

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CRISTIANO PIVA

**CONVERSOR DE ALTO DESEMPENHO E ELEVADO GANHO DE
TENSÃO APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
DESCENTRALIZADOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2011

CRISTIANO PIVA

**CONVERSOR DE ALTO DESEMPENHO E ELEVADO GANHO DE
TENSÃO APLICADO A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
DESCENTRALIZADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica – COELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Mário Lucio da Silva Martins

PATO BRANCO

2011

Á aqueles que enfrentaram e venceram todas as dificuldades encontradas para que eu pudesse chegar até aqui, meus pais Sadi e Jussara.

Ao meu irmão Benhur pela parceria encontrada em todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

A Deus pela vida, saúde e força que foram fundamentais durante esse percurso de cinco anos.

Aos meus pais pelo apoio, determinação e demonstração de entusiasmo que foram fundamentais para que eu não desistisse.

A meu irmão pelo apoio prestado e pela presença em todos os momentos.

Aos meus familiares que sempre estiveram presente na minha vida, me ajudando a sempre seguir em frente, em especial aos meus padrinhos Walcir e Gislene.

Ao professor Dr. Mário Lucio da Silva Martins, por ter aceitado me orientar nesse trabalho e pela dedicação imposta.

A Universidade Tecnológica Federal do Paraná UTFPR – Campus Pato Branco, que proporcionou a estrutura necessária.

Aos todos os professores da Coordenação de Engenharia Elétrica da UTFPR – Campus Pato branco, de alguma forma auxiliaram no trabalho.

Aos colegas de Engenharia Elétrica que mantiveram sua parceria em todos os momentos, sendo eles de estudo e trabalho, quanto nos momentos de lazer e diversão.

Aos todos os alunos do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do PPGE, que estiveram presente nos laboratórios durante o desenvolvimento desse trabalho me auxiliando no que fosse necessário, em especial ao mestrando Jacson Rodrigo Dreher, pela dedicação ao trabalho, que com certeza foi de fundamental importância para que ele pudesse ser concluído.

Aos amigos de longa data Walter W. Azevedo, Marcos Escritori, Felipe Piva, Rafael Piva e Thalisson Barbosa, que me proporcionaram momentos de descontração que tiveram papel fundamental no balanceamento com os momentos de pressão e estresse.

Aos amigos conquistados durante esse período, que com certeza serão levados para a posteridade.

De uma forma geral a todos os que direta e indiretamente me auxiliaram nesse trabalho.

“Não somos o que sabemos. Somos o que estamos dispostos a aprender.”

Council on Ideas

RESUMO

PIVA, Cristiano. Conversor de Alto Desempenho e Elevado Ganho de Tensão Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Descentralizados. 2011. 58 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2011.

Por estarmos passando por um período de crescente demanda de energia mundial, a energia elétrica tem um papel fundamental na matriz energética, por se tratar de uma forma de energia muito flexível quanto a sua forma, transporte e intensidade, podendo ser convertida com alta eficiência e produzida através de várias maneiras. Algumas formas alternativas e inovadoras vêm sendo empregadas para essa crescente demanda. Atualmente é visto o grande avanço do conceito de geração distribuída, que nada mais é do que a geração de energia elétrica próxima do consumidor, que vem trazendo inúmeras vantagens sobre a geração centralizada que é fortemente utilizada nos dias de hoje. A partir desse conceito e levando em consideração os danos ambientais que algumas formas de geração de energia elétrica vêm apresentando, a geração de energia elétrica através de energia solar vem se propagando, com a promessa de uma geração limpa e não poluente, que traga os menores danos possíveis ao meio ambiente. Apesar dessas promessas inovadoras, a geração de energia elétrica através de energia solar, que é feita através de painéis fotovoltaicos, ainda não consegue atingir uma relação de custo benefício convincente e que faça valer o investimento, esse tipo de geração apresenta custos de instalação bastante elevados em relação a outras fontes renováveis. Desta forma, a maximização da produção de energia elétrica oriunda de fontes fotovoltaicas torna-se imperativo para amortizar em um menor tempo o seu elevado custo de instalação. Neste sentido, este trabalho propõe o estudo e o desenvolvimento de um conversor estático com alto desempenho e elevado ganho de tensão, a fim de se minimizar o número de estágios de conversão de energia e, desta forma, aumentar a eficiência dos sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica.

Palavras-chave: Geração Distribuída. Energia Solar. Sistemas Fotovoltaicos. Conversor estático de alto ganho de tensão.

ABSTRACT

PIVA, Cristiano. Converter for High Performance and High Voltage Gain Applied to Decentralized Photovoltaic Systems. 2011. 58 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2011.

Because we are going through a period of growing global energy demand, electricity plays a key role in the energy matrix, because it is a very flexible form of energy as its shape, transport and intensity, can be converted with high efficiency and produced through various ways. Some alternative and innovative ways are being used to this growing demand. Today is the big breakthrough since the concept of distributed generation, which is nothing more than the generation of electricity close to the consumer, who has brought numerous advantages over centralized generation that is heavily used today. Based on this concept and taking into account the environmental damage that some forms of electricity generation have presented, the generation of electricity through solar energy is being propagated with the promise of generating a clean and clean, which bring the minor possible damage to the environment. Despite these promises innovative, generating electricity through solar energy, which is done through photovoltaic panels, still unable to reach a convincing cost-benefit ratio and that's actually worth the investment, this type of generation has very high installation costs compared to other renewable sources. Thus, maximizing the production of electricity coming from photovoltaic sources becomes imperative to pay off in a shorter time to the high cost of installation. Thus, this paper proposes the study and development of a static converter with high performance and high voltage gain in order to minimize the number of stages of energy conversion and thus increase the efficiency of photovoltaic generation systems electrical energy.

Keywords: Distributed Generation, Solar Energy, Photovoltaic Systems, Static converter high voltage gain.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Evolução dos sistemas fotovoltaicos nos países da IEA-PVPS. (IEA).....	12
Figura 2- Diagrama do sistema conectado a rede.....	14
Figura 3 - Evolução dos sistemas fotovoltaicos nos países da IEA-PVPS (IEA, 2009)	14
Figura 4 – Sistemas e potência de geração de energia em sistemas fotovoltaicos conectados a rede.....	16
Figura 5 - Configurações de Sistemas Fotovoltaicos [15, 33, 43*].	17
Figura 6 – Processamento de energia em (a) estágio simples, (b) estágio duplo e (c) múltiplos estágios. (KJAER)	20
Figura 7 - Estágios de conversão em relação a tensão PV.....	21
Figura 8 – Conversor boost.....	22
Figura 9 – Relação Entre a Razão Ciclica do Conversor Boost e: (a) Ganho de tensão; (b) eficiência. (RASHID)	23
Figura 10 - Efeitos da recuperação reversa do diodo retificador no conversor boost em CCM: (a) conversor boost (b) formas de onda. (ZHAO, 2003).....	24
Figura 11 – Conversor Boost com Indutor Acoplado.....	25
Figura 12 – Conversor Boost com Indutor Acoplado e Grampeamento	26
Figura 13 – Modelo Cantilever	27
Figura 14 – Modelo N-port do Cantilever: (a) Enrolamento Primário; (b) Enrolamento Secundário.	29
Figura 15 – Conversor Boost Com Modelo Cantilever N-Port.....	30
Figura 16 – Etapas de Operação do Conversor: (a) Etapa 1 (t_0 a t_1); (a) Etapa 2 (t_1 a t_2); (a) Etapa 3 (t_2 a t_3)	32
Figura 17 – Corrente no Primário	42
Figura 18 – Tensão de Entrada.....	43
Figura 19 – Tensão na Chave	43
Figura 20 – Tensão no Diodo.....	43
Figura 21 – Corrente no Secundário do Indutor	44
Figura 22 – Tensão de Saída.....	44
Figura 23 – Drive e Conversor Boost com Indutor Acoplado	46
Figura 24 – Bancada de Testes do Conversor	46

Figura 25 – Corrente no Primário do Indutor	47
Figura 26 – Tensão na Chave	48
Figura 27 – Tensão no Diodo	48
Figura 28 – Corrente no Secundário do Indutor	49
Figura 29 – Tensão de Saída	49
Figura 30 – Análise da Potência do Conversor na: (a) Entrada; (b) Saída.....	50

SUMÁRIO

1. Introdução.....	10
2. Sistemas fotovoltaicos conectados a rede.....	14
2.1. Inversor Central	17
2.2. Inversor Integrado.....	18
2.3. Inversor Linha	19
2.4. Inversor Multi-linhas.....	19
2.5. Estágios de processamento de energia.....	20
3. Conversores CC/CC elevadores de tensão	22
4. Conversore de alto ganho com indutor acoplado	25
5. estudo do conversor boost com indutor acoplado	26
5.1. Modelo Elétrico Para o Indutor Acoplado.....	27
5.1.1. Conversor Boost Com Indutor Acoplado Utilizando Modelo Elétrico.....	29
5.2. Modelagem Matemática.....	30
5.2.1. Etapa 1 (t_0 a t_1).....	32
5.2.2. Etapa 2 (t_1 a t_2).....	32
5.2.3. Etapa 3 (t_2 a t_3).....	33
5.3. Determinação do Ganho do Conversor	34
5.4. Projeto dos Componentes	35
6. Resultados de simulação.....	42
7. Resultados experimentais.....	44
8. Conclusão	50
9. Referências.....	53

1. INTRODUÇÃO

Um dos principais indicadores de desenvolvimento econômico e de qualidade de vida na sociedade moderna é o aumento do consumo de energia, assim como um dos principais indicadores do ritmo das atividades industriais e da capacidade de se adquirir bens e serviços pela sociedade é a demanda energética. Desta forma é evidente que os países desenvolvidos apresentam uma demanda de energia que supera as dos demais países do mundo. (ANEEL)

Os países desenvolvidos têm diversificado sua matriz energética, investindo principalmente em fontes renováveis e reduzindo o consumo de combustíveis fósseis. Isso se deve principalmente devido as variações de preço destes combustíveis e a necessidade de redução de emissões de gases causadores do efeito estufa devido a compromissos assumidos no protocolo de Kyoto em 1992. (IEA, 2008)

Por outro lado, países em desenvolvimento onde existe uma grande demanda de energia, a disponibilidade de recursos primários faz com que estes supram esta demanda. Em países como a Índia e China a fonte mais consumida é o carvão, transformando a China em um dos maiores emissores mundiais de CO₂ e outros gases causadores do efeito estufa. (ANEEL)

As energias renováveis podem desempenhar um papel importante e estratégico para a diversificação e ampliação da matriz energética mundial, e também para redução das emissões de CO₂. A Tabela 1 mostra as emissões de CO₂ para diferentes fontes renováveis. É possível perceber que as emissões decorrentes das fontes renováveis são pequenas quando comparadas a outras baseadas em combustíveis fósseis.

Tabela 1 - Emissões de CO₂ na produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis e convencionais (g/kWh)

	Geração empregando fontes renováveis						Geração empregando combustíveis fósseis		
	Pequenas hidrelétricas	Grandes hidrelétricas	Solar fotovoltaica	Solar térmica	Eólica	Geotérmica	Carvão	Gás	Diesel
CO ₂	9	3,6 – 11,6	98 – 167	26 – 38	7 – 9	79	987	430	772

Fonte: Renewable Energy. OECD/IEA, 2009.

No quesito energia, pode-se observar a flexibilidade encontrada para a energia elétrica em comparação com os outros tipos de energias disponíveis. Essa flexibilidade é atribuída principalmente pela forma de armazenamento e de transmissão desse tipo de energia, uma vez que essas condições se encontram bastante confiáveis, eficientes, econômicos e simplificados quando se trata da energia elétrica. Dessa forma um importante passo a ser dado é a unificação entre os conceitos de fontes renováveis de energias e não poluentes, com a geração de energia elétrica.

Uma das principais formas de se obter um aumento na eficiência energética em sistemas elétricos é a redução da distância entre a geração e o consumo da energia elétrica, isto permite uma ampla redução das perdas assim como, o emprego de outros meios para produção desta energia.

A partir dessa ideia surge o conceito de Geração Distribuída (GD), que consiste na geração de energia elétrica próxima do consumidor, sem se importar com detalhes do tipo potência, tecnologia e fonte de energia. Esse tipo de geração possui vantagens sobre a geração centralizada, destacando-se a economia em investimentos provenientes da transmissão e, conseqüentemente, redução das perdas nesses sistemas.

Por mais que na primeira metade do século passado a Geração Distribuída tenha sido vista como regra, o barateamento do custo da geração em grandes centrais fez com que esse conceito fosse esquecido. A partir da década de 90 com a crise do petróleo e a reforma do setor elétrico de energia, dando fim ao monopólio da geração de energia elétrica, o desenvolvimento de novas tecnologias voltou a ser incentivado visando resultados na redução de custos e com isso a Geração Distribuída volta ao cenário. (INEE)

Tendo em vista a preocupação com a poluição e catástrofes ecológicas, em alguns países desenvolvidos, foram criadas políticas de governo visando à redução dos custos da tecnologia empregada para produção das energias renováveis, e a disseminação destas tecnologias. (IEA, 2009)

Nesse aspecto a energia solar surge como uma importante fonte de energia renovável e não poluente. Sabe-se que em apenas uma hora o Sol emite sobre a Terra uma quantidade de energia superior ao consumo global de um ano inteiro, se fosse possível converter uma pequena fração desse total de energia diário

em energia elétrica os problemas energéticos encontrados pela humanidade seriam em grande parte resolvidos (DEMONTI, 1998).

A maneira mais simples encontrada de converter energia solar em energia elétrica se concentra em painéis fotovoltaicos. A geração de energia elétrica a partir de painéis fotovoltaicos é uma solução que possibilita uma produção de energia sem qualquer peça móvel, ruído e sem resíduos poluentes. Consiste na integração de painéis geradores a ambientes urbanos com a interligação a rede elétrica de forma descentralizada (DEMONTI, 1998).

