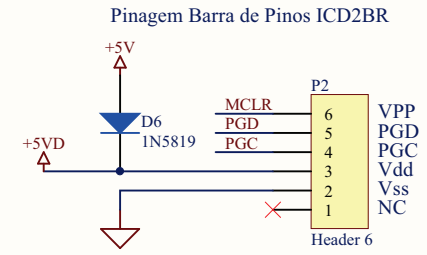
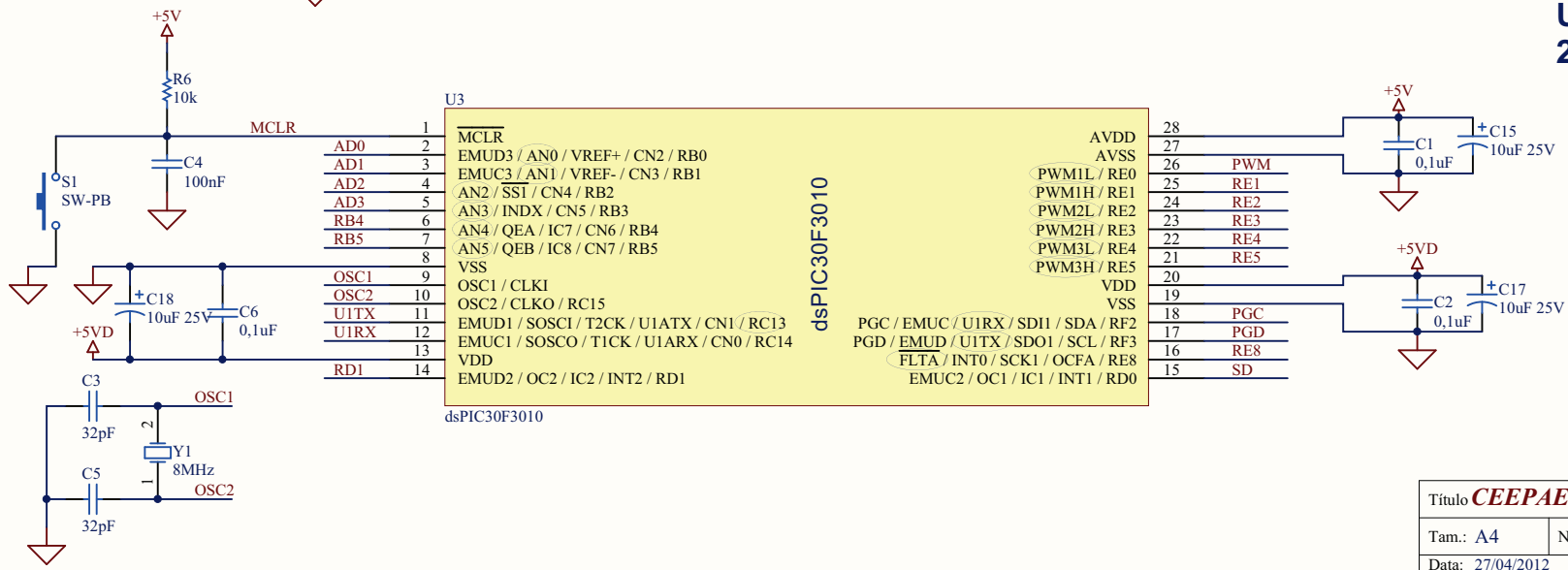
0.1R	Resistor	R9	RES_5W	1
220k	Resistor	R10, R13	AXIAL-0.3	2
22k	Resistor	R11, R12	AXIAL-0.3	2
RPot	Potenciômetro	R14	TRIMPOT_3386_H	1
6.8k	Resistor	R15	AXIAL-0.3	1
2k7	Resistor	R16	AXIAL-0.3	1
330R	Resistor	R17, R18	AXIAL-0.3	2
1k	Resistor	R19, R20, R21, R25, R34, R36, R43, R44	AXIAL-0.3	8
Res1	Resistor	R22	RES_5W_V	1
470R	Resistor	R29	AXIAL-0.3	1
150k	Resistor	R33, R40	AXIAL-0.3	2
33k	Resistor	R37, R38	AXIAL-0.3	2
3,3k	Resistor	R41, R42	AXIAL-0.3	2
SW-PB	Switch	S1, S2	Chave Tátil	2
Pino	Pino	TP2, TP3, TP4, TP5, TP6, TP7, TP8, TP9, TP10, TP11, TP13, TP14, TP15	PINO 1	13
4n25	Optoacoplador	U1, U2, U6, U8, U10	DIP-6	5
dsPIC30F3010	DSC	U3	SPDIP300-SP28	1
LM324AN	Amplificador Operacional	U4	N14A	1
IR2104	Driver para Mosfet	U5	DIP-8	1
LM7805CT	Regulador	U7	TO220	1
LM358N	Amplificador Operacional	U9	626-05	1
Jumper	Jumper	W1	Jumper1	1
8MHz	Cristal	Y1	Cristal 10M MHz	1

