

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Departamento Acadêmico de Eletrotécnica
Câmpus Curitiba

Aron Germano de Oliveira Ludovico
Victor Habermann Avila

**Aprimoramento do desempenho em Microinversor *Ćuk* com Indutores
Chaveados**

Curitiba

2019

Aron Germano de Oliveira Ludovico
Victor Habermann Avila

Aprimoramento do desempenho em Microinversor *Cuk* com Indutores Chaveados

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, apresentado a disciplina de TCC2, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DA-ELT) da Universidade Tecnológica Federal do Parana (UTFPR) como requisito para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Roger Gules

Coorientador: Eng. Me. Julio Cezar dos Santos de Moraes

Curitiba

2019

Aron Germano de Oliveira Ludovico
Victor Habermann Avila

Aprimoramento do desempenho em Microinversor $\acute{C}uk$ com Indutores Chaveados

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 2019.

Prof. Antonio Carlos Pinho, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarle Gehrke Castagna, Ma.
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Julio Cezar dos Santos de Moraes, Me.
Co-Orientador

BANCA EXAMINADORA

Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Daniel Flores Cortez, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

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

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Participação por fonte na geração de energia elétrica no Brasil.	10
Figura 2 – Topologia a ser utilizada.	12
Figura 3 – Estrutura básica de um inversor	16
Figura 4 – Topologias de microinversores com dois estágios	18
Figura 5 – Topologias de microinversores <i>unfolding</i>	18
Figura 6 – Topologias de microinversores de estágio único	19
Figura 7 – <i>Ćuk</i> clássico.	19
Figura 8 – <i>Ćuk</i> com adição da estrutura de indutores.	20
Figura 9 – <i>Ćuk</i> com adição do grampeamento não dissipativo.	20
Figura 10 – Conversor <i>Ćuk</i> CC-CA	21
Figura 11 – Etapas de operação: Interruptores bloqueados	22
Figura 12 – Etapas de operação: Interruptores conduzindo	22
Figura 13 – Conversor <i>Ćuk</i> CC-CC CCM: Formas de onda de tensão e corrente	23
Figura 14 – Etapas de operação: Diodos não conduzindo	25
Figura 15 – Conversor <i>Ćuk</i> CC-CC DCM: Formas de onda de tensão e corrente	26
Figura 16 – Gráfico do ganho estático do <i>Ćuk</i> Clássico e do conversor proposto.	30
Figura 17 – Conversor com elementos em paralelo	34
Figura 18 – Conversor com indutores acoplados	34
Figura 19 – Comando defasado dos interruptores	35
Figura 20 – Esquema utilizado para a simulação	36
Figura 21 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência da rede	37
Figura 22 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência da rede	37
Figura 23 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência de comutação	38
Figura 24 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência de comutação	38
Figura 25 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência da rede	39
Figura 26 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência da rede	40
Figura 27 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência de comutação	40
Figura 28 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência de comutação	41
Figura 29 – Tensão em D_{C1} e D_{C2} - Frequência da rede	42
Figura 30 – Tensão em D_{C1} e D_{C2} - Frequência de comutação	42
Figura 31 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência da rede	43
Figura 32 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência de comutação	44
Figura 33 – Tensão e corrente de entrada	45
Figura 34 – Corrente em L_{O1} e L_{O2} - Frequência da rede	46
Figura 35 – Corrente em L_{O1} e L_{O2} - Frequência de comutação	46
Figura 36 – Tensão e corrente de saída	47
Figura 37 – Gráfico comparativo das perdas nos componentes.	50
Figura 38 – Fotografia do protótipo - Circuito original	51

Figura 39 – Fotografia do protótipo - Paralelismo	52
Figura 40 – Acoplamento dos indutores de entrada	53
Figura 41 – Acoplamento dos indutores de saída	53
Figura 42 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência da rede	54
Figura 43 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência da rede	55
Figura 44 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência de comutação	56
Figura 45 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência de comutação	56
Figura 46 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência da rede	57
Figura 47 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência da rede	58
Figura 48 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência de comutação	59
Figura 49 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência de comutação	59
Figura 50 – Tensão em D_1 - Frequência da rede	60
Figura 51 – Tensão em D_2 - Frequência da rede	61
Figura 52 – Tensão em D_1 - Frequência de comutação	62
Figura 53 – Tensão em D_2 - Frequência de comutação	62
Figura 54 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência da rede	63
Figura 55 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência de comutação	64
Figura 56 – Tensão e corrente na entrada	65
Figura 57 – Corrente em Lo_1 e Lo_2 - Frequência da rede	66
Figura 58 – Corrente em Lo_1 e Lo_2 - Frequência de comutação	66
Figura 59 – Tensão e corrente na saída	67
Figura 60 – Distorção harmônica da corrente de saída - Conversor original	68
Figura 61 – Distorção harmônica da corrente de saída - Paralelismo de conversores	69
Figura 62 – Distorção harmônica da corrente de saída - Acoplamento de indutores	69
Figura 63 – Rendimento obtido para as técnicas aplicadas	70

RESUMO

LUDOVICO, Aron G. de O.; AVILA, Victor H. **Aprimoramento do desempenho em Microinversor *Cuk* com Indutores Chaveados**. 2019. 73 f. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2019

Esse trabalho parte de uma topologia de um microinversor *Cuk* com indutores chaveados já existentes, onde estudou-se quatro técnicas que poderiam ser aplicadas ao circuito para aprimorá-lo: paralelismo de conversores, acoplamento de indutores e multifase. O paralelismo de elementos é realizado através da montagem de duas placas do conversor em paralelo, com o objetivo de diminuir os esforços de correntes nos componentes e elevar o rendimento do microinversor. Em seguida, o acoplamento de indutores tem como finalidade diminuir o número de elementos magnéticos do circuito, sendo isso feito através do acoplamento de dois ou mais indutores em apenas um núcleo. Por fim, a técnica do multifase consiste em defasar os comandos dos interruptores em 360 graus dividido pelo número de componentes em paralelo, melhorando assim a ondulação (*ripple*) da corrente na saída do inversor. As técnicas de paralelismo de conversores e acoplamento de indutores foram aplicadas na prática e seus resultados e análises constam neste trabalho. Sendo que, a técnica do multifase foi aplicada apenas em ambiente de simulação computacional.

Palavras-chaves: Microinversor. *Cuk* . Paralelismo de conversores. Acoplamento de indutores. Multifase

ABSTRACT

LUDOVICO, Aron G. de O.; AVILA, Victor H. **Enhancement of a *Cuk* converter with a switched inductor structure**. 2019. 73 f. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2019

This work starts from a already existing *Cuk* with switched inductors microinverter topology. From that, four techniques that could be applied to improve the circuit were studied: converters parallelism, inductors coupling and multiphase. The converters parallelism is accomplished by mounting two converter boards in parallel, with the aim of decreasing the current stresses on the components and raising the microinverter efficiency. After that, the inductor coupling aims to reduce the number of magnetic elements of the circuit, which is done by coupling two or more inductors in only one core. Finally, the multiphase technique is to offset the switch commands by 360 degrees divided by the number of parallel components, thus improving the ripple of the current at the inverter output. The techniques of converter parallelism and inductor coupling were applied in experimental tests and their results and analysis are presented in this work. The multiphase technique was applied only in a computer simulation environment.