Estados Unidos, Japão e Alemanha estão adotando programas que incentivam o uso de telhados fotovoltaicos (EPIA). A EPIA (*European Photovoltaic Industry Association*) prevê que em 2040, 82% da energia elétrica consumida no mundo será produzida por fontes alternativas. Destes, a maior participação é da energia fotovoltaica com 31%, seguida pela eólica com 27%, hidráulica com 21% e biomassa com 14%. Para as fontes como termo solar, geotérmica e marítima se prevê menores participações com 3% e 1%. (IMHOFF, 2007)

A tecnologia fotovoltaica é simples e de baixo risco, que pode ser instalada em qualquer lugar onde exista luz. Isso significa que existe um grande potencial para a instalação em telhados e fachadas em edifícios públicos e privados, podendo ser incorporados à arquitetura dos edifícios. A energia fotovoltaica não envolve emissões poluentes ou preocupações ambientais inerentes das fontes convencionais. Não existem emissões de gases e ruídos durante a operação. (EPIA)

A Figura 1 mostra a evolução da capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos desde 1992 até o ano de 2009 para as principais aplicações: sistemas conectados a rede e sistemas autônomos.

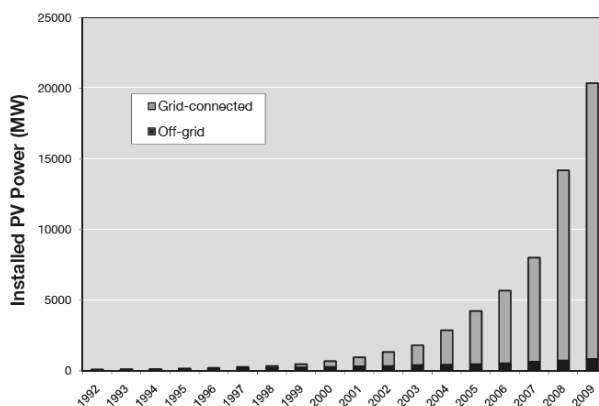


Figura 1 - Evolução dos sistemas fotovoltaicos nos países da IEA-PVPS. (IEA)

Uma das maiores barreiras para a expansão dos sistemas fotovoltaicos é o custo de implantação do sistema. Esse custo relativamente elevado da implantação acarreta no custo da energia produzida por estes sistemas. Este fator econômico torna de extrema importância à eficiência na geração e conversão da energia elétrica produzida, fazendo com que seja fundamental o contínuo investimento no desenvolvimento tecnológico nos circuitos e componentes eletrônicos destes sistemas de geração. (MYRZIK, 2003) (CARRASCO, 2006)

Para que a energia entregue a rede tenha uma boa qualidade e que o sistema seja confiável, existem alguns requisitos que devem ser observados para a interligação dos painéis fotovoltaicos a rede elétrica.

Levando em consideração que a tensão de saída dos painéis está na faixa de 14 a 40 V em corrente contínua (CC), é necessário elevar essa tensão, para isso, normalmente faz-se uso de um conversor CC-CC elevador de tensão.

O conversor elevador de tensão típico é o conversor Boost, esse conversor apresenta ganho de tensão extremamente elevado quando a razão cíclica se aproxima da unidade. Porém a conversão com alto ganho de tensão apresenta algumas limitações como corrente elevada nas chaves, aumentando as perdas por condução, esforço de tensão da chave igual à tensão de saída, perdas elevadas no chaveamento e na recuperação reversa do diodo de saída, devido à comutação e esforço de tensão no chaveamento dissipativo. Desta forma a eficiência do conversor é reduzida para valores de razão cíclica próximas da unidade.

Uma forma encontrada de conseguir um alto ganho de tensão em um conversor elevador de tensão sem degradar sua eficiência, é a utilização do indutor acoplado, que servem como um transformador não isolado.

Zhao (2003) apresenta algumas topologias para conversores de alto ganho de tensão, dentre essas topologias, apresenta um conversor boost com indutor acoplado.

O presente trabalho terá como foco o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC de alto desempenho, elevado ganho de tensão e responsável pelo estágio de elevar a tensão de saída do painel fotovoltaico da faixa de $14V_{CC}$ a $40V_{CC}$, com potência elétrica na faixa de 100 W a 500 W. A topologia escolhida para o desenvolvimento foi à topologia proposta por Zhao (2003).

2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A REDE

Nos sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica, a energia produzida pode ser utilizada para o consumo próprio ou para fornecer energia diretamente à rede elétrica, conforme diagrama da Figura 2. Neste processo várias configurações do sistema e dos módulos podem ser utilizadas a fim de adequar a energia produzida na forma contínua (CC) pelos módulos aos padrões de corrente alternada (CA) da rede elétrica onde está conectado. (LI, 2009)

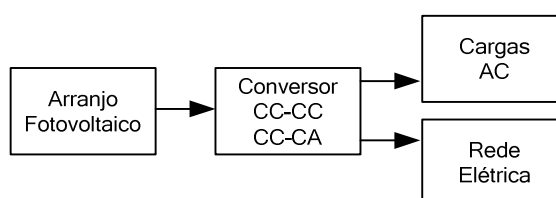


Figura 2- Diagrama do sistema conectado a rede.

A Figura 3 mostra a evolução da capacidade instalada de sistemas fotovoltaicos desde 1992 até o ano de 2009 para as principais aplicações: sistemas conectados e sistemas autônomos. Do total instalado em 2009, menos de 1% são sistemas fotovoltaicos autônomos, que acumulam 4% da capacidade total. Há uma década o percentual de sistemas autônomos e conectados a rede se dividia igualmente, mostrando à tendência de predominância dos sistemas conectados a rede. (IEA, 2009)

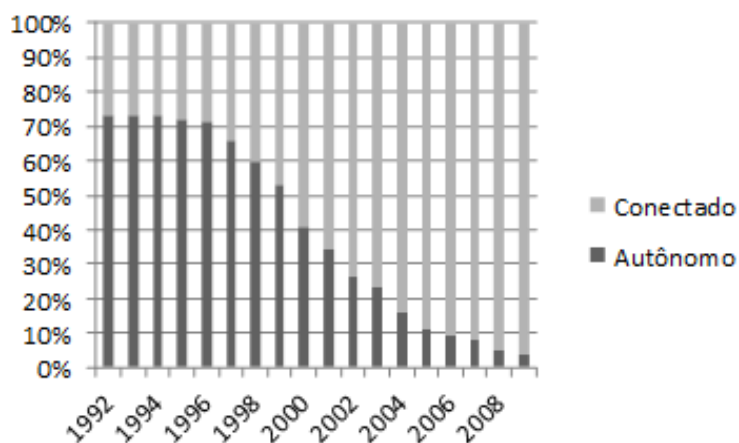


Figura 3 - Evolução dos sistemas fotovoltaicos nos países da IEA-PVPS (IEA, 2009)

Os sistemas conectados a rede não necessitam de armazenamento de energia e são mais baratos e confiáveis se comparados a sistemas autônomos (MOHAN). O aumento massivo do mercado fotovoltaico no mundo se dá principalmente pelo crescimento destes sistemas (EPIA)(WALKER, 2004). Desta forma, os sistemas autônomos não serão considerados no escopo deste trabalho.

No Brasil, os sistemas fotovoltaicos frequentemente instalados, constituem-se de arranjos de painéis fotovoltaicos conectados em série e/ou paralelo, onde dependendo da potência envolvida. Esse tipo de arranjo é conhecido como sistema centralizado (IMHOFF, 2007).

Sistemas do tipo centralizados possuem as características da utilização de um único arranjo de painéis fotovoltaicos, que dependendo da potência, podem estar conectados em série ou em paralelo, assim como a utilização de um único conversor CC-CC responsável pelo ponto de máxima potência (IMHOFF, 2007).

Esses sistemas centralizados, raramente utilizam um sistema que faça a busca do máximo ponto de potência, ao invés disso utilizam um controlador de cargas, isso resulta, porém, em um baixo aproveitamento da energia gerada pelo arranjo de painéis fotovoltaicos além de um aumento no custo de kWh gerado (IMHOFF, 2007).

No caso da ocorrência de sombreamento ou defeito em um dos painéis, essa configuração, resultante da utilização de um único arranjo de painéis fotovoltaicos, apresenta um baixo aproveitamento da energia fornecida pelos painéis. Por possuir apenas um arranjo de painéis fotovoltaicos, ligados em série, a corrente que circula em ambos é a mesma, para o caso de sombreamento, essa corrente do sistema fica limitada pelo painel onde ocorre o sombreamento, comprometendo assim que os painéis atinjam seu ponto de máxima potência. Esse tipo de problema acarreta em um desperdício da capacidade de geração de energia, sendo que a perda de energia em um painel fotovoltaico sombreado pode chegar a até 48,2% (IMHOFF, 2007).

Outro problema encontrado para a utilização de sistemas centralizados consiste, no fato de ser utilizado um único conversor estático de potência, sendo que na falha desse conversor o fornecimento de energia a carga fica completamente comprometido (IMHOFF, 2007).

Outro tipo de sistemas empregados a sistemas fotovoltaicos são sistemas, onde há um menor número de painéis em série e/ou paralelo, esse tipo de

sistema divide o arranjo de painéis fotovoltaicos em subconjuntos, sendo que cada um desses subconjuntos possui seu próprio conversor CC-CC, conectados em série, formando um barramento CC. Esse tipo de sistema empregado para solucionar alguns dos problemas encontrados, na utilização de sistemas centralizados, é denominado sistema descentralizado (IMHOFF, 2007).

Em sistemas do tipo descentralizados, a utilização de um conversor CC-CC elevador para um número reduzido de painéis possibilita que cada sistema gere a energia gerada por cada arranjo. Dessa forma é visto um sistema que busque o ponto de máxima potência individualizado, reduzindo assim, os efeitos de sombreamento ou algum defeito proveniente de algum painel do sistema, maximizando a energia gerada pelo sistema. Além de resolver o problema do sombreamento, o uso de conversores distintos para cada arranjo, viabiliza a utilização de painéis de potências distintas (IMHOFF, 2007).

Os sistemas descentralizados trazem um aumento de confiabilidade no sistema, como visto para os sistemas do tipo centralizados, se houver a falha no conversor CC-CC o fornecimento de energia para a carga fica comprometida. Já para os sistemas descentralizados, que possuem conversores CC-CC conectados em série, há a possibilidade de que o sistema continue operando mesmo com a falha de um desses conversores, para isso, são utilizadas algumas técnicas de controle (IMHOFF, 2007).

A Figura 4 mostra a faixa de operação para sistemas fotovoltaicos centralizados conectados a rede, onde é empregada a configuração inversor central, e sistemas fotovoltaicos descentralizados. Os sistemas descentralizados são divididos nas configurações inversor integrado, inversor linha e inversor multi-linhas. Em sistemas centralizados basicamente a configuração inversor central.



Figura 4 – Sistemas e potência de geração de energia em sistemas fotovoltaicos conectados a rede.

Sistemas conectados a rede com geração distribuída geralmente operam com potências de geração de até 10 kW (PICAULT, 2009). Em países onde existe uma tarifa atraente para a energia solar, toda geração é enviada a rede e vendida a concessionárias. A quantidade de energia enviada para a rede é medida a fim de se obter o pagamento correto. Em países onde a tarifa não é atrativa, isto é, o valor pago pela eletricidade gerada é menor que o valor cobrado pela concessionária, a eletricidade é utilizada primeiro para suprimir a demanda e se toda a energia não for consumida, o excedente é vendido para a concessionária. (IEA, 2009)

Sistemas fotovoltaicos conectados a rede também podem ser centralizados com produção mais elevada, geralmente acima de 10kW. A energia não é fornecida a um consumidor particular e sim para a rede de distribuição. Estes sistemas utilizam um grande número de módulos fotovoltaicos, geralmente montados diretamente sobre o solo e tem função exclusiva de produção de energia em massa. (IEA, 2010)

Geralmente o que define a configuração a ser utilizada é potência de geração do sistema. A configuração de um sistema fotovoltaico é determinada pela forma em que os módulos são arranjados e pelos conversores energia utilizados. Na Figura 4 vemos as faixas de potência atendidas por cada configuração e na Figura 5 as configurações para os sistemas fotovoltaicos.