Fonte: Autoria própria.

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR CC-CA

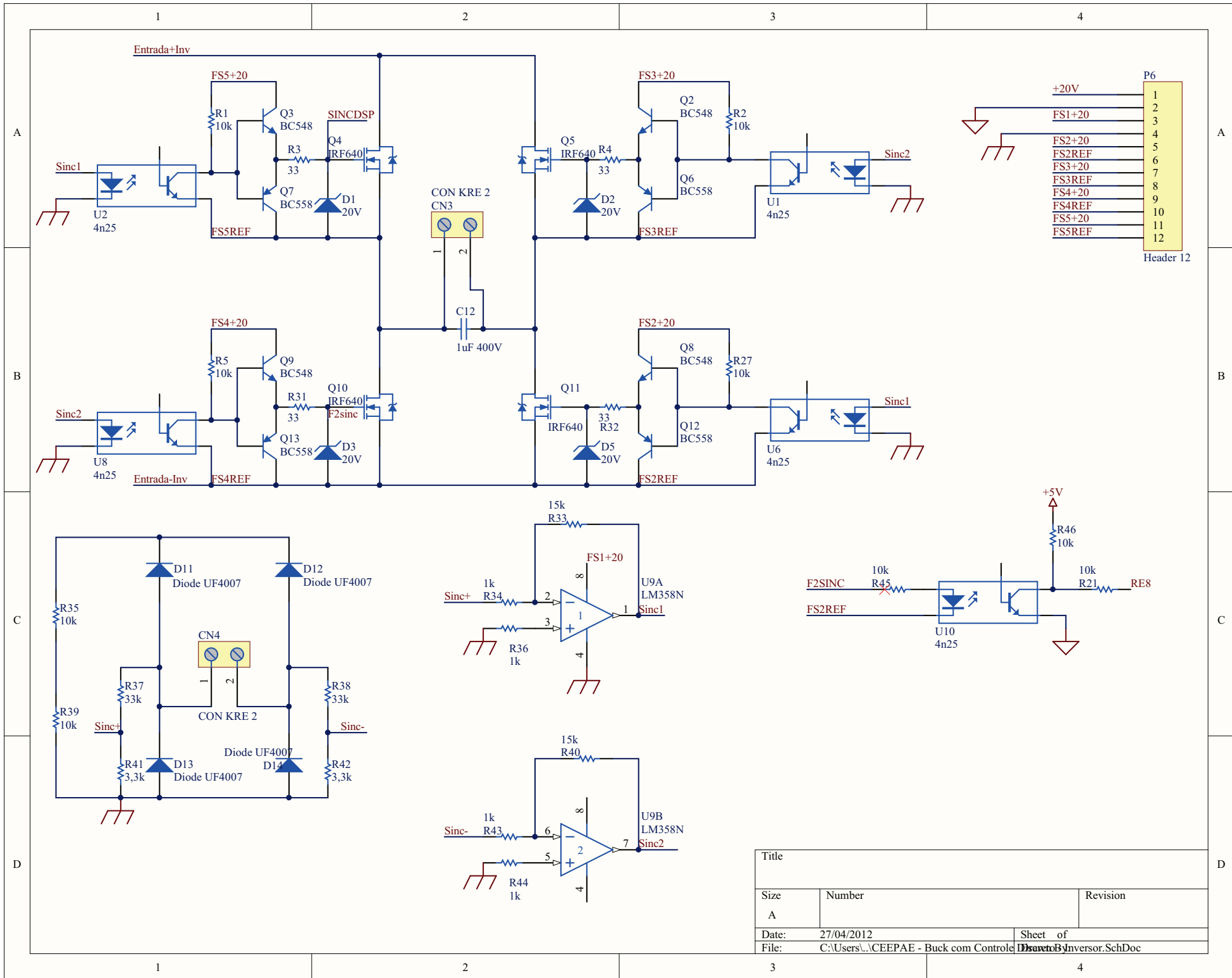


CEPPAE UTFPR 2012

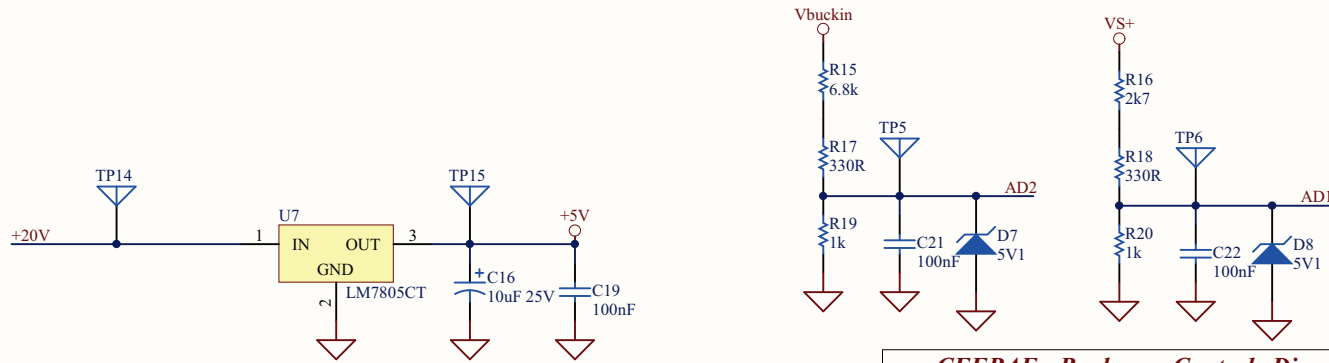
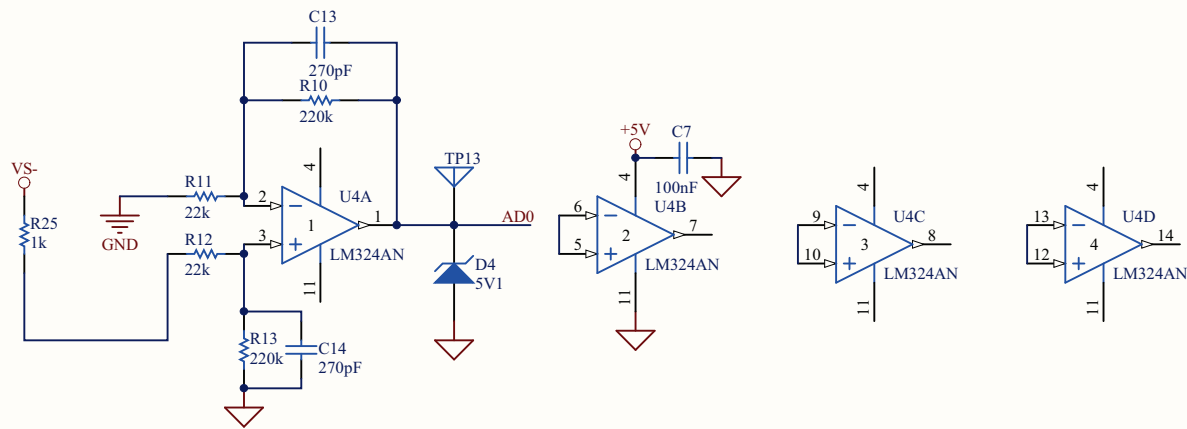
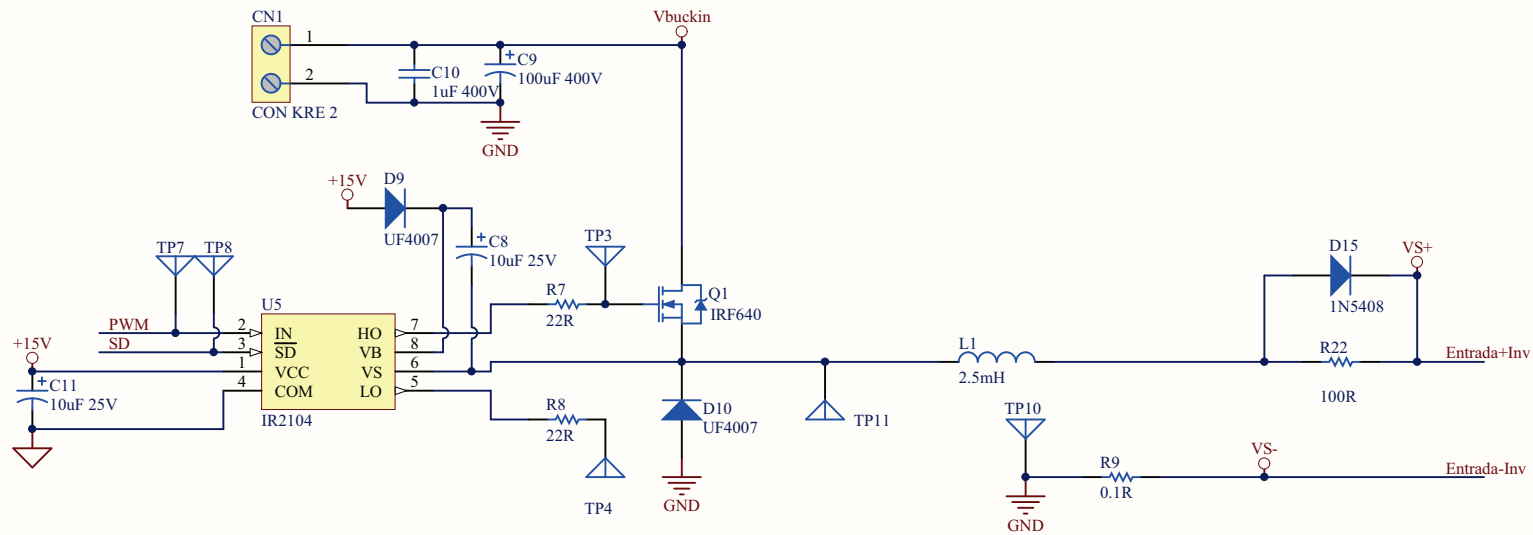


Titulo CEPPAE - Buck com Controle Discreto		
Tam.: A4	Número: DS006-08	Revision: 1.0
Data: 27/04/2012	Hora: 15:55:40	Pag. 2 de 2
Arquivo: C:\Users\Raul\Desktop\Placa Buck\CEPPAE - Buck com Controle Discreto - Controle.S		





Title		
Size	Number	Revision
A		
Date:	27/04/2012	Sheet of
File:	C:\Users\...CEEPAE - Buck com Controle Inversor.SchDoc	



**CEPPAE
UTFPR
2012**

Título CEPPAE - Buck com Controle Discreto		
Tam.: A4	Número: DS006-08	Revision: 1.0
Data: 27/04/2012	Hora: 15:55:41	Pag. 1 de 2
Arquivo: C:\Users\Raul\Desktop\Placa Buck\CEPPAE - Buck com Controle Discreto - Potencia.S		

LWM