Key-words: Microinverter. *Cuk* . Converter parallelism. Inductor coupling. Multiphase

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZCZVS	<i>Zero Current and Zero Voltage Switching</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	10
1.1	Tema	10
1.1.1	Delimitação do Tema	11
1.2	Problemas e Premissas	11
1.3	Objetivos	12
1.3.1	Objetivo Geral	12
1.3.2	Objetivos Específicos	13
1.4	Justificativa	13
1.5	Procedimentos Metodológicos	14
1.6	Estrutura do Trabalho	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1	Inversor	16
2.2	Microinversores	17
2.3	Topologia inicial: Conversor <i>Ćuk</i> com alto ganho estático	19
3	DESENVOLVIMENTO	22
3.1	Operação do conversor <i>Ćuk</i> proposto	22
3.1.1	Operação no modo de condução contínua	22
3.1.2	Operação no modo de condução descontínua	25
3.2	Operação com a rede do conversor <i>Ćuk</i>	30
3.2.1	Estudo das perdas do circuito	33
3.3	Técnicas para melhorias de desempenho	33
3.3.1	Paralelismo de conversores	33
3.3.2	Acoplamento de indutores	34
3.3.3	Multifase	35
4	RESULTADOS	36
4.1	Resultados de simulação	36
4.1.1	Resultados para os interruptores	37
4.1.2	Resultados nos indutores de entrada	39
4.1.3	Resultados nos diodos	41
4.1.4	Resultados nos capacitores	43
4.1.5	Resultados na entrada	44
4.1.6	Resultados nos indutores de saída	45
4.1.7	Resultados na saída	47
4.1.8	Análise de perdas	48
4.2	Resultados experimentais	50

4.2.1	Resultados nos interruptores	54
4.2.2	Resultados nos indutores de entrada	57
4.2.3	Resultados nos diodos de entrada	60
4.2.4	Resultados nos capacitores	63
4.2.5	Resultados na entrada	65
4.2.6	Resultados nos indutores de saída	66
4.2.7	Resultados na saída	67
4.2.8	Distorção harmônica da corrente de saída	68
4.2.9	Rendimento	69
5	CONCLUSÕES GERAIS	71
	REFERÊNCIAS	72

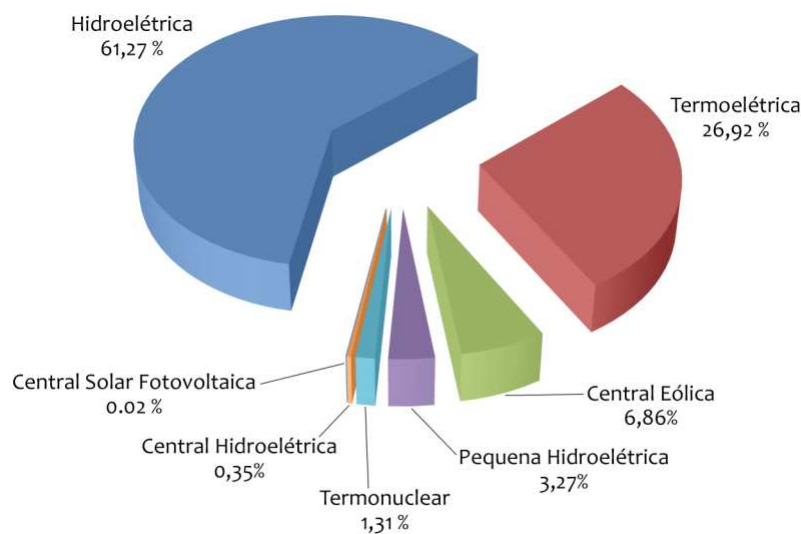
1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Em razão da matriz energética mundial estar em constante transformação e com uma demanda crescente por eletricidade, nos últimos anos houve um grande incentivo no desenvolvimento de métodos de geração de energia a partir de fontes renováveis, de modo a agredir minimamente o meio ambiente e os seres que nele vivem. No entanto, cerca de 85% da energia primária utilizada em todo o planeta é derivada da queima de combustíveis fósseis (MOOMAW et al., 2011) e ainda é esperado um aumento de 30% da demanda de energia global até 2040 (AGENCY, 2016). Diversos acontecimentos recentes intensificaram a busca por novas fontes renováveis de energia, como a assinatura e o vigor do Acordo de Paris, os níveis alarmantes em que os gases de efeito estufa se encontram, além da preocupação com economia de água.

Neste cenário, a produção de energia elétrica através da energia solar se destacou como uma alternativa para o problema energético. Esse método de produção utiliza módulos contendo células fotovoltaicas, as quais transformam energia solar em energia elétrica. A nível global, em 2017 a capacidade instalada em painéis fotovoltaicos atingiu um total de 403,5 GW, com um crescimento de aproximadamente 29% com relação à 2016 (PVPS, 2018).

Figura 1 – Participação por fonte na geração de energia elétrica no Brasil.



Fonte – (PEREIRA et al., 2017)

Analisando a divisão das fontes de energia no Brasil, Figura 1, destaca-se o uso da geração através de hidrelétricas que, apesar de ser considerada uma energia renovável, acaba causando impactos socioambientais devido à grande área alagada para o reservatório, promovendo a remoção de diversas famílias de uma região e causando distúrbios na fauna e flora local. Considerando um crescimento previsto, até 2026, de 3,6% ao ano no consumo de eletricidade (ENERGÉTICA, 2017) e com quase todo o potencial hidrelétrico brasileiro já explorado, uma opção que surge é a energia solar.

O Brasil possui um potencial existente para a geração fotovoltaica bastante relevante,

atingindo níveis de irradiação solares maiores que em países reconhecidos pelo seu desenvolvimento na utilização deste tipo de fonte de energia, como é o caso da Alemanha (PEREIRA et al., 2017).

1.1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Os módulos fotovoltaicos geram uma baixa tensão em corrente contínua (CC) e para realizar a conexão com a rede elétrica, que opera a 180 V ou 311 V de pico em corrente alternada (CA), é necessário realizar a conversão de energia.

Normalmente são empregados conversores em duas etapas, uma primeira CC-CC que apenas eleva o nível de tensão do sistema a valores próximos ao valor de pico da rede e uma segunda responsável pela geração de uma tensão senoidal idêntica a existente na rede.

Com a redução do custo dos painéis fotovoltaicos e com as normas que permitem que consumidores residenciais possuam seu próprio sistema e conectem-no à rede, os módulos de menores potência se popularizaram, sendo necessário o desenvolvimento de conversores com volumes menores e custo reduzido. Diante disso, surgem os micro inversores, que são conversores diretamente integrados aos painéis.

Ainda assim, é constante a busca por conversores com rendimentos cada vez maiores e volumes cada vez menores, resultando em diversas novas topologias. Algumas dessas com apenas um estágio de operação, realizando diretamente a elevação de tensão e a conversão de CC para CA, evitando alguns problemas encontrados nos sistemas com dois estágios, como custos maiores e a necessidade de alto rendimento em ambos os estágios (RIBEIRO; PINTO; BORGES, 2010).

1.2 PROBLEMAS E PREMISAS

Como já foi citado anteriormente, pode-se perceber uma elevação da participação da geração de energia fotovoltaica ao verificar que houve um aumento de sua parcela na matriz energética elétrica mundial com cerca de 500TWh gerados em 2017, representando aproximadamente 2% da demanda total do planeta (PVPS, 2018).

Entretanto, existem algumas barreiras para o desenvolvimento e aplicação em larga escala da energia fotovoltaica, dentre eles estão o preço do conjunto de materiais para produção através da energia solar (módulos fotovoltaicos, inversores, estrutura e material elétrico) e também o desafio de aprimorar a tecnologia utilizada nos componentes citados de forma que o conjunto tenha maior eficiência energética, ou seja, perca o mínimo possível de energia durante a transformação, condução e armazenamento da energia elétrica.

Conforme mencionado na seção anterior, para que os módulos operem conectados à rede, é necessária uma etapa de processamento de energia, utilizando conversores de potência. Esses conversores são sistemas normalmente compostos por semicondutores de potência e elementos

passivos (indutores e capacitores), sendo sua função a de controlar o fluxo de potência entre uma fonte de entrada e uma de saída (PETRY, 2001).