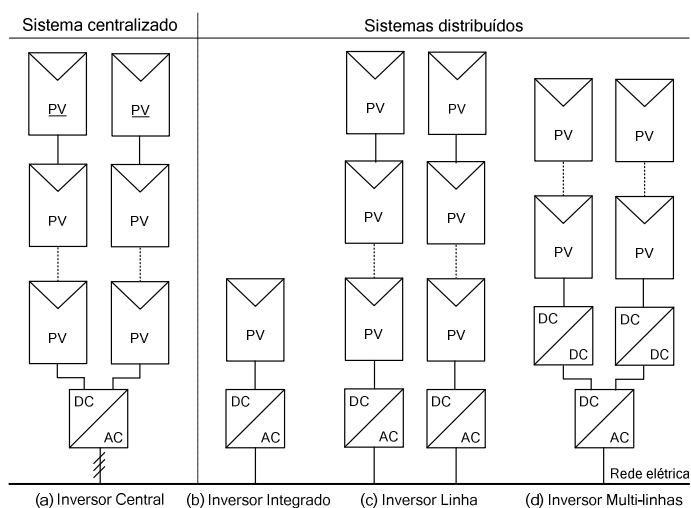


Figura 5 - Configurações de Sistemas Fotovoltaicos (RASHID)(FERNANDEZ, 2009)

2.1. INVERSOR CENTRAL

Em meados da década de 1980 o mercado de sistemas fotovoltaicos conectados a rede se desenvolveu com a tecnologia inversora central com

aplicações acima de 10 kW até vários megawatts. A topologia dos inversores era baseada em aplicações industriais não otimizadas para aplicações fotovoltaicas (CALAIS, 2003). Os principais pontos desfavoráveis desta topologia são: a necessidade de cabos de alta tensão entre os módulos e o inversor, baixa eficiência na geração de energia nos módulos fotovoltaicos devido ao MPP centralizado, incompatibilidade entre os módulos fotovoltaicos e configuração pouco flexível. (VILLALVA, 2009)(LICCARDO, 2007)(FERNÁNDEZ, 2009)

Como nesta configuração existe um grande número de módulos conectados em série, no caso de sombreamento ou diferenças nas características dos módulos obriga que todos os módulos de um conjunto operem fora do ponto de máxima potência. Como a corrente que passa pelo conjunto é a mesma ela fica limitada a corrente do módulo de menor eficiência. (WALKER, 2004)

2.2. INVERSOR INTEGRADO

Em meados da década de 1990, com o desenvolvimento de programas como o *1000 Roof Program* na Alemanha, se tornaram aparentes as deficiências de sistemas centralizados como: MPPT centralizado reduzindo a eficiência de geração em caso de sombreamento, perdas e risco de arco em cabos no barramento CC e baixa expansibilidade e capacidade de adaptação às necessidades dos clientes do sistema. Como forma de resolver estes problemas, uma tecnologia modular foi desenvolvida com vantagens como: redução de custo através da utilização de componentes similares, uma concepção e instalação do sistema mais simples através da combinação de unidades padrão. Nesta época surge o módulo fotovoltaico com conversor integrado. (CALAIS, 2003)

Na tecnologia inversor integrado é utilizado um conversor CC-AC por módulo fotovoltaico. Neste caso não existe redução na eficiência da geração de energia devido às diferentes características dos módulos fotovoltaicos, ou sombreamento, já que é possível obter o MPP de cada módulo. Os conversores geralmente são acoplados diretamente ao módulo fotovoltaico num único equipamento. (RASHID)(VILLALVA,2009)(LICCARDO, 2007)

A conexão direta de cada módulo a rede possibilita a produção de conversores de pequeno porte, geralmente na faixa de 200W substituindo conversores de grande porte, com a mesma potência, mas o custo distribuído; o

hardware pode ser padronizado possibilitando produção em grande escala. No entanto, esta abordagem tem como grande desvantagem a grande diferença de tensão entre a entrada e a saída do conversor. (WALKER, 2004)

2.3. INVERSOR LINHA

Com o intuito de aumentar a eficiência na conversão de energia do sistema com inversor integrado e ao mesmo tempo reduzir custos da energia gerada, foi introduzida também na década de 1990 a configuração inversor linha, com compromisso entre os conceitos de inversor integrado e inversor centralizado. (CALAIS, 2003)

Na configuração inversor linha um conjunto de módulos é conectado em série e posteriormente a um conversor CC-AC como mostra a Figura 5. Esta é uma versão reduzida da topologia inversor central, operando geralmente até 10 kW. Como exemplo, sistemas europeus utilizam um conjunto de 16 módulos fotovoltaicos conectados em série para produzir um barramento CC com tensão de operação normal de aproximadamente 500V. (VILLALVA, 2009)(LICCARDO, 2007)

A possibilidade de aplicação do MPP a um conjunto menor de módulos quando comparado ao sistema centralizado, aumenta a eficiência na geração de energia (em até 3%) quando comparado ao sistema centralizado. A possibilidade de padronização reduz custos para a fabricação em larga escala (RASHID)(VILLALVA, 2009). Por outro lado, para geração em potências mais elevadas é necessário à utilização de mais inversores linha. Mais inversores geram mais custo e maiores perdas durante a conversão de energia. Esta é uma das razões para que grandes plantas utilizem configurações centralizadas. (PICAULT, 2009)

2.4. INVERSOR MULTI-LINHAS

Esta tecnologia é o resultado do desenvolvimento da configuração inversor linha, combinando vantagens da tecnologia com a solução de menor custo do sistema utilizando inversor central. Várias linhas de módulos são conectadas formando um único barramento CC, como mostra a Figura 5.

Cada linha possui um conversor CC-CC de baixa potência, o que torna possível obter o MPP de um número menor de módulos quando comparado a

sistemas centralizados, reduzindo problemas de sombreamento. Os conversores podem ser conectados em série para obter a tensão no barramento CC necessária, possibilitando a construção de sistemas com menor número de módulos, além de permitir diferentes orientações para cada linha (RASHID)(VILLALVA, 2009)(LICCARDO, 2007). Para expandir o sistema até certa potência é necessário somente incluir uma nova linha, desde que o inversor suporte a potência total do sistema. (CALAIS, 2003)

2.5. ESTÁGIOS DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA

Uma possível classificação para os sistemas fotovoltaicos refere-se ao número de estágios de processamento de energia. A Figura 6 mostra três topologias básicas: estágio simples, duplo estágio e múltiplos-estágios.

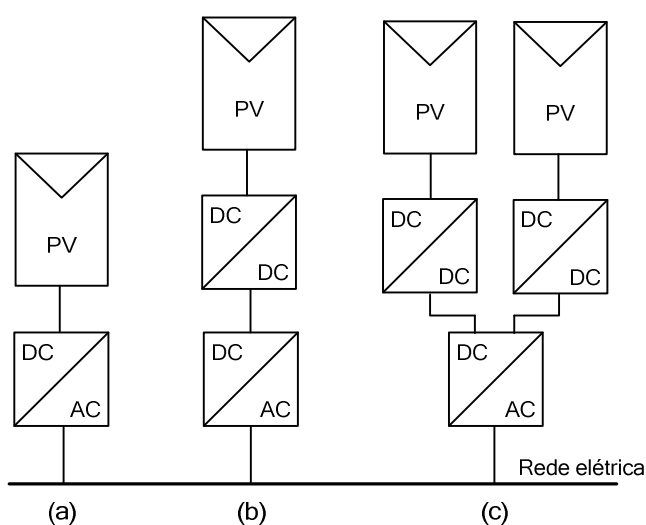


Figura 6 – Processamento de energia em (a) estágio simples, (b) estágio duplo e (c) múltiplos estágios. (KJAER, 2005)

Na topologia de estágio simples, um único conversor fica encarregado do controle do MPPT, elevação da tensão e conversão da energia gerada pelos módulos fotovoltaicos na forma contínua (CC) em alternada (CA) para a rede elétrica. (RASHID)(VILLALVA, 2009)

Já na topologia de duplo estágio, existem dois conversores de energia. Um conversor CC-CC fica responsável pelo controle do MPPT do módulo ou do conjunto de módulos e também elevação de tensão. Outro conversor é utilizado para

converter a energia para a forma CA. Neste caso, a elevação da tensão também pode ser dividida entre os dois estágios de processamento de energia – conversor CC-CC e CC-AC - possibilitando melhor eficiência na conversão. (CARRASCO, 2006)

Sistemas como módulo integrado onde a tensão de entrada é inferior à tensão da rede, uma série de topologias pode ser aplicada aos sistemas, incluindo topologias com dois estágios de processamento de energia.

Inicialmente, em sistemas onde a tensão dos módulos fotovoltaicos era menor que a tensão da rede, foram utilizadas topologias com transformadores de linha. Com o objetivo de reduzir o tamanho e o custo desses transformadores, transformadores de alta frequência passaram a ser utilizados em topologias com dois estágios de processamento de energia, sendo então, um estágio para elevação de tensão e outro estágio inversor. (CALAIS, 2003)

Com os mesmos objetivos de reduzir os componentes magnéticos e aumentar a eficiência da conversão de energia, posteriormente surgiram sistemas com conversores boost para elevar a tensão dos módulos fotovoltaicos e um segundo estágio inversor (CALAIS, 2003). Assim os sistemas inversor integrado, inversor linha e inversor multi-linhas podem ter duplo estágio, como é mostrado na Figura 7. O sistema inversor linha também pode ter estágio simples, caso a tensão dos módulos fotovoltaicos seja maior que a tensão da rede, como é o caso do inversor central.

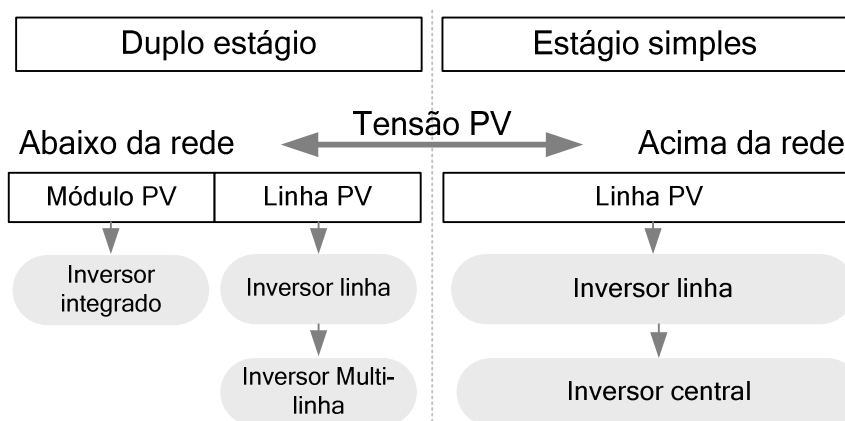


Figura 7 - Estágios de conversão em relação a tensão PV.

Sistemas fotovoltaicos com poucos módulos em série são justificáveis devido aos problemas de eficiência de geração encontrados em conjuntos de

módulos grandes, como MPP, sombreamento e diferentes características dos módulos. Entretanto é preciso analisar o ganho de tensão necessário no conversor CC-CC para determinar a topologia que precisa ser utilizada.

3. CONVERSORES CC/CC ELEVADORES DE TENSÃO

O conversor boost é um conversor elevador de tensão não isolado simples em que a tensão de saída sempre será maior que tensão de entrada. O circuito do conversor pode ser visto na Figura 8. A energia armazenada no indutor durante o tempo em que a chave S permanece fechada é transferida ao capacitor quando a chave é aberta. No modo de condução contínua, isto é, quando a corrente que passa pelo indutor L não chega a ser interrompida enquanto a chave está aberta, o ganho de tensão é proporcional a razão cíclica (D).

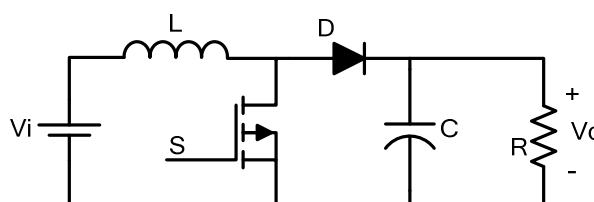


Figura 8 – Conversor boost.

Teoricamente, o conversor boost apresenta ganho de tensão extremamente elevado quando a razão cíclica se aproxima da unidade, como pode ser observado na Figura 9(a). Mas a conversão com alto ganho de tensão apresenta limitações, sendo que desta forma a eficiência do conversor é reduzida para valores de razão cíclica próximas da unidade como mostra a Figura 9(b). (BELTRAME)(KONISHI, 2009)

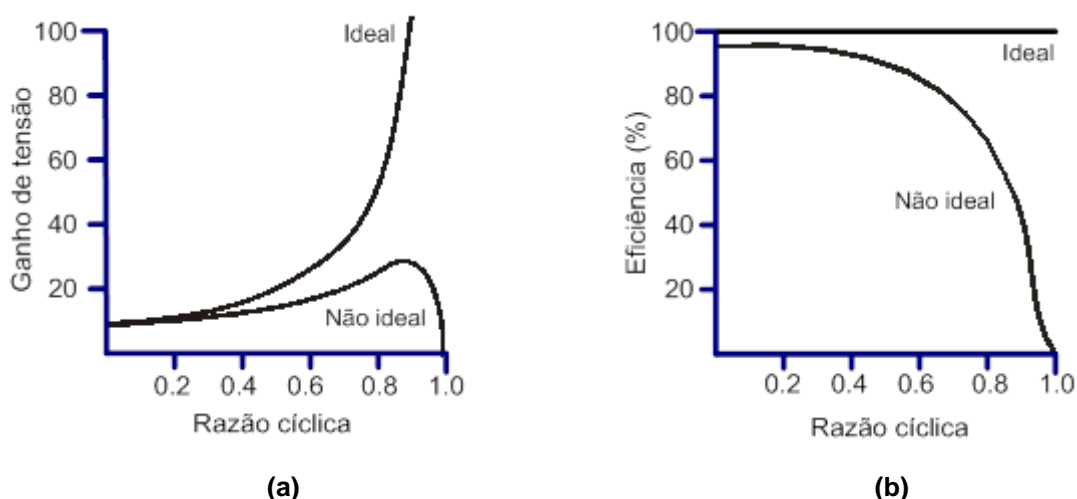


Figura 9 – Relação Entre a Razão Cíclica do Conversor Boost e: (a) Ganho de tensão; (b) eficiência. (RASHID)

Os maiores problemas relacionados à eficiência dos conversores atuando com alto ganho de tensão são basicamente a alta corrente de entrada com alta tensão de saída. A alta corrente de entrada (altas razões cíclicas) é resultado da baixa tensão de entrada. A corrente com grande amplitude que circula pelo diodo retificador na saída devido ao alto valor da razão cíclica induz a um problema grave de recuperação reversa. (ZHAO, 2003)

Quando o conversor boost opera em CCM e em altas frequências, a corrente de recuperação reversa afeta o desempenho do conversor. Este problema se torna maior quando a tensão de saída atinge níveis que nenhum diodo Shottky atende. Os efeitos da recuperação reversão são mostrados na Figura 10:

Durante a entrada em condução da chave S, a corrente de recuperação reversa I_{rr} do diodo retificador de saída D_o induz um perda extra pela sobreposição da alta tensão e corrente, e dessa forma, a corrente de recuperação reversa aumenta o estresse de corrente na chave S.

Atualmente, a solução para este problema se baseia da redução do di/dt do diodo em seu desligamento ou a operação do conversor em modo DCM. A operação do conversor em DCM é uma abordagem que pode ser estendida para conversores de alta potência, entretanto apresenta estágio de potência complicado e circuitos de controle não desejáveis. (ZHAO, 2003)

Para redução da di/dt , um circuito auxiliar passivo ou com chave ativa pode ser empregado. Os circuitos com chave ativa se tornam mais caros e complexos enquanto os problemas relacionados aos circuitos com componentes

passivos são o estresse de tensão ou corrente. Outra possível solução é a redução de chaveamento, entretanto isso não é uma boa solução em termos de redução de densidade de potência. (ZHAO, 2003)

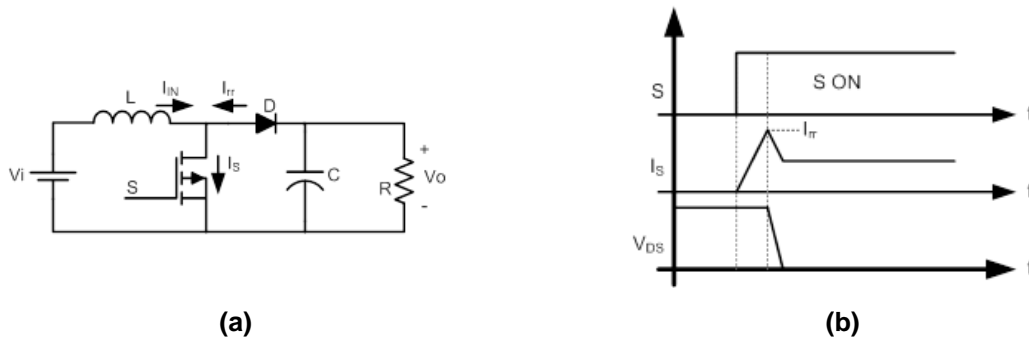


Figura 10 - Efeitos da recuperação reversa do diodo retificador no conversor boost em CCM: (a) conversor boost (b) formas de onda. (ZHAO, 2003)

A alta corrente de entrada também aumenta as perdas por condução na chave do conversor. A equação para determinar a perda por condução na chave (mosfet) é determinada por:

$$P_{on} = R_{DSon} \cdot I_{RMS}^2 \quad (1)$$

Onde R_{DSon} é a resistência de condução do mosfet e I_{RMS} é a corrente eficaz na chave. Assumindo primeira aproximação onde a ondulação de corrente muito pequena, a corrente eficaz na chave é igual a,

$$I_{RMS} = I_{DC} \sqrt{D} \quad (2)$$

Onde I_{DC} é a corrente média no indutor. Para reduzir a perda por condução da chave temos algumas alternativas:

Utilizar dispositivos com baixo R_{DSon} para reduzir as perdas por condução; atuar diretamente sobre o valor da corrente eficaz na chave; atuar sobre a razão cíclica para indiretamente reduzir a corrente eficaz na chave.

A utilização de mosfet's com baixo R_{DSon} requer que a tensão sobre a chave seja reduzida. Infelizmente, chaves que suportam as altas tensões de saída possuem um alto R_{DSon} . (ZHAO, 2003)

Pode-se utilizar um transformador (de alta ou baixa frequência) a fim de evitar razões cíclicas extremamente altas e também permitir o uso de chaves com baixo R_{DSon} , reduzindo significativamente as perdas por condução e chaveamento. Entretanto, circuitos que utilizam transformadores exigem mais peso, volume e são

mais caros e menos eficientes que conversores CC-CC simples não isolados. Os transformadores de baixa frequência têm como maiores desvantagens o grande volume e custo enquanto transformadores de alta frequência têm perdas elevadas, causam picos de tensão e corrente, prejudicando assim o desempenho e danificando componentes do circuito, exigindo circuitos auxiliares como *snubbers* RCD. (LI, 2009)(KONISHI, 2009)(HUTCHENS, 2010)

Outras alternativas, são apresentadas na literatura como conversores em paralelo, onde o objetivo é a redução da corrente nas chaves e diodo retificador na saída do conversor através de paralelismo de conversores com topologia que possuem entrada em corrente como boost, cuk, SEPIC.

Conversores de alto ganho onde o objetivo é a redução da razão-cíclica através conversor de alto ganho como: conversores CC-CC em série, conversores CC-CC em cascata, conversores com indutor acoplado, dobrador de tensão ou estágio de ganho de tensão e Integração de conversores.

4. CONVERSORE DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO

Indutores acoplados podem servir como um transformador não isolado para aumentar o ganho de tensão em conversores CC-CC não isolados. ZHAO, (2003) propõe um conversor boost com indutor acoplado mostrado na Figura 11 com alto ganho. O enrolamento secundário do indutor acoplado opera como uma fonte de tensão em série com a alimentação. O ganho de tensão pode ser aumentado através da relação de transformação do indutor acoplado.

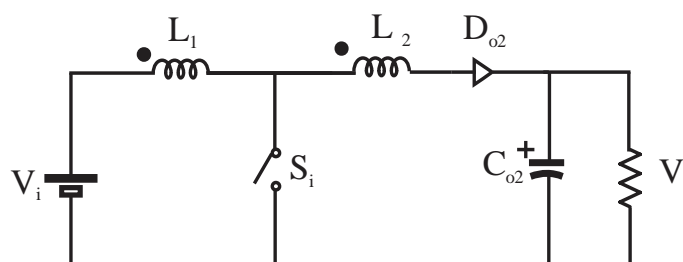


Figura 11 – Conversor Boost com Indutor Acoplado.

Porém para a implementação do circuito proposto, é necessária a inclusão de um grampeador, que é responsável por dar um caminho à corrente de magnetização no momento em que a chave bloqueia. No momento de bloqueio da chave como a corrente não cessa instantaneamente ela será aplicada no enrolamento secundário do indutor, ocasionando um pico de tensão que pode ser prejudicial ao bom funcionamento do circuito.

Dessa forma o grampeamento escolhido para esse conversor, é o grampeamento proposto por AXELROLD, o circuito do conversor com o grampeador incluso esta apresentado na Figura 12.

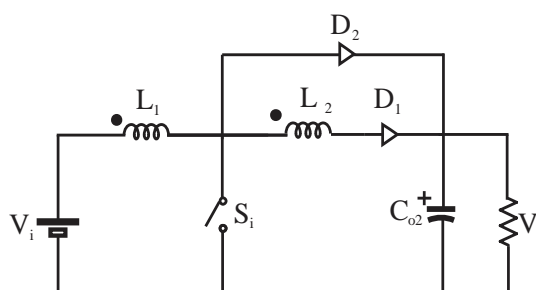


Figura 12 – Conversor Boost com Indutor Acoplado e Grampeamento

5. ESTUDO DO CONVERSOR BOOST COM INDUTOR ACOPLADO

Sendo o propósito desse trabalho o desenvolvimento de um conversor CC-CC com elevado ganho de tensão e alta eficiência, para ser aplicado em sistemas fotovoltaicos, o conversor estudado e desenvolvido, será o conversor boost com indutor acoplado, proposto por ZAHO (2003) mostrado na Figura 11.

Para o desenvolvimento do conversor, inicialmente foram estipulados alguns parâmetros como tensões de entrada e saída, razão cíclica, frequência de chaveamento da chave, potência e também o valor da razão cíclica do circuito. Esses parâmetros são específicos para a aplicação pretendida e estão apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Conversor

Tensão de Entrada (V_i)	25 V
Tensão de Saída (V_o)	250 V
Potência (P)	300 W
Freqüência de Chaveamento (f_s)	100 kHz
Razão Cíclica (D)	0,5
Ganho do Conversor	10

Após definidos os parâmetros do conversor, seu estudo se deu pela realização de algumas etapas.

5.1. MODELO ELÉTRICO PARA O INDUTOR ACOPLADO

O início do estudo do conversor, se dá pela realização de uma modelagem matemática de seu circuito, porém para que essa modelagem possa ser realizada, vê-se a necessidade de substituir o indutor acoplado no circuito do conversor por um modelo equivalente elétrico.

Existem vários modelos que representam um componente magnético em um circuito, após análise de alguns modelos propostos na literatura, o modelo selecionado para a utilização no conversor proposto foi o modelo Cantilever. O modelo Cantilever considera a indutância de dispersão entre dois enrolamentos, ou seja, a dispersão do enrolamento primário em relação ao secundário, assim como a do secundário em relação a do primário. (ERICKSON, 1998)

Esse modelo é constituído pela indutância própria do enrolamento em paralelo com os terminais do próprio enrolamento, a indutância de dispersão efetiva entre cada par de enrolamentos é conectada entre a indutância própria e um transformador ideal. Uma vez que o modelo pode ser estendido para um transformador de k enrolamentos, para cada enrolamento conectado ao enrolamento primário é atribuído um transformador ideal. O modelo Cantilever é apresentado na Figura 13. (ERICKSON, 1998)

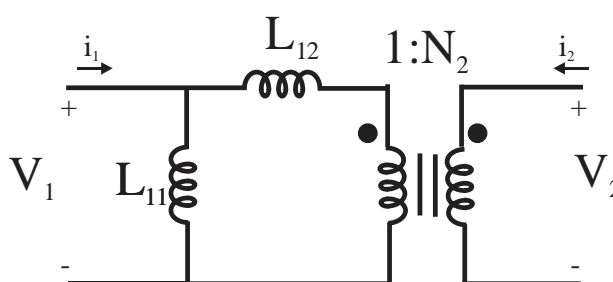


Figura 13 – Modelo Cantilever

Os parâmetros para um modelo estendido do cantilever estão relacionados aos elementos de uma matriz de indutâncias inversa. Dada uma matriz de indutâncias L , a matriz de indutâncias inversa B , e os vetores v contendo a tensão e

i contendo as correntes dos enrolamentos podem ser determinados pela equação (3).

$$v = sLi \quad (3)$$

Onde L é a matriz de indutâncias cujos componentes são determinados por L_{jk} , dessa forma pode ser obtida a matriz de impedâncias inversas B de forma que ,

$$B = L^{-1} = \{b_{jk}\} \quad (4)$$

Os parâmetros para o modelo estendido do cantilever são dados então pelas expressões (5), (6) e (7).

$$L_{11} = L_{11} \quad (5)$$

$$n_j = \frac{L_{1j}}{L_{11}} \quad (6)$$

$$l_{jk} = -\frac{1}{n_j n_k b_{jk}} \quad (7)$$

Da mesma forma, os elementos da matriz de indutâncias inversa podem ser expressadas em termos dos parâmetros do modelo estendido pelas expressões (8) e (9).

$$b_{jk} = -\frac{1}{n_j n_k l_{jk}}, j \neq k \quad (8)$$

$$b_{jj} = \frac{1}{n_j} \sum_{k=1}^N \frac{1}{l_{kj}}, \text{ sendo } \left\{ \begin{array}{l} \infty \text{ se } j \neq 1 \\ L_{11} \text{ quando } j = 1 \end{array} \right\} \quad (9)$$

Esse modelo estendido do cantilever também está relacionado com uma descrição N-port para um transformador. Nesse modelo N-port o enrolamento primário é modelado por uma fonte de corrente controlada, oriunda do equivalente Norton do circuito, a indutância é a indutância própria do primário, o valor da fonte de corrente controlada é igual à soma das correntes dos enrolamentos secundários refletidas pelas suas relações de transformação, dado pela expressão (10). (ERICKSON, 1998)

$$I = \sum_{k=1}^N n_k i_k \quad (10)$$

Cada enrolamento secundário é modelado por uma fonte de tensão controlada proveniente do equivalente Thevenin do circuito. A indutância série do

enrolamento k , L_{ok} , é igual ao paralelo das indutâncias de dispersão conectadas ao enrolamento k e refletidas através da sua relação de transformação n_k , dada pela expressão (11). (ERICKSON, 1998)

$$L_{ok} = n_k^2 (l_{1k} \parallel l_{2k} \parallel \dots \parallel l_{Nk}) \quad (11)$$

A tensão da fonte de tensão controlada é dada pela expressão (12), onde cada coeficiente é o ganho de tensão entre dois enrolamentos, quando todos os outros enrolamentos são curto-circuitados. (ERICKSON, 1998)

$$v_{Tk} = \frac{L_{ok}}{n_k l_{1k}} v_1 + \frac{L_{ok}}{n_k n_2 l_{2k}} v_2 + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k-1} l_{(k-1)k}} v_{k-1} + \frac{L_{ok}}{n_k n_{k+1} l_{(k+1)k}} v_{k+1} + \dots + \frac{L_{ok}}{n_k n_N l_{Nk}} v_N \quad (12)$$

O modelo N-port do cantilever, com suas configurações para o enrolamento primário e secundário, está apresentado na Figura 14.

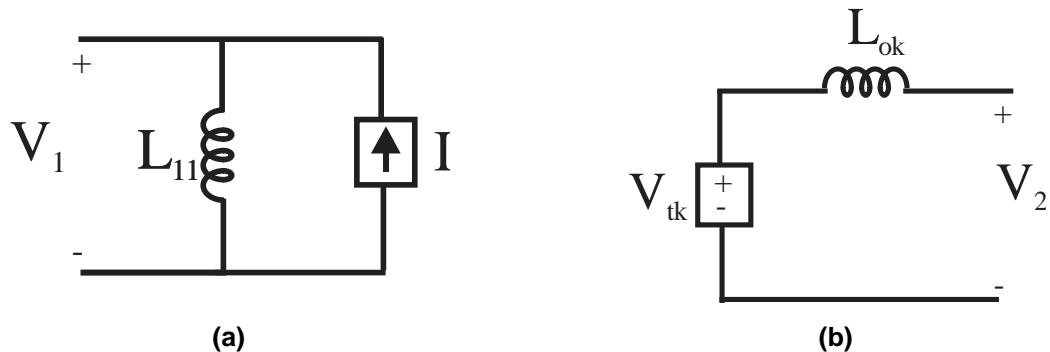


Figura 14 – Modelo N-port do Cantilever: (a) Enrolamento Primário; (b) Enrolamento Secundário.

5.1.1. Conversor Boost Com Indutor Acoplado Utilizando Modelo Elétrico

Após a definição e estudo do modelo elétrico do indutor acoplado do circuito do conversor, fez-se então a substituição dos modelos apresentados na Figura 14 no circuito do conversor apresentado na Figura 11.