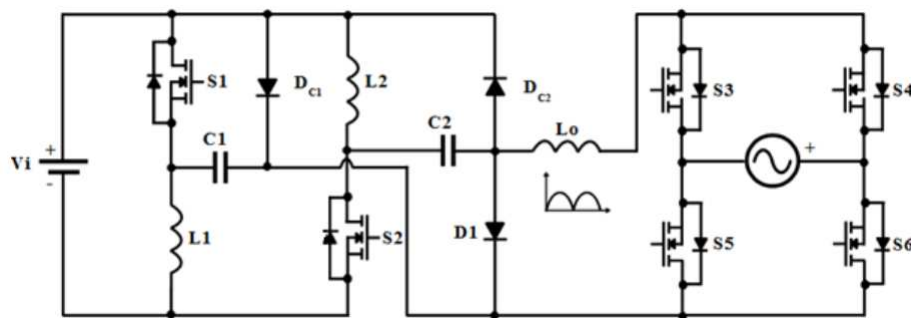
Existem algumas topologias de conversores CC-CC, dentre elas podemos destacar os conversores *buck*, *boost*, *flyback*. Sendo variadas as características de funcionamento, como por exemplo, o conversor *buck* tem função de abaixador da tensão de entrada (possuindo sua entrada em tensão e saída em corrente). Já o conversor *boost* tem função de elevador da tensão de entrada (possuindo sua entrada em corrente e saída em tensão).

O conversor *flyback* é um conversor idêntico ao conversor *buck-boost*, com capacidade de tanto elevar como abaixar o nível de tensão de saída, mas que apresenta isolamento galvânico entre a tensão de entrada e de saída (PETRY, 2001). Entretanto, essa topologia requer a utilização de um transformador para realizar o alto ganho de tensão necessário, além de fornecer isolamento galvânico e poder ajustar os níveis de tensão de acordo com o desejado. No entanto, a utilização do transformador acarreta em volumes elevados e maior custo.

Porém, ao utilizar topologias não isoladas com altos ganhos estáticos contorna-se esse problema mantendo um alto ganho de tensão (MORAIS, 2017).

Tendo em vista os desafios apresentados e partindo da premissa de uma estrutura já existente de um micro inversor indicado na Figura 2, busca-se estudar e aplicar métodos que melhorem o desempenho da estrutura em questão (conversor *Ćuk*). A estrutura utilizada pelo inversor consiste em uma topologia de estágio único baseado em um conversor CC-CC não isolado (MORAIS, 2017).

Figura 2 – Topologia a ser utilizada.



Fonte – (MORAIS, 2017)

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GERAL

O intuito desse trabalho é melhorar o desempenho de uma estrutura já existente de um conversor *Ćuk* com indutores chaveados por meio da aplicação de diferentes técnicas, como acoplamento de indutores, paralelismo de conversores e operação multifase para ser aplicado em módulos fotovoltaicos conectados à rede, com alto rendimento, volume reduzido e de simples instalação.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar a revisão bibliográfica do conversor *Cuk* e da sua topologia com indutores chaveados;
- Adaptar a estrutura já existente que será utilizada e estudar suas particularidades;
- Analisar e implementar técnicas com a finalidade de melhorar o desempenho do circuito;
- Simular o comportamento do conversor para realizar análises prévias do seu desempenho;
- Testar o desempenho do conversor através de procedimentos em bancada (montagem e testes do circuito).

1.4 JUSTIFICATIVA

Na topologia em questão, para o correto funcionamento do inversor, é necessário que ocorra a comutação de suas chaves semicondutoras em elevada frequência. Sendo assim, devido as não idealidades dos componentes, a cada ciclo de comutação o semicondutor ocorrem picos de potência. Tais picos podem ocorrer no momento de entrada ou saída de condução e se devem ao cruzamento de tensão e corrente nesse instante.

Sendo assim, em elevados níveis de frequência, esses cruzamentos de tensão e corrente, consistem em perdas de energia e, conseqüentemente, causa uma redução na eficiência do inversor (POMILIO, 1998). Além disso, com a premissa de que o conversor opere em condução descontínua, a ondulação de corrente nos indutores de entrada é elevada, resultando em níveis altos de corrente que circulam pelos componentes, resultando em grandes perdas de condução.

Deste modo, a fim de elevar o rendimento do inversor, a primeira técnica proposta foi o paralelismo de conversores. Ela consiste em utilizar dois ou mais conversores em paralelo, reduzindo-se as amplitudes de corrente que passam através dos semicondutores e assim diminuindo as perdas totais da estrutura. Essa redução se deve ao fato de a perdas por condução nas chaves serem proporcionais a corrente elétrica que passam por elas, sendo assim, a redução dessas perdas compensa a quantidade a mais de trilhas e elementos adicionados ao circuito para aplicação desta técnica. O equacionamento, verificação e comprovação poderá ser visualizadas nos capítulos seguintes.

Como os microinversores são acoplados junto aos painéis, umas de suas características é seu tamanho reduzido. Diante disso, foi proposto e aplicado o acoplamento de indutores, visto que na topologia em questão são utilizados quatro indutores. Essa técnica tem como objetivo principal reduzir o número de elementos magnéticos através do acoplamento de dois ou mais indutores em apenas um núcleo.

Ainda, devido a presença de distorções na corrente elétrica de saída, com a finalidade de elevar a qualidade dessa corrente através da redução de sua ondulação, aplicou-se a técnica

denominada multi fase, que se baseia no defasamento dos sinais de PWM, responsável por comandar os interruptores do inversor.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

A fim de verificar o funcionamento atual do conversor em questão, aplicar e registrar o paralelismo de conversores, acoplamento de indutores e multifase no circuito, elaborou-se os procedimentos a seguir de modo que fosse possível ter o maior aproveitamento da estrutura já existente.

1ª Etapa: Pesquisa bibliográfica e observação do circuito existente:

Durante essa etapa foram selecionados materiais (artigos, jornais, livros, etc.) condizentes com o tema da pesquisa. Esses materiais foram escolhidos com base em recomendações feitas pelo professor orientador e em conhecimentos já existentes por parte dos membros da equipe. Além disso, em conjunto com o desenvolvedor da estrutura do conversor que foi modificado, realizou-se o levantamento das particularidades do circuito e métodos para o seu correto funcionamento.

2ª Etapa: Verificação e testes preliminares:

Nesta etapa foram realizados testes com o intuito de obter os dados atualizados sobre o funcionamento do circuito em questão para que seja possível validar o início do trabalho prático e registrar dados de referência, os quais foram utilizados como base para posterior comparação do circuito contemplando as novas técnicas aplicadas.

3ª Etapa: Especificação do novo circuito:

Consistiu no estudo e discussão de quais modelos de cada técnica seriam implementados, além de quais mudanças seriam necessárias no projeto inicial para que sua estrutura funcionasse adequadamente de forma compatível às alterações.

Em seguida, todas as técnicas foram aplicadas separadamente ao circuito a fim de verificar suas influências no funcionamento da estrutura.

4ª Etapa: Desenvolvimento e testes:

Aplicou-se as devidas mudanças no circuito, seguindo as especificações da etapa anterior. Após realizado tais modificações, o circuito foi disposto a testes de funcionamento para verificar se estava atuando adequadamente.

5ª Etapa: Análise de dados e conclusão:

Por fim, após verificado o funcionamento do circuito, foram medidos e registrados todos os dados passíveis de análise e comparação em relação aos dados obtidos na etapa 2. Ao fim desta etapa foi possível concluir a viabilidade ou não da aplicação de cada técnica no micro inversor *Ćuk* com indutores chaveados.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Esse trabalho foi dividido em cinco capítulos, sendo o primeiro o introdutório ao tema e ao problema que se deseja solucionar, além de como se pretende resolver os casos citados.

Já o segundo capítulo será direcionado à revisão bibliográfica das estruturas convencionais de conversores de potência, da estrutura adotada para o desenvolvimento do trabalho e de técnicas a serem implementadas (comutação suave, paralelismo de conversores, acoplamento de indutores e multifase).