Para o enrolamento primário, foi definida a expressão da fonte de corrente controlada em paralelo com a indutância utilizando a expressão (10), sendo N a relação de transformação do indutor, e sabendo que o indutor possui apenas um enrolamento secundário, foi definida como i_{L2} a corrente que circula no secundário do indutor, substituindo essas informações na expressão (10) obteve-se a expressão (13) referente a fonte de corrente controlada.

$$N i_{L2} \quad (13)$$

No enrolamento secundário, primeiramente foi definida a expressão do indutor série L_o , essa definição se deu pela utilização da expressão (11), onde

considerando N a relação de transformação do indutor e sabendo que existe apenas um enrolamento secundário, e assim, conseqüentemente haverá apenas uma indutância de dispersão denominada L_{k2} , substituindo essas informações na expressão (11), foi obtida a expressão (14) referente ao indutor série do secundário.

$$N^2 L_{k2} \quad (14)$$

Utilizando os mesmos critérios, a partir da expressão (12), foi definida a expressão (15) referente à fonte de tensão controlada do secundário. Como a expressão diz referência à tensão de entrada, analisando o circuito pode ser definido que a tensão de entrada é a tensão aplicada sobre o indutor do primário L_m , sendo assim definida a tensão como V_{Lm} .

$$N V_{Lm} \quad (15)$$

Após a definição das expressões dos parâmetros do circuito, substituindo as expressões (13), (14) e (15) no circuito da Figura 14 e na sequência substituindo na Figura 11, foi obtido o circuito utilizado para a modelagem do conversor apresentado na Figura 15.

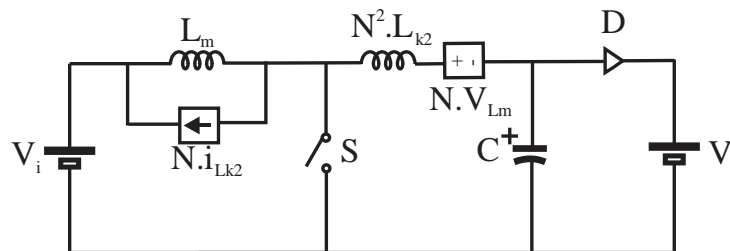


Figura 15 – Conversor Boost Com Modelo Cantilever N-Port

5.2. MODELAGEM MATEMÁTICA

Com o circuito apresentado na Figura 15, foi realizada uma modelagem matemática do conversor, nessa modelagem foram definidas as expressões de correntes nos circuitos primário e secundário do conversor.

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff a malha da esquerda do circuito da Figura 15, foi obtida a expressão (16).

$$-V_i + V_{Lm} + V_S = 0 \quad (16)$$

Considerando que,

$$V_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (17)$$

Substituindo a expressão (17) na expressão (16) e reorganizando para di_{Lm}/dt , foi obtida a expressão (18).

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{V_i - V_S}{L_m} \quad (18)$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (18) e reorganizando para i_{Lm} foi obtida a expressão (19).

$$i_{Lm}(s) = \frac{V_i - V_S}{L_m} \frac{1}{s^2} + i_{Lm}(0) \frac{1}{s} \quad (19)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace na expressão (19), foi obtida a expressão (20) que é a expressão que descreve o comportamento da corrente i_{Lm} no tempo durante a operação do conversor.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_i - V_S}{L_m} t + i_{Lm}(0) \quad (20)$$

Aplicando agora a lei das tensões de Kirchhoff à malha da direita da Figura 15, foi obtida a expressão (21).

$$-V_S + V_{Lk2} + NV_{Lm} + V_o = 0 \quad (21)$$

Considerando que,

$$V_{Lk2} = L_{k2} \frac{di_{Lk2}}{dt} \quad (22)$$

Substituindo a expressão (22) na expressão (21) e reorganizando para i_{Lk2} , foi obtida a expressão (23).

$$\frac{di_{Lk2}}{dt} = \frac{V_i - NV_{Lm} - V_o}{L_{k2}} \quad (23)$$

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (23) e reorganizando para a corrente i_{Lk2} , foi obtida a expressão (24).

$$i_{Lk2}(s) = \frac{V_i - NV_{Lm} - V_o}{L_{k2}} \frac{1}{s^2} + i_{Lk2}(0) \frac{1}{s} \quad (24)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace na expressão (24), foi obtida a expressão (25), que é a expressão que representa o comportamento da corrente i_{Lk2} na operação do conversor.

$$i_{Lk2}(t) = \frac{V_i - NV_{Lm} - V_o}{L_{k2}} t + i_{Lk2}(0) \quad (25)$$

A partir da definição das expressões genéricas que representam o comportamento das correntes no primário e secundário do conversor, a modelagem

matemática levou em consideração as etapas de operação do conversor. Os circuitos referentes a cada etapa de operação estão apresentados na Figura 16.

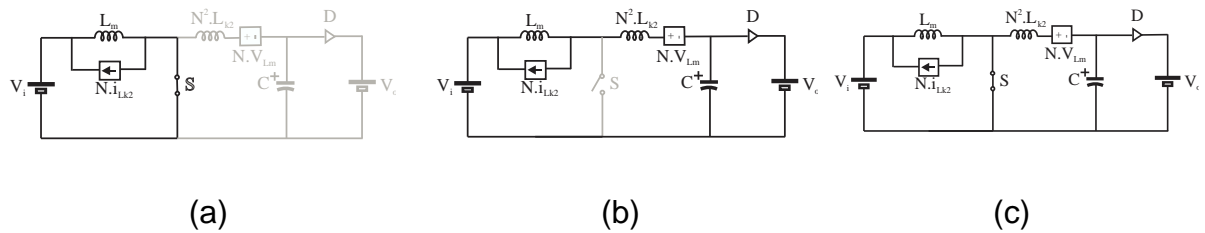


Figura 16 – Etapas de Operação do Conversor: (a) Etapa 1 (t_0 a t_1); (a) Etapa 2 (t_1 a t_2); (a) Etapa 3 (t_2 a t_3)

5.2.1. Etapa 1 (t_0 a t_1)

A Etapa 1 acontece quando a chave S encontra-se em condução e o diodo D em bloqueio, Figura 16(a), durante essa etapa ocorre a magnetização do indutor L_m .

Analisando o circuito apresentado na Figura 16(a), pode ser definido que,

$$V_s = 0 \quad (26)$$

$$i_{Lk2}(t) = 0 \quad (27)$$

Substituindo a expressão (26) na expressão (20), foi encontrada a expressão (28), que é a expressão que rege o comportamento da corrente i_{Lm} durante o tempo de duração da etapa.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_i}{L_m} t + i_{Lm}(0) \quad (28)$$

Isolando o tempo na expressão (28), pode ser obtida a expressão (29), que representa o tempo de duração da etapa.

$$t_{Etapa1} = \frac{(i_{Lm}(t) - i_{Lm}(0))}{V_i} L_m \quad (29)$$

5.2.2. Etapa 2 (t_1 a t_2)

A Etapa 2 acontece no momento em que a chave S bloqueia e o diodo D entra em condução, durante essa etapa acontece o processo de desmagnetização do indutor L_m .

Analisando o circuito da Figura 16(b), pode ser definido que,

$$V_{Lm} = V_i - V_S \quad (30)$$

$$i_{Lm}(0) = i_{Lm}(t_1) \quad (31)$$

$$i_{Lk2}(0) = 0 \quad (32)$$

Substituindo a expressão **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e (31) na expressão (20), é obtida a expressão (33), que determina o comportamento da corrente i_{Lm} durante a etapa.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_i - V_S}{L_m} t + i_{Lm}(t_1) \quad (33)$$

Substituindo as expressões (30) e (32), na expressão (25), é encontrada a expressão (34), que determina o comportamento da corrente i_{Lk2} durante a operação da etapa.

$$i_{Lk2}(t) = \frac{V_i(1-N) + NV_S - V_o}{L_{k2}} t \quad (34)$$

Isolando o tempo na expressão (34), foi encontrada a expressão (35), que determina o tempo de duração da etapa.

$$t_{Etapa2} = \frac{i_{Lk2}(t) L_{k2}}{V_i(1-N) + NV_S - V_o} \quad (35)$$

5.2.3. Etapa 3 (t_2 a t_3)

Esta etapa acontece a chave S entra em condução e o diodo D continua em condução, dessa forma temos a magnetização do indutor L_m novamente, sendo que o circuito todo esta em operação.

A partir do circuito da Figura 16(c), tem-se que,

$$V_S = 0 \quad (36)$$

$$i_{Lm}(0) = i_{Lm}(t_2) \quad (37)$$

$$i_{Lk2}(0) = i_{Lk2}(t_2) \quad (38)$$

Substituindo as expressões (36) e (37) na expressão (20), é obtida a expressão (39), que determina o comportamento da corrente i_{Lm} durante a operação da etapa.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_i}{L_m} t + i_{Lm}(t_2) \quad (39)$$

Substituindo a expressão (38) na expressão (25), é obtida a expressão (40), que representa o comportamento da corrente i_{Lk2} durante a operação da etapa.

$$i_{Lk2}(t) = \frac{V_i - NV_{Lm} - V_o}{L_{k2}} t + i_{Lk2}(t_2) \quad (40)$$

Isolando o tempo na expressão (40), é obtida a expressão (41) que determina o tempo de duração da etapa.

$$t = \frac{i_{Lk2}(t) - i_{Lk2}(t_2)}{V_i - NV_{Lm} - V_o} L_{k2} \quad (41)$$

5.3. DETERMINAÇÃO DO GANHO DO CONVERSOR

Após a realização da análise matemática das etapas de operação do conversor, foi determinado o ganho estático do conversor. Para a determinação do ganho levou-se em consideração o circuito apresentado na Figura 11.

Primeiramente, considerando que a chave S esteja aberta na Figura 11, aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha do circuito foi obtida a expressão (42).

$$-V_i + V_{L1} + V_{L2} + V_o = 0 \quad (42)$$

Considerando a relação de transformação do indutor acoplado, temos que,

$$V_{L2} = \frac{N_s}{N_p} V_{L1} \quad (43)$$

Onde N_p e N_s é o número de espiras no primário e secundário, respectivamente, do indutor acoplado. Substituindo a expressão (43) na expressão (42) e reorganizando a expressão para V_{L1} é obtida a expressão (44).

$$V_{L1} = \frac{V_i - V_o}{1 + N} \quad (44)$$

Sendo $N = N_s/N_p$. Considerando agora a chave S fechada no circuito da Figura 11 e aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha da esquerda, é obtida a expressão (45).

$$V_{L1} = V_i \quad (45)$$

Sabendo-se que em regime permanente a energia do sistema deve ser nula, temos:

$$\int_0^T V dt = 0 \Rightarrow \int_0^{t_{on}} V dt + \int_{t_{on}}^T V dt = 0 \quad (46)$$

Substituindo as expressões (44) e (45) na expressão (46), é obtida a expressão (47).

$$\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^T \frac{V_i - V_o}{1+N} dt = 0 \quad (47)$$

Resolvendo a expressão (47) é obtida a expressão (48).

$$V_i \left(t_{on} + \frac{T}{1+N} - \frac{t_{on}}{1+N} \right) + V_o \left(\frac{t_{on}}{1+N} - \frac{T}{1+N} \right) = 0 \quad (48)$$

Sabendo que a razão cíclica D é determinada por (49), onde t_{on} representa o tempo em que a chave esta em condução e T o período.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (49)$$

Dividindo a expressão (48) pelo período T, substituindo pela relação (49) e reorganizando a expressão é obtida a expressão (50), que é a expressão do ganho de tensão do conversor.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} N + \frac{1}{1-D} \quad (50)$$

5.4. PROJETO DOS COMPONENTES

Após ter sido realizada uma análise teórica, a modelagem matemática e a determinação do ganho de tensão do conversor, a próxima etapa a ser realizada é o projeto dos componentes que devem ser utilizados, esse projeto se torna necessário para que possam ser realizadas simulações e a implementação do conversor. O projeto foi desenvolvido conforme proposto por ERICKSON.

Para dar início ao projeto, foram definidos alguns parâmetros iniciais que estão apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros Iniciais de Projeto

Relação de Transformação (N)	12
Razão Cíclica (D)	0,4
Tensão de Entrada (V_i)	25 V
Número de Enrolamentos do Indutor (n)	1
Carga (R_o)	942 Ω
Frequência de Chaveamento (f_s)	100 kHz

A partir dos dados da Tabela 3, substituindo na expressão (50), que é a expressão do ganho de tensão, foi determinada a tensão de saída (V_o) do conversor.

$$V_o = 240V$$

Com a expressão (51), pode ser calculada a potência requerida pela carga.

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (51)$$

$$P_o = 61W$$

Foi realizado o cálculo da corrente média no secundário, utilizando a expressão (52).

$$I_{2AVG} = \frac{V_o}{R_o} \quad (52)$$

$$I_{2AVG} = 254mA$$

Com a expressão (53) fez-se o cálculo da corrente de magnetização do circuito.

$$I_m = \frac{V_o}{R_o} \frac{N+1}{1-D} \quad (53)$$

$$I_m = 5,52A$$

Definindo um ripple para a corrente de magnetização de 10%, multiplicando esse percentual de ripple pelo valor da corrente de magnetização, foi obtido o ripple em ampères.

$$\Delta I_m = 0,1 \cdot I_m = 522mA$$

Somando então o ripple em ampères com o valor da corrente de magnetização, é obtida a corrente de magnetização máxima.

$$I_{m_MAX} = 6,07A$$

Utilizando o valor da frequência de chaveamento, foi calculado o período de chaveamento da chave.