No terceiro capítulo, o enfoque foi o desenvolvimento teórico do comportamento da estrutura completa utilizada, equacionando o sistema, apresentando suas etapas de operação e dimensionando os componentes de potência. Descrevendo o projeto aplicado e como ocorre o controle do conversor.

O quarto capítulo direciona-se aos resultados obtidos. Sendo primeiramente obtidos os resultados em simulações computacionais, analisando o comportamento dos semicondutores e dos componentes passivos, como indutores e capacitores. Além de comprovar as modificações promovidas pelas alterações do circuito e validar os resultados teóricos obtidos. Feita a análise dos resultados computacionais serão tratados resultados práticos obtidos ao longo dos testes, apresentando aquisições da topologia original e da topologia com as técnicas de melhorias já citadas, com a finalidade de comparar os resultados e validar a eficácia das soluções adotadas.

Por fim, o último capítulo abrange as conclusões da equipe sobre os resultados obtidos ao longo de todo o desenvolvimento do trabalho, citando possíveis melhorias e sugestões para futuros trabalhos.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

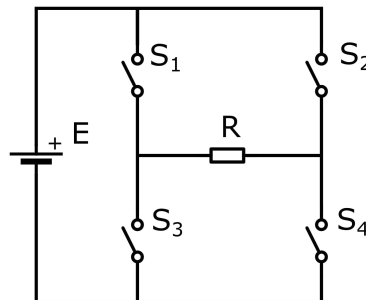
2.1 INVERSOR

Para a utilização da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos é necessário realizar a conversão da corrente contínua gerada para corrente alternada, para assim ser possível utilizá-la em equipamentos domésticos ou conectar o sistema à rede de distribuição. Os conversores que realizam essa transformação são denominados de inversores.

Segundo Barbi e Martins (2005) os conversores CC-CA podem ser caracterizados basicamente de três maneiras: conversores CC-CA de tensão; conversores CC-CA de corrente; e conversores CC-CA regulado em corrente. Os primeiros são os mais comuns, onde a entrada do circuito é através de uma fonte de tensão contínua e a saída tem o comportamento de uma fonte de tensão alternada. Já os conversores de corrente são caracterizados pela saída em forma de fonte de corrente alternada. O conversor regulado em corrente também apresenta uma saída na forma de fonte de corrente, mas este tem sua entrada em fonte de tensão contínua, diferentemente do anterior onde a entrada deve ser do tipo fonte de corrente contínua.

A estrutura básica de um conversor CC-CA está apresentada na Figura 3, onde as chaves S1, S2, S3 e S4 podem ser qualquer interruptor semicondutor (IGBTs, MOSFETs ou GTOs). Sendo assim, em meio período de chaveamento as chaves S1 e S4 estão conduzindo simultaneamente e na outra metade do ciclo S2 e S3 conduzem, fazendo com que a tensão sobre a carga tenha seu sentido alternado a cada meio ciclo de chaveamento.

Figura 3 – Estrutura básica de um inversor



Fonte – Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2005)

Para a aplicação em energia solar, optou-se por convencionar em três diferentes configurações dos inversores em relação aos painéis (MEINHARDT; CRAMER, 2000): Os com inversores centrais, os inversores em string e os inversores integrados aos módulos ou microinversores.

A configuração com inversores centrais consiste em diversos módulos conectados em série e/ou paralelo com a função de elevar a tensão total dos painéis e também a capacidade de potência do sistema e, por fim, há apenas um conversor CC-CA para todo sistema. Desta maneira, tem-se um sistema simples, porém com alguns problemas, como a necessidade de instalações de alta potência em CC e do sombreamento de parte dos módulos, resultando em uma redução da potência gerada em todos os módulos devido à associação, gerando aquecimento excessivo

nas áreas sombreadas, além de uma imprecisão do sistema de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) devido a queda de tensão entre os módulos (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2002).

Já os inversores em *string* consistem na associação de diversos módulos em série para obter um ganho de tensão no lado CC e em cada *string* existe um conversor, que não necessita de um ganho elevado e não precisa processar elevadas potências, entretanto, são necessários diversos conversores e ainda permanece o problema do sombreamento e aquecimento das células.

Mais recentemente, os módulos CA ou microinversores tem ganhado destaque por ser uma solução simples, que consiste em um conversor diretamente integrado ao módulo solar, evitando a necessidade de se trabalhar com circuitos e instalações em CC (VERHOEVEN et al., 1998), trabalhando com conversores de potências menores e com MPPT otimizado para cada módulo isolado. Caso no qual o conversor escolhido para esse trabalho se encontra.

Sendo assim, os microinversores se apresentam uma alternativa interessante para a geração distribuída, pois tem volume reduzido, podendo ser integrado diretamente ao painel, tornando o sistema modular e simplificado, podendo ser conectado diretamente a rede CA de uma residência (ALLUHAYBI; BATARSEH, 2018).

2.2 MICROINVERSORES

Os microinversores podem ser classificados de acordo com dois fatores, a presença de isolamento galvânica e o número de estágios necessário para a conversão da energia.

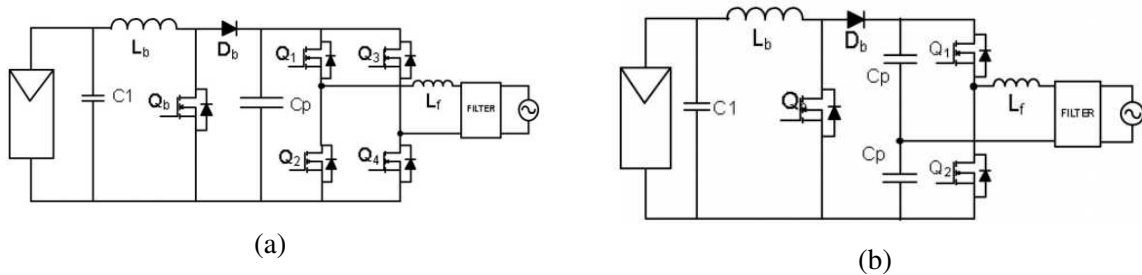
Com relação ao número de estágios existem três classificações possíveis: conversores de dois estágios, conversores com estágio único e os chamados de *pseudo dc-link*. Os conversores de dois estágios são compostos basicamente por dois conversores diferentes, um responsável pela etapa reguladora da tensão, adequando-a aos níveis desejados e o segundo que realiza a inversão de corrente contínua para alternada. Já os conversores de estágio único realizam em uma única etapa tanto o ganho de tensão como a conversão CC-CA. Há ainda os conversores com a chamada modulação *unfolding* ou *pseudo dc-link*, que consiste em gerar um corrente senoidal retificada na saída da etapa CC-CC, no chamado link CC, então a etapa CC-CA é comutada na frequência da rede, reduzindo as perdas de comutação da etapa de saída. Essa última opção foi adotada para a topologia proposta.

Sobre o isolamento galvânico, o conversor pode não ter nenhum isolamento, pode ter um transformador alta frequência em alguma etapa intermediária do processamento da energia ou então um transformador de baixa frequência na saída do inversor. Ao optar pela isolamento, é interessante utilizar o transformador de alta frequência, pois esses possuem volumes inferiores aos utilizados em baixa frequência, reduzindo drasticamente o volume final do protótipo. Normalmente nos microinversores são utilizados transformadores mesmo que não se deseje o isolamento, pois ainda é a maneira mais simples de se obter altos ganhos de tensão e então operar com a tensão de apenas um painel como tensão de entrada (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG,

2005).

Meneses et al. (2012) apresenta diversas topologias de microinversores, entre as configurações em dois estágios estão conversores como o da Figura 4a, composta por um conversor *boost* responsável pelo estágio elevador de tensão associado com um inversor *full-bridge* para realizar a conversão CC-CA. Outra opção é o apresentado na Figura 4b, onde o inversor *full-bridge* é substituído por um *half-bridge*, porém a tensão total de saída do *boost* precisa ser o dobro da tensão de pico da rede.