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (54)$$

$$T_s = 10\mu s$$

Com a expressão (55), fez-se o cálculo da indutância de magnetização do circuito.

$$L_m = \frac{V_i D T_s}{2 \Delta I_m} \quad (55)$$

$$L_m = 95,7 \mu H$$

Pela expressão (56), fez-se o cálculo da corrente eficaz no primário.

$$I_{1RMS} = I_m \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_m}{I_m} \right)^2} \quad (56)$$

$$I_{1RMS} = 3,49 A$$

A corrente eficaz no secundário foi encontrada através da expressão (57).

$$I_{2RMS} = \frac{I_m}{N+1} \sqrt{1-D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_m}{I_m} \right)^2} \quad (57)$$

$$I_{2RMS} = 329 mA$$

Pela soma da corrente no primário com a do secundário aplicada à relação de transformação do indutor foi obtida a corrente total.

$$I_{total} = I_{1RMS} + N I_{2RMS} \quad (58)$$

$$I_{total} = 7,44 A$$

Após essas definições, foi determinado o núcleo magnético a ser utilizado no indutor acoplado. Para isso, inicialmente foram definidas as constantes de resistividade (ρ) e permissividade (μ_o) do material, sendo elas:

$$\rho = 1,724 \times 10^{-6} \Omega/cm$$

$$\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} H/m$$

As perdas no cobre foram definidas sendo

$$P_{cu} = 0,7 W$$

Também foram determinados o fator de ocupação K_u da janela do núcleo assim como fluxo magnético máximo, retirados do catalogo Thornton.

$$K_u = 0,4$$

$$B_{max} = 0,3 T$$

Com a definição desses parâmetros, foi então calculado a constante geométrica do núcleo K_g a partir da expressão (59).

$$K_g = \frac{\rho L_m^2 I_{total}^2 I_{m_MAX}^2 \cdot 10^8}{B_{max}^2 P_{cu} K_u} \quad (59)$$

$$K_g = 13,95 \times 10^{-6} \text{ cm}^5$$

A partir dos dados definidos, utilizando tabela contida no anexo D do livro do ERICKSON, foi definido o núcleo do tipo EE45, os dados desse tipo de núcleo estão apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Dados do Núcleo EE45

Área do Núcleo (A)	1,25 cm ²
Área da Janela (W _A)	2,343 cm ²
Diâmetro Médio (d)	2,1 cm
Caminho Magnético Médio (L _e)	0,92

Utilizando os dados da Tabela 4 e a expressão (60), foi definido o valor do comprimento médio para o condutor.

$$MLT = \pi d \quad (60)$$

$$MLT = 6,597 \text{ cm}$$

Para ter certeza da definição do núcleo deve ser feita a verificação de que $K_{g_nucleo} \geq K_g$, K_g foi determinado pela expressão (59), K_{g_nucleo} pode ser definido pela expressão (61).

$$K_{g_nucleo} = \frac{A^2 W_A}{MLT} \quad (61)$$

$$K_{g_nucleo} = 0,56$$

Comparando os valores de K_{g_nucleo} e K_g , nota-se que se trata de valores iguais, dessa forma a condição pode ser satisfeita, uma vez que o valor de K_g não ultrapassa o valor de K_{g_nucleo} .

O próximo passo se faz pela definição do tamanho do GAP utilizado no núcleo, esse tamanho é definido a partir da expressão (62).

$$l_g = \frac{\mu_o L_m I_{m_max}^2 \cdot 10^4 \cdot 10^3}{B_{max}^2 A} \quad (62)$$

$$l_g = 0,648 \text{ mm}$$

Na sequência foram definidos o número de espiras dos enrolamentos primário N_p e secundário N_s , essa definição se deu pela utilização das expressões (63) e (64).

$$N_p = \frac{L_m I_{m_MAX} \cdot 10^4}{B_{max} A} \quad (63)$$

$$N_s = N.N_p \quad (64)$$

Dessa forma ficou definido que,

$$N_p = 18,33 \sim 19 \text{ espiras}$$

$$N_s = 220 \text{ espiras}$$

Após a definição do número de espiras, é determinado o condutor que será utilizado. Para a definição do condutor, por estar trabalhando em alta frequência, deve ser levado em consideração o Efeito Pelicular, também conhecido como Efeito Skin, dessa forma o cálculo da profundidade de penetração para que esse efeito seja considerado é feito pela expressão (65).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (65)$$

$$\Delta = 0,024 \text{ cm}$$

Na sequência pode então ser definido o diâmetro necessário para o condutor pela expressão (66).

$$\theta = 2\Delta \quad (66)$$

$$\theta = 0,047 \text{ cm}$$

A partir do diâmetro estipulado, consultando a tabela de condutores contida em ERICKSON, foi definida a utilização de um condutor do tipo AWG26, que contém uma área de efeito pelicular $A_{\text{skin}} = 1,28 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$ e uma densidade de corrente $j = 450 \text{ A/cm}^2$.

Com essas definições foram calculadas as áreas necessárias para os condutores do enrolamento primário A_p e do enrolamento secundário A_s , para isso foram utilizadas as expressões (67) e (68).

$$A_p = \frac{I_{1_RMS}}{j} \quad (67)$$

$$A_s = \frac{I_{2_RMS}}{j} \quad (68)$$

Sendo assim foi obtido que,

$$A_p = 0,015 \text{ cm}^2$$

$$A_s = 1,17 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Dividindo então a área necessária para o condutor, pela área de um único condutor, foi definido quantos condutores do tipo AWG26 eram necessários para cada enrolamento, esse número foi obtido pelas expressões (69) e (70).

$$N_{C_Primario} = \frac{A_p}{A_{skin}} \quad (69)$$

$$N_{C_Secundario} = \frac{A_s}{A_{skin}} \quad (70)$$

Sendo assim,

$$N_{C_Primario} = 11,879 \sim 12 \text{ condutores}$$

$$N_{C_Secundario} = 0,912 \sim 1 \text{ condutor}$$

Para concluir, foi realizada uma verificação da área ocupada para que possa ser comparada com a área do núcleo e dessa forma garantir que o enrolamento poderá ser feito com o núcleo estipulado. Para essa verificação, utilizou-se a expressão (71).

$$A_w = \frac{N_p N_{C_Primario} A_{skin} + N_s N_{C_Secundario} A_{skin}}{K_u} \quad (71)$$

$$A_w = 1,34 \text{ cm}^2$$

Comparando então a área ocupada dada pela expressão (71), com a área da janela definida na Tabela 4 pode ser concluído que o núcleo estipulado esta de acordo com os requisitos necessários.

Após definição do indutor acoplado, o próximo passo se deu pela determinação da chave a ser utilizada no conversor, para essa determinação precisa-se saber a intensidade das correntes média e eficaz que irão passar por ela. Para essa definição foram utilizadas as expressões (72) e (73).

$$I_{S_AVG} = I_m D \quad (72)$$

$$I_{S_RMS} = I_m \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_m}{I_m} \right)^2} \quad (73)$$

Outro quesito para dimensionar a chave é saber a tensão que ela deverá suportar, assim, a partir de análise do circuito do conversor foi definido que a máxima tensão na chave seria a tensão de saída V_o .

Pelas expressões (72) e (73), e pelo valor de V_o calculado pela expressão (50), os parâmetros necessários para a chave são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros para Definição da Chave

$I_{S_AVG} = 4,83A$
$I_{S_RMS} = 6,842A$
$V_S = 350V$

Com os dados da Tabela 5, foi definida que a chave utilizada será a IRF634/740.

Para o diodo do circuito, foi estipulado um diodo que suportasse uma tensão de $-V_o$, que nesse caso seria de $-240V$, com isso foi definida a utilização de um diodo UF4007.

O diodo do grampeador foi definido a partir das correntes e tensões que ele precisa suportar, dessa forma as correntes média e máxima no diodo são determinadas pelas expressões (74) e (75).

$$I_{D2_AVG} = \frac{V_o}{R_o} \quad (74)$$

$$I_{D2_RMS} = \frac{I_m}{N+1} \sqrt{1-D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_m}{I_m} \right)^2} \quad (75)$$

A tensão máxima sobre o diodo é determinada pela expressão (76).

$$V_{D2_MAX} = - \left(\frac{ND+1}{1-D} \right) V_i - NV_i \quad (76)$$

Assim a partir das expressões (74), (75) e (76), encontrou-se

$$I_{D2_AVG} = 254mA$$

$$I_{D2_RMS} = 329mA$$

$$V_{D2_MAX} = -540V$$

Com os valores das correntes e tensões no diodo do grampeador, ficou definida a utilização de um diodo UF4007.

O valor do capacitor foi definido através de simulação, sendo necessário um capacitor que suporte 35 V, dessa forma ficou definido a utilização do capacitor UQ42V.

Com o projeto dos componentes a Tabela 6, apresenta os componentes definidos para a utilização quanto à implementação do conversor.

Tabela 6 – Componentes Projetados

Indutor Acoplado	
Núcleo	EE45
Condutor	AWG 26
Chave	
IRF634/740	
Diodo Boost	
UF4007	
Diodo Grampeador	
UF4007	
Capacitor	
UQ42V	

6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Após ter sido realizado o estudo do circuito do conversor, assim como o projeto dos componentes envolvidos, o primeiro passo antes da implementação foi realizar uma simulação do circuito proposto na Figura 15. A simulação foi realizada utilizando o software Psim com o valor dos componentes já projetados na seção 5.4.

A Figura 17 apresenta a curva que representa o comportamento da corrente no enrolamento primário do indutor, onde se pode notar uma intensidade de aproximadamente 4 A, o que esta de acordo com o valor definido a partir da expressão (56) que era de 3,49 A.

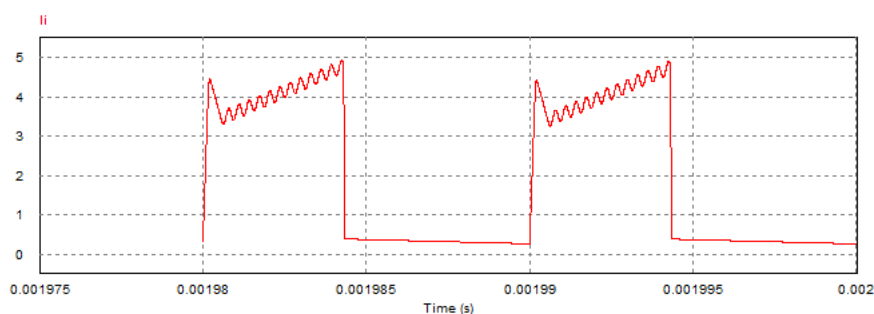


Figura 17 – Corrente no Primário

A curva da corrente no primário do indutor foi mantida nos próximos resultados para que pudesse ter uma referência de temporal.

A Figura 18 apresenta a tensão de entrada do conversor, tensão estipulada em 25 V como pode ser vista na simulação.

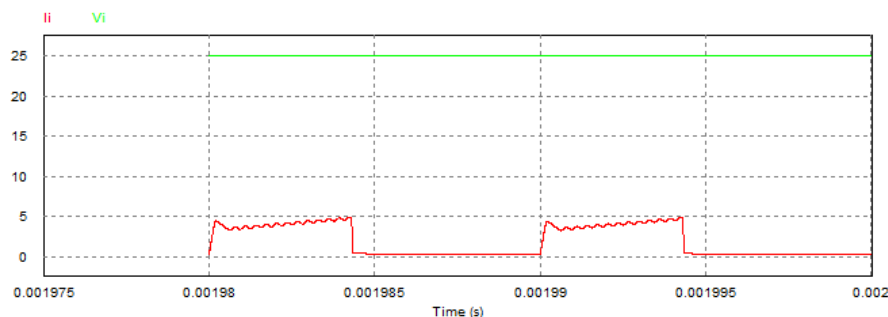


Figura 18 – Tensão de Entrada

Dando sequência a simulação foi analisada a tensão sobre a chave que esta apresentada na Figura 19, onde nota-se que no momento em que a chave entra em condução age sobre ela um pico de tensão do valor de aproximadamente a tensão de saída e logo essa tensão se estabiliza em aproximadamente 40 V.

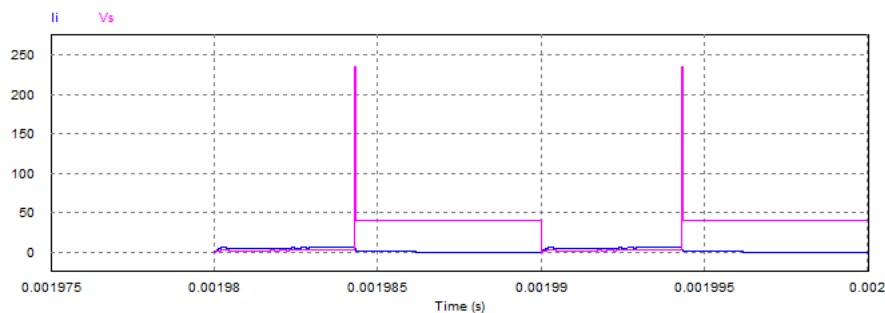


Figura 19 – Tensão na Chave

A próxima análise foi na tensão sobre o diodo do conversor, como esta apresentada na Figura 20, verificando o comportamento dessa tensão, pode ser visto comparando com a Figura 20, que no momento em que a chave esta bloqueada o diodo sofre um valor de tensão igual ao valor da tensão de saída e quando a chave esta em condução essa tensão cai para aproximadamente 200 V.

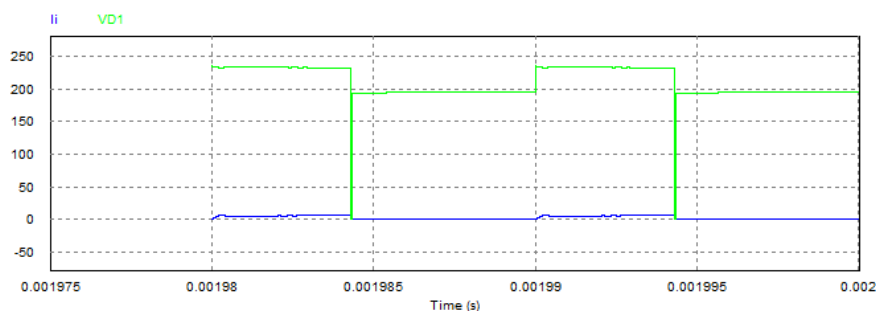


Figura 20 – Tensão no Diodo

Para complementar a análise das correntes, foi analisada a corrente do secundário do indutor que esta apresentada na Figura 21, o que pode ser observado um valor de corrente de aproximadamente 400 mA que se encontra compatível com sua estipulação.

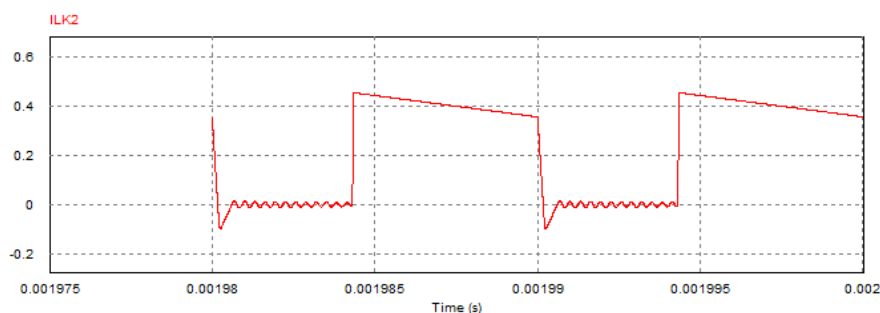


Figura 21 – Corrente no Secundário do Indutor

Ao final da simulação foi feita a verificação da tensão de saída do conversor, que esta apresentada na Figura 22, por essa análise nota-se uma tensão de saída de aproximadamente 240 V, valor que comprova o ganho de tensão pretendido como calculado pela expressão (50).

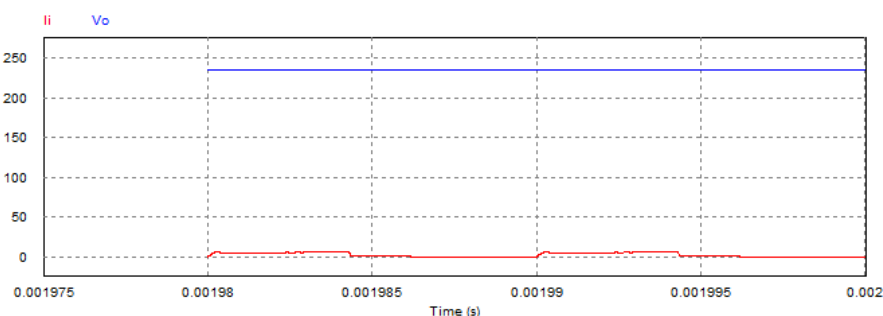


Figura 22 – Tensão de Saída

7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após desenvolvido projeto do conversor e feito as verificações necessárias pelos resultados de simulação, foi feita a implementação do conversor proposto, essa implementação se fez pela utilização dos componentes estipulados na Tabela 6.

A implementação foi iniciada pela construção do indutor acoplado ao qual foi utilizado um núcleo do tipo EE45 e um condutor AWG 26 com 8 condutores no enrolamento primário formando 19 espiras e 2 condutores no enrolamento

secundário formando 235 espiras. Após montagem foi realizada a medição do indutor utilizando um LCR 4263B com uma ponteira 16060A da Agilent.

A medição com o LCR se fez para descobrir os valores da indutância própria dos enrolamentos primário (L_p) e secundário (L_s), indutância mútua (M) de cada enrolamento, assim como a relação de transformação N , os dados medidos estão apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Medidas do Indutor Acoplado

Enrolamento Primário	Enrolamento Secundário
$L_p = 73,3 \mu\text{H}$	$L_s = 10,86 \text{ mH}$
$M_p = 871,8 \mu\text{H}$	$M_s = 877,7 \mu\text{H}$
$N = 12,4$	

Com o valor das medições, utilizando as expressões (77), (78), (79) e (80) foram encontrados os valores das indutâncias de magnetização (L_m) e dispersão (L_k) de cada um dos enrolamentos, os valores estão apresentados na Tabela 8.

$$L_p = L_{kp} + L_{mp} \quad (77)$$

$$L_{mp} = \frac{M_p}{N} \quad (78)$$

$$L_s = L_{ks} + L_{ms} \quad (79)$$

$$L_{ms} = M_s \cdot N \quad (80)$$

Tabela 8 – Magnetização e Dispersão do Indutor

Enrolamento Primário	Enrolamento Secundário
$L_{kp} = 2,21 \mu\text{H}$	$L_{ks} = 49,68 \mu\text{H}$
$L_{mp} = 70,78 \mu\text{H}$	$L_{ms} = 10,8 \text{ mH}$

Com o indutor pronto foi então montada a placa do conversor utilizando os componentes já determinados, assim como o drive para o funcionamento da chave. As placas do conversor e drive estão mostradas na Figura 23.

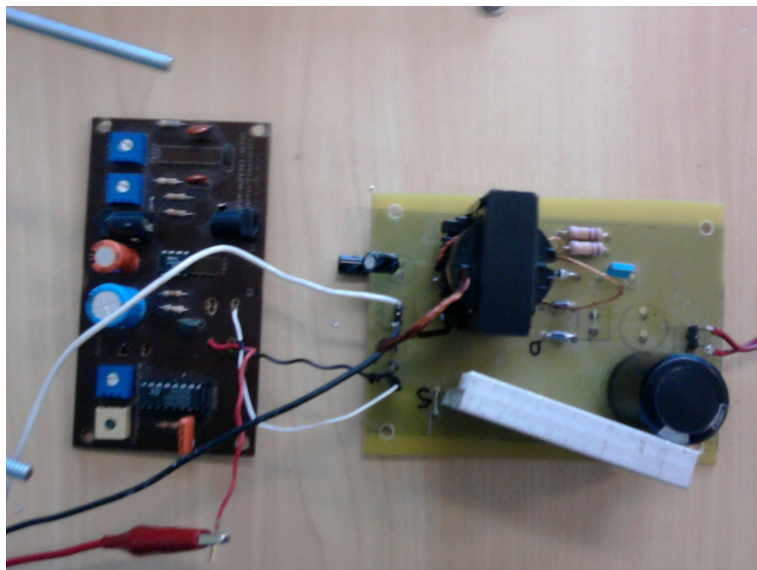


Figura 23 – Drive e Conversor Boost com Indutor Acoplado

Para serem tirados os resultados o drive foi ligado com 15 V utilizando uma fonte ICEL PS500, para a tensão de entrada do conversor foi utilizada uma fonte TDK Lambda, as curvas de medidas do conversor foram feitas utilizando-se um osciloscópio Tectronix DPO4034, a bancada de testes esta mostrada na Figura 24.

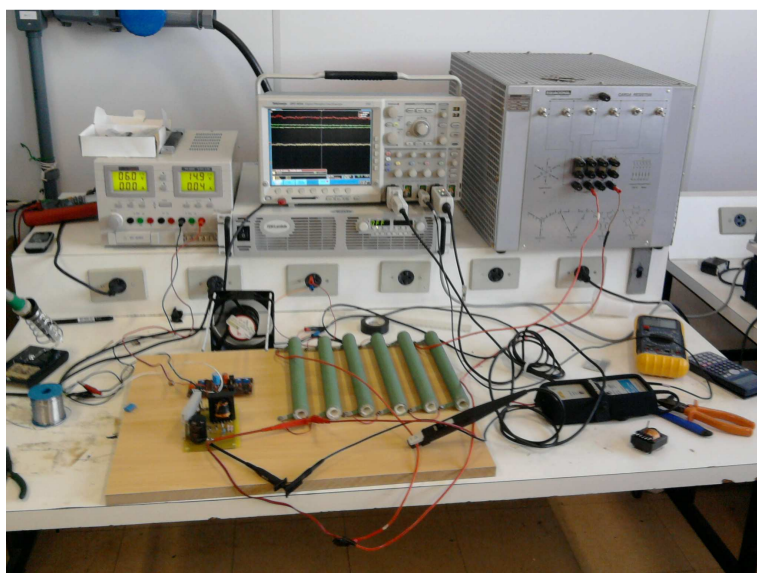


Figura 24 – Bancada de Testes do Conversor

Após todos os componentes montados e todos os equipamentos aferidos, foram feitas as medições das tensões e correntes necessárias no conversor, as

medições foram feitas na mesma ordem que a simulação apresentada na seção 6 para que pudessem ser feitas comparações.

Iniciando as medições, foi feita a análise da corrente no enrolamento primário do indutor que esta mostrada na Figura 25. Ao ser analisada essa corrente pode ser notado um valor entre 4 e 5 A que se aproxima dos 4 A simulados e dos 3,49 calculados, ao ser comparada essa figura com a Figura 17 nota-se que as curvas em ambas tem praticamente o mesmo comportamento.

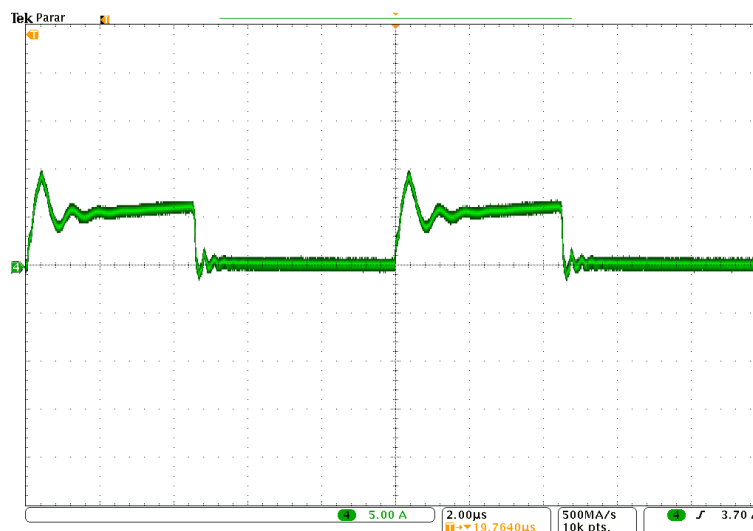


Figura 25 – Corrente no Primário do Indutor

Da mesma forma que utilizada na simulação, às outras curvas observadas mantiveram a curva de corrente no primário do indutor como referência.

A próxima análise foi sobre a tensão na chave, que está mostrada na Figura 26, observando essa curva de tensão é visto que ela possui um pico de tensão no momento em que entra em condução que experimentalmente tem um valor na ordem de 140 V que é menor do que o valor apresentado na simulação que era de aproximadamente 240 V, porém durante sua condução essa tensão se mantém em 50 V, valor esse um pouco superior ao simulado que era de 40 V, comparando então com a Figura 19 verifica-se que os dados experimentais se aproximam muito dos dados simulados para essa tensão.

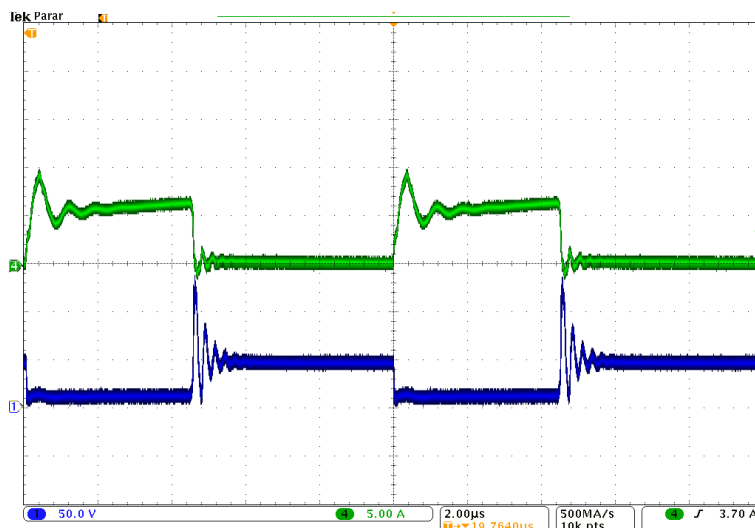


Figura 26 – Tensão na Chave

Na sequência analisou-se o comportamento da tensão sobre o diodo do conversor como mostrado na Figura 27, comparando com a Figura 20 pode ser observado que exatamente como mostra na simulação, durante o período em que a chave esta bloqueada aparece sobre o diodo uma tensão de aproximadamente o valor da tensão de saída e durante a condução da chave essa tensão cai para um valor de aproximadamente 200 V. Na simulação a oscilação de tensão que ocorre apresenta um pico que leva a tensão do diodo a zero, porém experimentalmente foi verificado que essa tensão não chega à zero ela atinge um valor de aproximadamente 100 V.

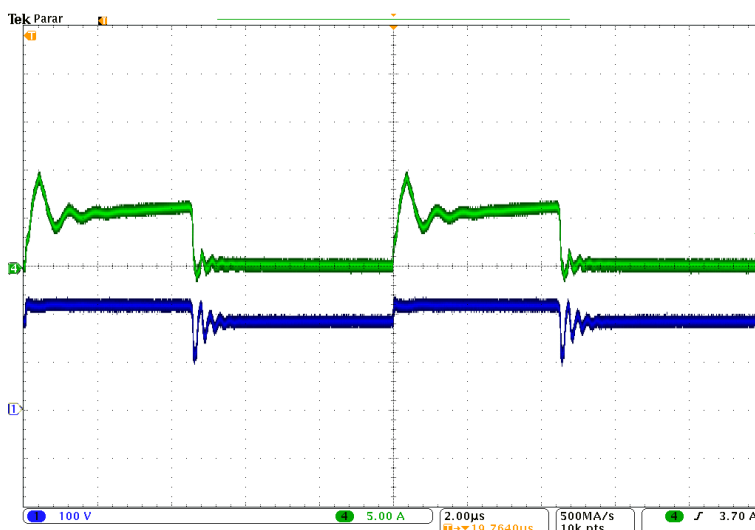


Figura 27 – Tensão no Diodo

Fez-se então a análise da corrente no enrolamento secundário do indutor que esta mostrada na Figura 28, comparando com a Figura 21 pode ser visto que

essa corrente tem o mesmo comportamento do valor simulado assim como apresenta o mesmo valor que tanto para simulação quanto no resultado experimental apresentou uma intensidade de 400 mA.



Figura 28 – Corrente no Secundário do Indutor

Para verificar o funcionamento do conversor para a aplicação desejada, mediu-se então a tensão de saída do conversor como mostrado na Figura 29, onde é vista uma tensão de saída de 230 V, valor um pouco abaixo do valor determinado pelo ganho e simulado que era de 240 V, essa diferença se aplica pelos valores da dispersão do indutor que não são consideradas na simulação.