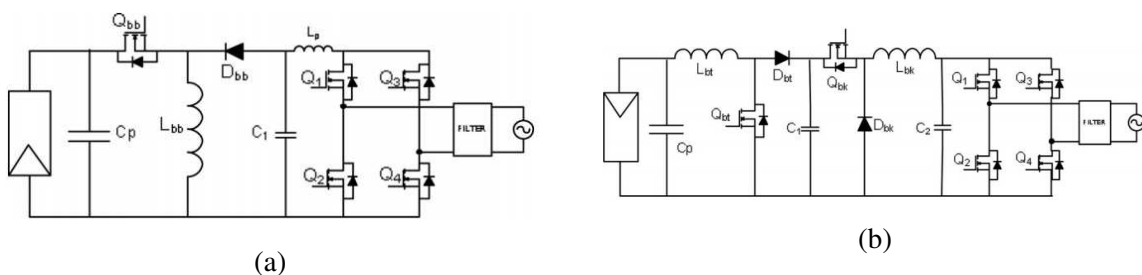
Figura 4 – Topologias de microinversores com dois estágios



Fonte – (MENESES et al., 2012)

Como topologia *unfolding* é apresentado o conversor *buck-boost* que, quando operando em DCM, é possível modular uma corrente senoidal retificada em sua saída. Sendo necessário adicionar apenas um inversor em baixa frequência para gerar a componente alternada da corrente de saída e injetá-la na rede, nas Figuras 5a e 5b são apresentadas duas topologias utilizando o *buck-boost*, uma usando o conversor clássico e outra com uma versão que não inverte o sinal da tensão da saída, com relação à entrada.

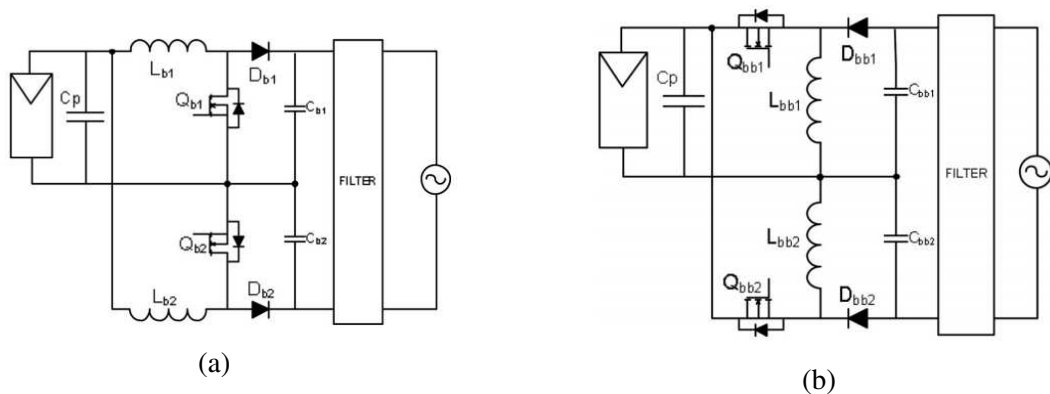
Figura 5 – Topologias de microinversores *unfolding*



Fonte – (MENESES et al., 2012)

Como topologias de estágio únicos são propostas as configurações diferenciais dos conversores *boost* e *buck-boost*, apresentados nas Figuras 6a e 6b.

Figura 6 – Topologias de microinversores de estágio único



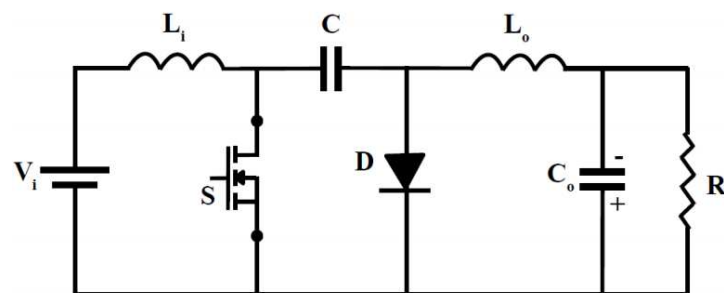
Fonte – (MENESES et al., 2012)

2.3 TOPOLOGIA INICIAL: CONVERSOR *Ćuk* COM ALTO GANHO ESTÁTICO

Morais (2017) propõe um conversor de alto ganho para aplicação em energia solar fotovoltaica, sendo essa a topologia utilizada como base para esse trabalho.

O circuito consiste em um conversor *Ćuk* (Figura 7) com o acréscimo de uma estrutura de indutores chaveados para a elevação do ganho estático e operando em modo de condução descontínua. Para isso, o indutor de entrada do conversor *Ćuk* clássico foi substituído por dois indutores de indutâncias idênticas (Figura 8).

Figura 7 – *Ćuk* clássico.



Fonte – (MORAIS, 2017)

O funcionamento da estrutura se mantém similar a estrutura original, possuindo entrada e saída em corrente e tensão de saída invertida em relação a tensão de entrada. Sendo que a tensão de saída pode ser tanto maior quanto menor que a tensão de entrada. Isso ocorre em razão de o conversor empregado ser uma topologia derivada do conversor *Cuk*, que é um circuito elevador/abaixador.

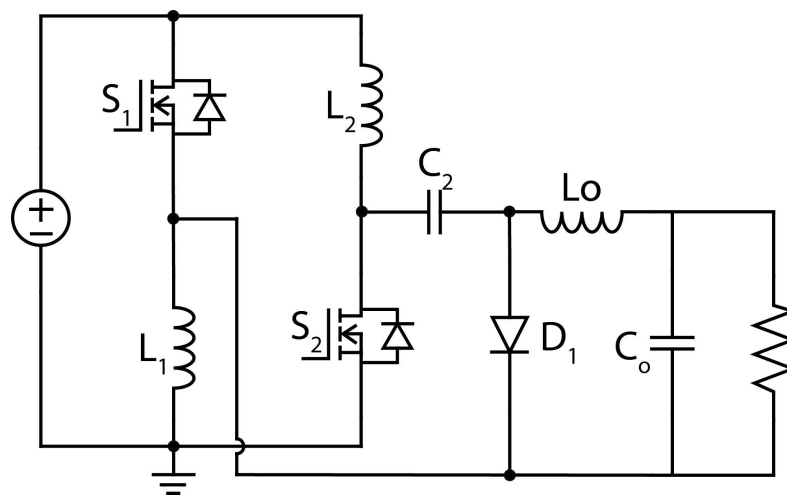
O alto ganho estático é realizado através do armazenamento de energia simultaneamente por parte dos novos indutores L1 e L2 (indutores chaveados) e em seguida sua transferência para o capacitor de saída, conforme a Figura 8. Além disso, esses indutores adicionados ao circuito são fundamentais para a utilização do conversor na aplicação proposta, pois o *Cuk* clássico não

apresenta ganho estático suficiente para aplicação de microinversores. Visto que, caso o *Cuk* clássico fosse usado como microinversor, para obter tal ganho estático, sua razão cíclica deveria ser muito elevada e isso acarretaria em problemas durante seu funcionamento.

Além disso, adicionou-se dois diodos (D_{c1} e D_{c2}) ao circuito, estes possuem a finalidade de conduzir a diferença de corrente instantâneas entre os indutores L_1 e L_2 e assim evitar sobretensões nas chaves S_1 e S_2 . Essas sobretensões são ocasionadas devido ao descarregamento de energia dos indutores, os quais, por não serem ideais e idênticos, produzem diferentes valores de correntes.

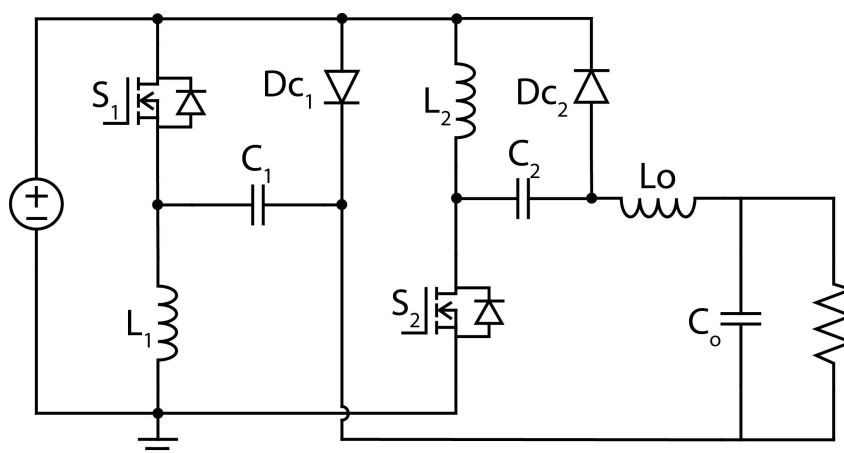
Para que o grampeamento não dissipativo proposto funcionasse corretamente, o capacitor C_2 da Figura 8 foi dividido em dois capacitores, conectados aos diodos. Desta maneira, a estrutura completa do conversor CC-CC proposto para esse trabalho está apresentada na Figura 9.

Figura 8 – *Cuk* com adição da estrutura de indutores.



Fonte – (MORAIS, 2017)

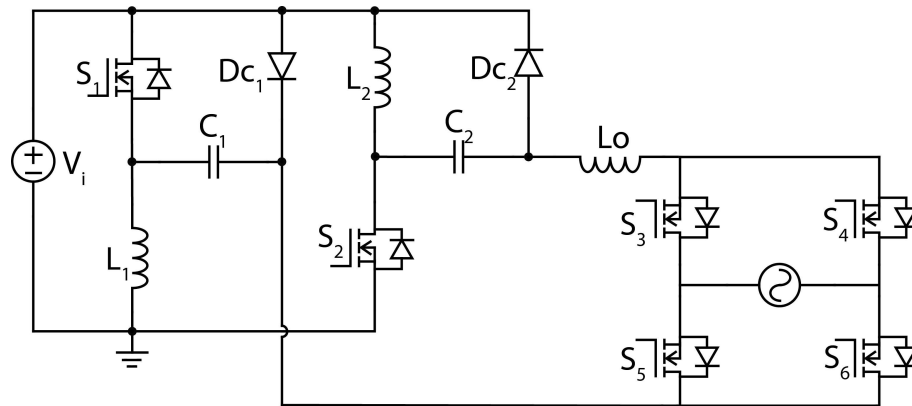
Figura 9 – *Cuk* com adição do grampeamento não dissipativo.



Fonte – Adaptado de (MORAIS, 2017)

Por fim, adiciona-se uma configuração de interruptores em ponte completa, comutando em baixa frequência (60 Hz), sincronizado com a tensão da rede, operando como um inversor de

corrente. Invertendo o sinal da corrente no indutor de saída para o semiciclo negativo da rede, possibilitando a injeção de corrente em sincronia com a tensão da rede. Tal configuração está apresentada na Figura 10.

Figura 10 – Conversor *Ćuk* CC-CA

Fonte – Adaptado de (MORAIS, 2017)

Então, como uma nova topologia de microinversor, propõe-se um conversor baseado no *Ćuk* adicionando uma estrutura de indutores chaveados para se ter elevado ganho sem perder as características do *Ćuk* original. Aproveitando-se da característica de saída em corrente da topologia, é realizada uma modulação PWM senoidal com o objetivo de ter uma corrente de saída também senoidal, onde apenas com a adição de um inversor de corrente comutado em baixa frequência é possível injetar potência na rede de distribuição elétrica.

3 DESENVOLVIMENTO

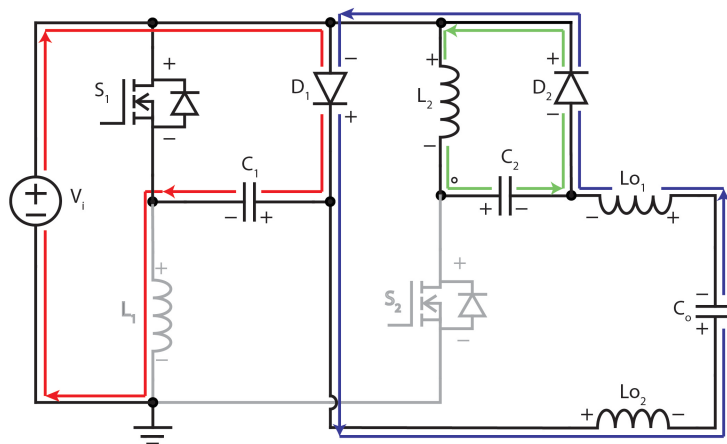
3.1 OPERAÇÃO DO CONVERSOR *ĆUK* PROPOSTO

3.1.1 OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

A seguir serão exibidas as etapas de operação do circuito, através das quais as formas de onda foram desenhadas e por conseguinte, as equações deduzidas. Ressaltando-se que nas próximas imagens e etapas de operação, apenas consta a etapa CC-CC do microinversor.

Etapa 1: Nesta etapa as chaves S_1 e S_2 estão bloqueadas, fornecendo energia de forma que os capacitores C_1 e C_2 são carregados.

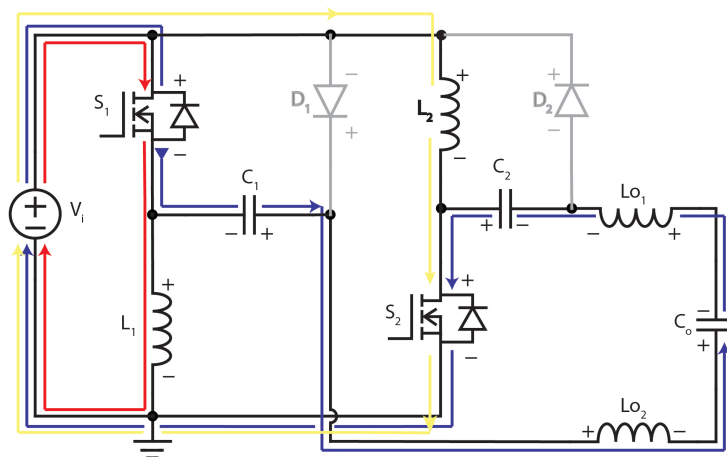
Figura 11 – Etapas de operação: Interruptores bloqueados



Fonte – Autoria própria

Etapa 2: Nesta etapa, as chaves S_1 e S_2 estão em condução, portando estão conduzindo corrente elétrica, a qual passa através dos indutores L_1 e L_2 e estes passam a armazenar energia. Os capacitores C_1 e C_2 descarregam sua energia para a carga com a passagem de corrente através dos indutor de saída L_o .