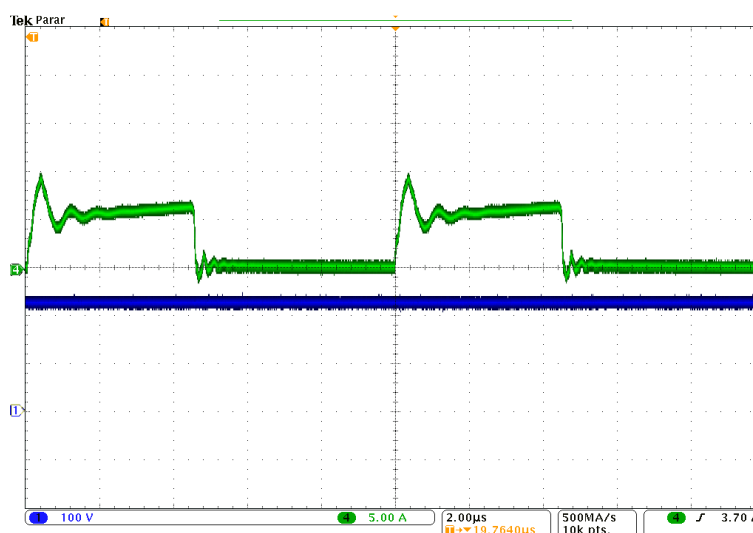


Figura 29 – Tensão de Saída

A fim de medir a eficiência do conversor, foram feitas duas medições, uma delas apresentando a tensão de entrada e corrente de entrada e com isso apresentando a curva da potência de entrada do conversor, mostrada na Figura 30(a), e a outra apresentando a corrente de saída e tensão de saída e potência de saída apresentada na Figura 30(b).

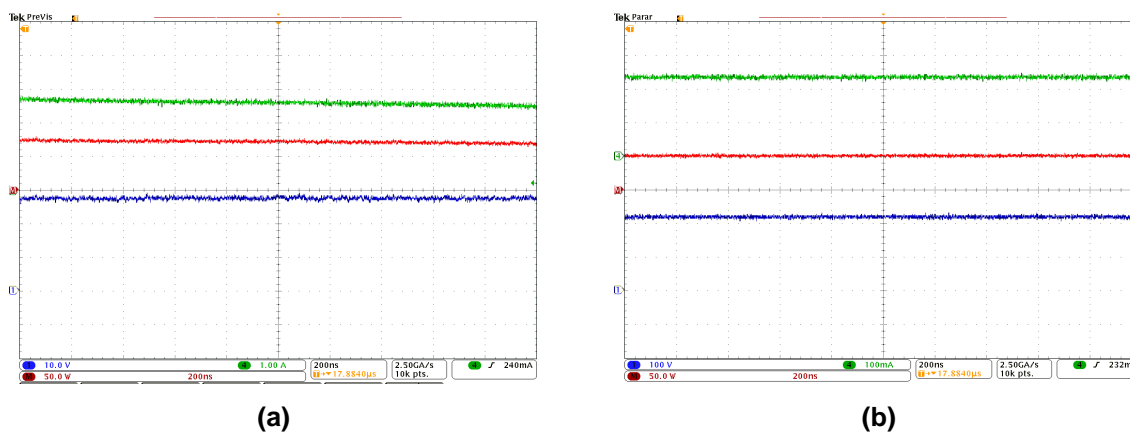


Figura 30 – Análise da Potência do Conversor na: (a) Entrada; (b) Saída.

Pela Figura 30 pode ser visto que o conversor possui na entrada uma potência de aproximadamente 70 W e na saída 50 W, fazendo a relação entre essas potências chega-se a uma eficiência de 71%.

8. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo e análise de um conversor elevador de tensão boost utilizando indutor acoplado, para ser utilizado em sistemas fotovoltaicos. A proposta da utilização desse tipo de conversor é feita pela necessidade de se ter um elevado ganho de tensão no sistema proposto, sendo que um conversor elevador convencional não conseguiria proporcionar esse ganho sem degradar a eficiência do sistema.

O conversor escolhido para a aplicação foi o conversor proposto por ZHAO (2003), ao propor esse conversor Zhao propõe um conversor utilizando indutor acoplado que apresenta um elevado ganho de tensão e uma alta eficiência.

O estudo iniciou pela análise do circuito do conversor, a fim de serem determinadas as tensões e correntes envolvidas na sua operação, porém para isso viu-se a necessidade de encontrar um modelo elétrico que substituísse o indutor

acoplado no circuito. Dessa forma sendo analisados alguns modelos propostos na literatura o modelo selecionado para ser utilizado nesse conversor foi o modelo N-port do Cantilever, proposto por ERICKSON (1998), essa escolha se deu pela sua simplicidade e facilidade quanto ao equacionamento e simulação de circuitos.

A partir do circuito com o modelo elétrico para o indutor acoplado, foi realizada uma modelagem matemática no circuito do conversor para determinar o comportamento das tensões e correntes envolvidas em cada etapa de operação do circuito, dessa forma pode ser determinados valores de tensões e correntes que cada componente deveria suportar para cada instante de tempo, assim como puderam ser determinadas formas de melhorar essa iteração.

Foi desenvolvido um equacionamento para determinar o ganho de tensão do conversor, sendo que esse ganho é determinado a partir da relação de transformação do indutor acoplado, a tensão de entrada do conversor e da razão cíclica envolvida.

Com a conclusão da análise teórica do conversor, iniciou-se a etapa de implementação, o primeiro passo para a implementação foi em determinar um circuito de grampeamento para o conversor, uma vez que, no momento em que a chave entra em bloqueio a corrente que estava passando por ela será aplicada totalmente sobre o secundário do indutor, o que causaria algum dano ao funcionamento do circuito, para que essa corrente tenha um caminho para sem degradar o circuito é utilizado um circuito de grampeamento. O grampeamento determinado para essa aplicação foi proposto por AXELROLD, e essa escolha se deu pela simplicidade de implementação.

Determinado o circuito que iria ser implementado foi então realizado o projeto do indutor e dos demais componentes que deveriam ser utilizados, esse projeto seguiu roteiro proposto por ERICKSON.

Uma vez determinado o valor de todos os componentes foi realizada uma simulação do conversor utilizando o software Psim, essa simulação se faz para que seu resultado pudesse ser comparado com dados teóricos do conversor. A partir da simulação puderam então ser definidos os comportamentos das correntes no indutor, tensão na chave e diodo, assim como a identificação das etapas de operação do conversor. Os resultados de simulação também mostraram a funcionalidade do conversor, uma vez que para uma entrada de tensão de 25 V, foi

obtida uma tensão de saída de 240 V como determinada pelo ganho de tensão do conversor.

Com a determinação de todos os componentes a serem utilizados, da forma construtiva do indutor, e após comprovar o funcionamento do conversor a partir de resultados de simulação, foi então feita a implementação prática do conversor a fim de garantir experimentalmente sua funcionalidade.

Ao ser implementado, não foi possível obter o valor exato para a indutância de magnetização proposta teoricamente que era de 95 μH , dessa forma foi alcançada um valor de 70 μH , porém essa diferença se manteve por não proporcionar influência significativa quanto aos resultados pretendidos.

Ao serem comparadas as correntes no enrolamento primário do indutor nos resultados de simulação e experimental, verificou-se valores praticamente iguais, sendo esses valores muito próximos do valor estipulado teoricamente.

Quanto a análise da tensão na chave, pode-se ver perfeitamente o momento em que ela está em bloqueio e em condução, a tensão que ela deve suportar durante todo o funcionamento do conversor, assim como os picos de tensão bastante elevados que ocorrem no momento do seu bloqueio. Os valores tanto do pico quanto da tensão que a chave deverá suportar foram os mesmos tanto na simulação quanto nos resultados experimentais, sendo que dessa forma pode até serem estudadas formas de reduzir essa tensão na chave para que conseqüentemente o conversor atinja uma maior eficiência.

Outro quesito observado foi à tensão sobre o diodo, uma vez que o diodo faz papel de uma chave, alternando sua comutação com a chave do circuito, pode então ser observada a tensão que fica aplicada sobre ele, os momentos em que está em condução e em bloqueio, assim como os picos de tensão aplicados sobre ele nos momentos da comutação. Quando comparados os valores de simulação e experimental, observa-se uma divergência, porém eles apresentam o mesmo comportamento, essa divergência se dá pelo fato de influências não levadas em consideração na simulação como capacitâncias e indutâncias parasitas do circuito e até algumas formas de resistência que surgem pelas características dos componentes.

Ao serem analisadas as curvas de tensão na chave e no diodo podem ser identificadas as etapas de operação do conversor, uma vez que essas etapas possuem suas definições pela comutação existente entre esses dois componentes.

A corrente no secundário do indutor se apresentou compatível nos resultados de simulação e experimental, comprovou seu valor baixo em relação a corrente no primário, fato esperado levando em conta a relação de transformação do indutor, na curva dessa corrente aparecem valores negativos por um curto instante de tempo, esse valor diz respeito à recuperação reversa do diodo.

Analisando a tensão de saída do conversor, mostrou-se tanto na simulação quanto experimentalmente que, como proposto, consegue atingir um alto ganho de tensão, isso se dá pela tensão de saída obtida que foi de 230 V para uma entrada de 25 V isso proporciona um ganho de tensão no valor de 9, sendo que o conversor boost tradicional não conseguiria atingir um ganho como esse, considerando a mesma razão cíclica.

Medindo então a eficiência do conversor, foi obtida uma eficiência de 71%, esse valor se apresenta um valor bom se comparando com o ganho de tensão obtido, porém ele pode ser melhorado até atingir um valor ótimo que seria a cima de 90%, para isso podem ser utilizadas algumas técnicas como utilizar outro tipo de circuito de grampeamento, utilizar uma chave com um valor de resistência menor, entre outras opções.

Dessa forma conclui-se que o conversor estudado é apropriado para a aplicação proposta, uma vez que conseguiu atingir os dois requisitos necessários que era um alto ganho de tensão e uma boa eficiência.

9. REFERÊNCIAS

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, **Atlas de Energia Elétrica do Brasil**, 3 Ed. - Brasília: ANEEL 2005.

IEA – International Energy Agency, **Energy technology Perspectives**. IEA, 2008.

INEE – Instituto Nacional de Eficiência Energética. **Geração Distribuída e Cogeração**. Disponível em < http://www.inee.org.br/forum_ger_distrib.asp>. Acesso em: 05 de nov. 2010.

IEA – International Energy Agency, **Renewable Energy**. OECD/IEA, 2009.

EPIA – European Photovoltaic Industry Association, **Solar generation solar electricity for over one billion people and two million jobs by 2020**. EPIA, 2006.

IMHOFF, Johninon. **Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos**. 2007. 146f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

DEMONTI, Rogers. **Sistema de Co-geração de Energia a Partir de Painéis Fotovoltaicos**. 1998. 93f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.

IEA – International Energy Agency, **Technology Roadmap: Solar photovoltaic energy**. OECD/IEA, 2010.

IEA - International Energy Agency, **Trends In Photovoltaic Applications - Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2009**. IEA-PVPS, 2010.

MYRZIK, J. M. A. CALAIS, M. **String and Module Integrated Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - A Review**, in IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, vol. 2, 2003, pp. 8.

CARRASCO, J. M. et al, **Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey**, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, Jun. 2006.

BELTRAME R. C. et al. **Integrated ZVT Cell Aplied to Decentralized Multi-String PV System**,

LEYVA-RAMOS, J. et al. **Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios**. IET Power Electron., 2009, Vol. 2, Iss. 5, pp. 605–613.

MOHAN, Ned. **Power Electronics for Renewable Energy Sources**.

VILLALVA, Marcelo Gradella et al. **Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays**. IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 24, No. 5, May 2009.

COELHO, Roberto F. et al. **A Proposed Photovoltaic Module and Array Mathematical Modeling Destined to Simulation**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009). Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, 2009.

LEUCHTER, Jan et al. **Mathematical Modeling of Photovoltaic Systems**. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010.

FARANDA, R. MPPT techniques for PV Systems: energetic and cost comparison. IEEE, 2008.

LI, Wuhua et al. **A Review of Non-Isolated High Step-Up CC/CC Converters in Renewable Energy Applications**, in Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009, pp. 364-369.

WALKER, Geoffrey R. et al. **Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules**, in IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19, No. 4, July 2004, pp. 1130-1139.

PICAULT, D. et al. **Guidelines for evaluating grid connected PV system topologies**. IEEE, 2009.

ZHAO, Qun. **Performance Improvement of Power Conversion by Utilizing Coupled Inductors**. 2003. 196f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 2003.

CALAIS, M. et al. **Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An Overview**. IEEE PESC'02, Cairns, Australia, June 2002.

LICCARDO, F. et al. **Interleaved dc-dc Converters for Photovoltaic Modules**. IEEE, 2007.

FERNÁNDEZ, A. et al. **Single Stage Inverter for a Direct AC Connection of a Photovoltaic Cell Module**. Universidad de Oviedo, Grupo de Electrónica Industrial, 2009.

RASHID, Muhammad H. **Power Eletronics Handbook**, San Diego, Academic Press, 2001.

KJAER, S. B. et al. **A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaics Modules** - IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, 2005, pp. 1292 - 1305.

KONISHI, Yoshihiro et al. **Utility-Interactive High-Frequency Flyback Transformer Link Three-Phase Inverter for Photovoltaic AC Module**. IEEE, 2009.

ZHAO, Qun. **High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 18, NO. 1, JANUARY 2003

HUTCHENS, Christopher Lee. **Design and Control of Charge-Pumped Reboost Converter for PV Applications**. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2010.

AXELROLD, B. et al. **Improved Circuit of the Switched Coupled-Inductor Cell fo DC-DC Converters With Very Large Conversion Rate**. Holon Institute of Tecnology, Israel.

ERICKSON, Robert W. et al. **A Multiple-Winding Magnetics Model Having Directly Measurable Parameters**. Colorado Power Eletronics Center, University of Colorado, 1998.

ERICSON, Robert W, MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Eletronics, Second Edition**. Springer Science + Business Media. Boulder, Colorado, 1999.