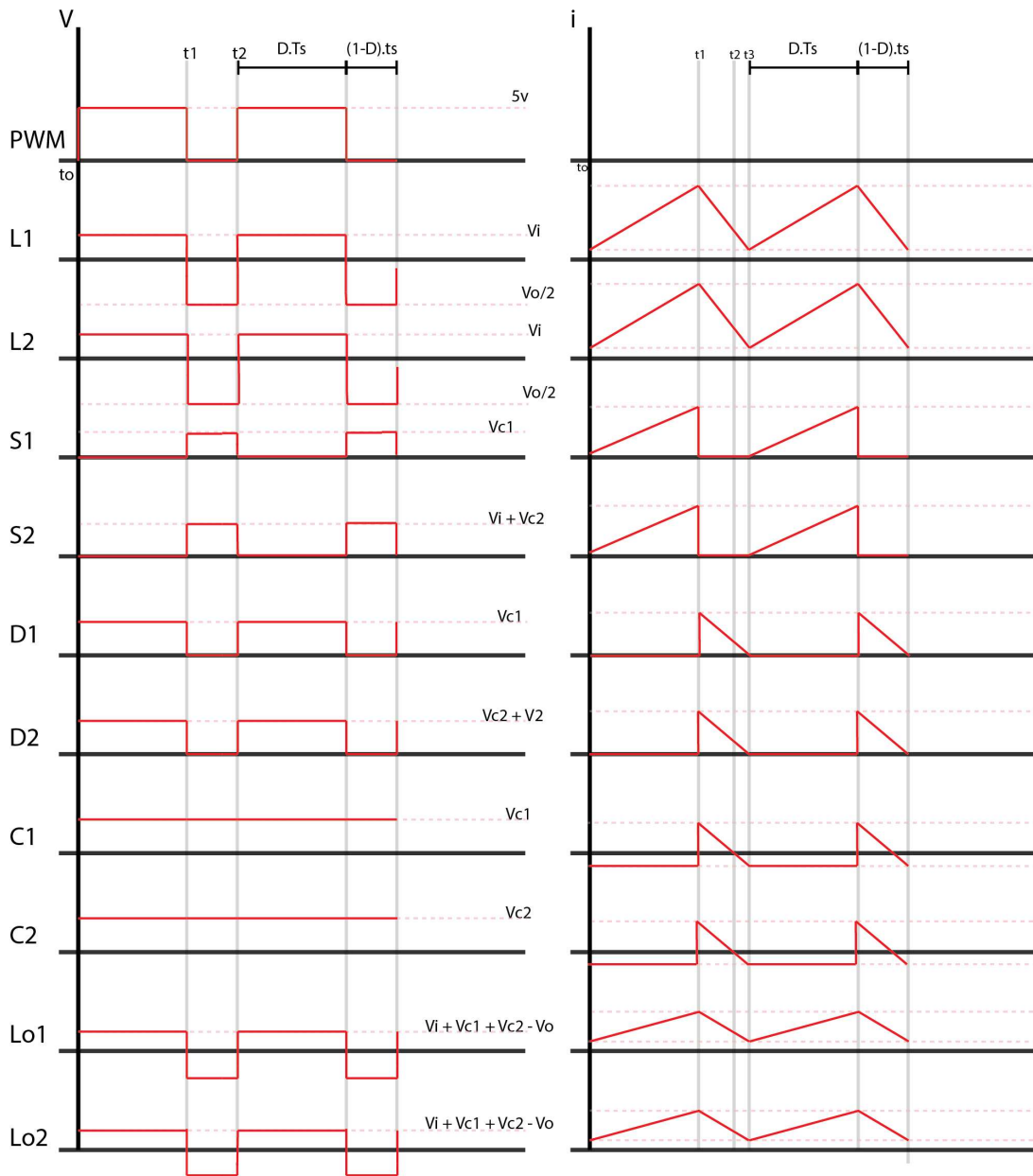
Figura 12 – Etapas de operação: Interruptores conduzindo



Fonte – Autoria própria

No modo operação CCM o circuito possui duas etapas de operação. As formas de onda de tensão e corrente elétrica podem ser observadas abaixo.

Figura 13 – Conversor Ćuk CC-CC CCM: Formas de onda de tensão e corrente



Fonte – Autoria própria

Diante disso, através da análise da Figura 13 foi possível deduzir a equação de ganho do circuito. O desenvolvimento das equações foi realizado com a finalidade de obter a fórmula do ganho, a qual pode ser observada a seguir:

Partindo da suposição de que a tensão média nos indutores de entrada é nula e das formas de onda deduzidas na Figura 13, tem-se:

$$L_1 : V_i \cdot D \cdot t_s = (1 - D) \cdot t_s \cdot (V_{c1} - V_i) \quad (3.1)$$

$$L_2 : V_i.D.t_s = (1 - D).t_s.(V_{c2}) \quad (3.2)$$

Igualando (3.1) e (3.2):

$$V_{c1} = V_{c2} + V_i \quad (3.3)$$

Analisando a tensão média no indutor de saída resulta em:

$$(V_i + V_{c1} + V_{c2} - V_o).D = (1 - D).V_o \quad (3.4)$$

Substituindo (3.3) em (3.4):

$$(2.V_{c1} - V_o).D = (1 - D).V_o \quad (3.5)$$

Isolando V_{c1} em (3.5):

$$V_{c1} = \frac{V_o}{2.D} \quad (3.6)$$

Isolando V_{c1} em (3.1):

$$V_{c1} = \frac{V_i}{1 - D} \quad (3.7)$$

Da igualdade de (3.6) e (3.7) resulta o ganho estático do conversor em condução contínua:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2.D}{1 - D} \quad (3.8)$$

Sabe-se que a tensão no indutor é dada por:

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.9)$$

Analisando o indutor L_1 para o intervalo de tempo de t_0 a t_1 :

$$V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{D.t_s} \quad (3.10)$$

$$L_1 = \frac{V_i.D.t_s}{\Delta i_{L1}} \quad (3.11)$$

Como as formas de onda em L_1 e L_2 são idênticas, a equação (3.11) vale para ambos.

Para o equacionamento dos indutores de saída, estes foram considerados como apenas um único indutor, aplicando a equação (3.9):

$$V_o = L_o \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{(1 - D) \cdot t_s} \quad (3.12)$$

$$L_o = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot t_s}{\Delta i_{L_o}} \quad (3.13)$$

3.1.2 OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

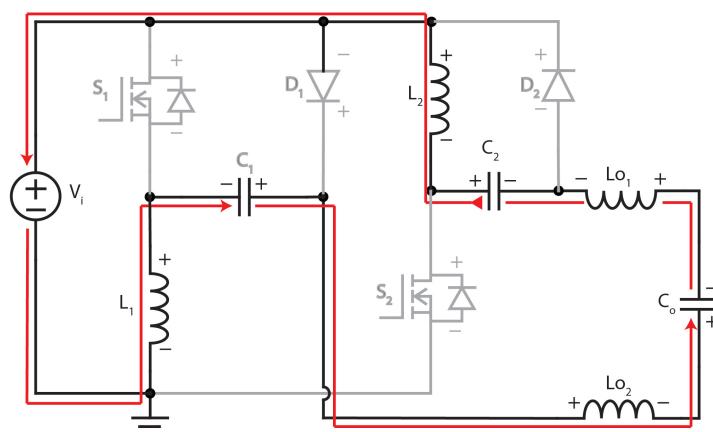
Neste modo de operação o circuito apresenta três etapas de operação. Devido ao surgimento desta terceira etapa, são exibidas na Figura 15 as novas formas de onda e corrente do circuito. Sendo assim, as equações calculadas anteriormente também foram recalculadas. Deve-se notar que houve o surgimento de uma nova incógnita nas equações, a qual é representada por t_d e representa o tempo no qual os diodos D_1 e D_2 estão conduzindo corrente elétrica.

A respeito da operação em condução descontínua, será exibida apenas uma das etapas de funcionamento do circuito, visto que as outras duas são semelhantes ao modo CCM, já exibidas anteriormente nas Figuras 11 e 12.

Além disso, nessa análise dos modos de operação no modo DCM, continua-se considerando apenas a etapa CC-CC, assim como foi feito no subcapítulo anterior.

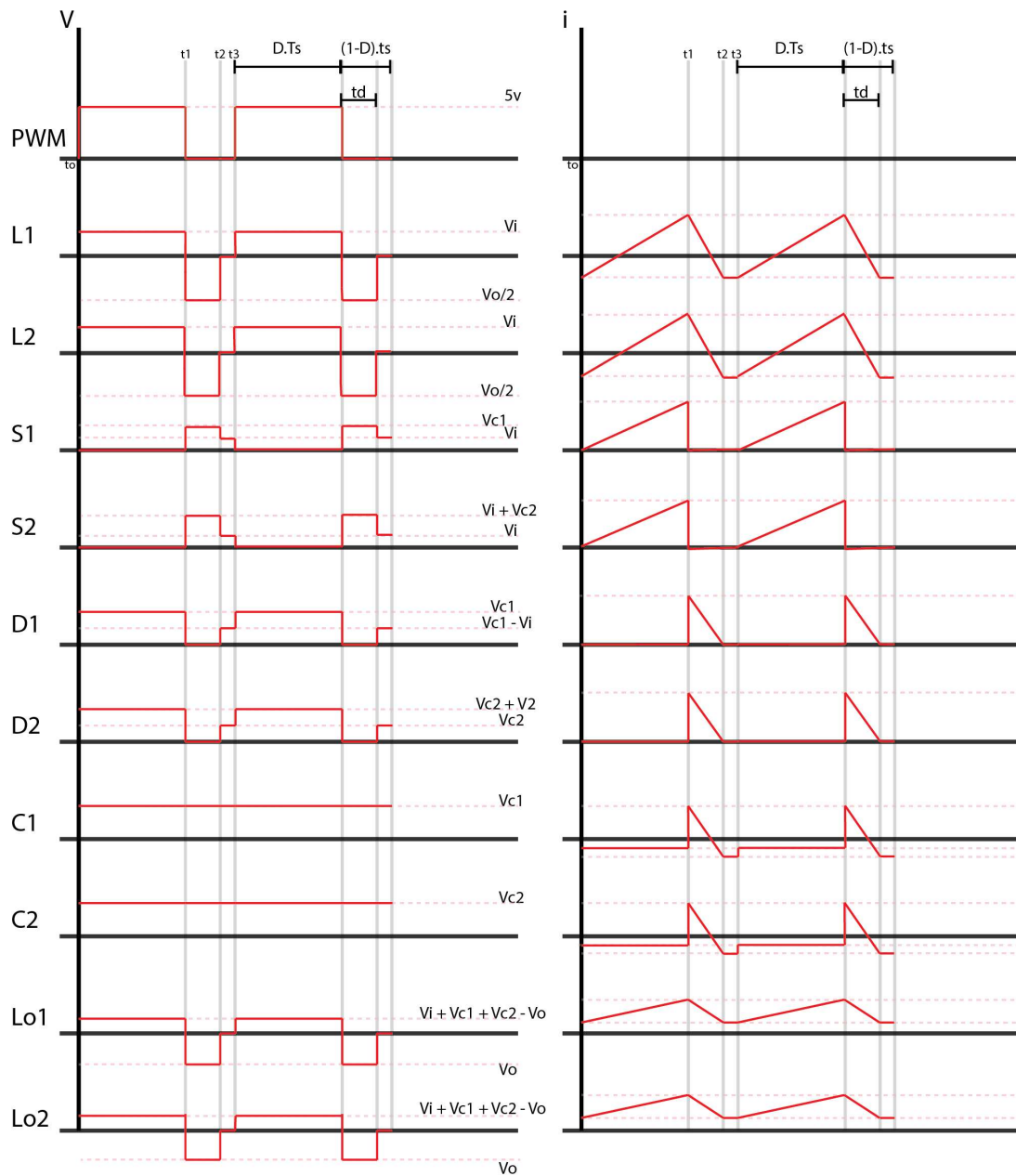
Etapa 3: Esta etapa é o que caracteriza o circuito como DCM, visto que tanto os diodos D_1 e D_2 quanto os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados.

Figura 14 – Etapas de operação: Diodos não conduzindo



Fonte – Autoria própria

Figura 15 – Conversor Ćuk CC-CC DCM: Formas de onda de tensão e corrente



Fonte – Autoria própria

Seguindo o princípio de que a tensão média nos indutores de entrada é nula, tem-se:

$$L_1 : V_i \cdot D \cdot t_s = t_d \cdot (V_{c1} - V_i) \tag{3.14}$$

$$L_2 : V_i \cdot D \cdot t_s = t_d \cdot (V_{c2}) \tag{3.15}$$

Igualando (3.14) e (3.15) é possível comprovar que a equação (3.3) permanece válida

para a operação DCM. Considerando a tensão média em L_o , tem-se:

$$(V_i + V_{c1} + V_{c2} - V_o).D.t_s = t_d.V_o \quad (3.16)$$

Substituindo (3.3) e (3.16):

$$(2.V_{c1} - V_o).D.t_s = t_d.V_o \quad (3.17)$$

Isolando V_{c1} em (3.17):

$$V_{c1} = \frac{V_o}{2} \cdot \left(\frac{t_d + D.t_s}{D.t_s} \right) \quad (3.18)$$

Isolando V_{c1} em (3.14):

$$V_{c1} = \frac{V_i}{t_d} \cdot (D.t_s + t_d) \quad (3.19)$$

Da igualdade entre (3.18) e (3.19) é possível obter o ganho estático do conversor em função do tempo de condução do diodo (t_d):

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{2} \cdot \frac{t_d + D.t_s}{D.t_s} &= \frac{V_i(t_d + D.t_s)}{t_d} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{2.D.t_s}{t_d} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Isolando V_i em (3.20):

$$V_i = \frac{V_o.t_d}{2.D.t_s} \quad (3.21)$$

Substituindo (3.21) em (3.19):

$$\begin{aligned} V_{C1} &= \frac{V_o.t_d}{2.D.t_s} \cdot \frac{(D.t_s + t_d)}{t_d} \\ V_{C1} &= \frac{V_o}{2} \cdot \frac{(D.t_s + t_d)}{D.t_s} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Isolando t_d em (3.20):

$$t_d = \frac{2.V_i.D.t_s}{V_o} \quad (3.23)$$

A partir das formas de onda na Figura 15 e das etapas de operação do conversor em DCM, sabe-se que:

$$I_{d_{med}} = I_o \quad (3.24)$$

A partir da corrente no diodo e considerando (3.24) tem-se que:

$$I_{d_{med}} = \frac{\frac{\Delta i_d \cdot t_d}{2}}{t_s} = I_o$$

Fazendo as devidas manipulações matemáticas, obtém-se o tempo de condução do diodo:

$$t_d = \frac{2 \cdot I_o \cdot t_s}{\Delta i_d} \quad (3.25)$$

Considerando a equação (3.9) para o indutor L_1 no intervalo de t_0 a t_1 resulta na equação para a corrente de pico no indutor:

$$V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L_1}}{D \cdot t_s}$$

$$I_{L_{pk}} = \frac{V_i \cdot D \cdot t_s}{L_1} \quad (3.26)$$

Utilizando as formas de onda da Figura 15 e a equação (3.9) para o indutor de saída no intervalo de t_1 a t_2 :

$$V_o = L_o \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{t_d} \quad (3.27)$$

$$\Delta i_{L_o} = \frac{V_o \cdot t_d}{L_o} \quad (3.28)$$

Através das etapas de operação sabe-se que o pico de corrente nos diodos é dada pela soma dos picos de corrente do indutor de entrada e do indutor de saída, então:

$$\Delta i_d = D \cdot t_s \cdot \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{V_o \cdot t_d}{L_o} \right) \quad (3.29)$$

Substituindo (3.25) em (3.29):

$$\Delta i_D = D \cdot t_s \cdot \left(\frac{V_i}{L_1} + \frac{2 \cdot V_i \cdot D \cdot t_s}{L_o} \right)$$

$$\Delta i_D = V_i \cdot D \cdot t_s \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{2}{L_o} \right) \quad (3.30)$$

Considerando que:

$$L_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{2}{L_o}} \quad (3.31)$$

Tem-se:

$$\Delta i_D = \frac{V_i \cdot D \cdot t_s}{L_{eq}} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.25):

$$t_d = \frac{2 \cdot I_o \cdot L_{eq}}{V_i \cdot D} \quad (3.33)$$

Substituindo (3.33) em (3.20):

$$\frac{V_o}{V_i} = 2 \cdot D \cdot t_s \cdot \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot I_o \cdot L_{eq}} \quad (3.34)$$

Fazendo as devidas manipulações, tem-se:

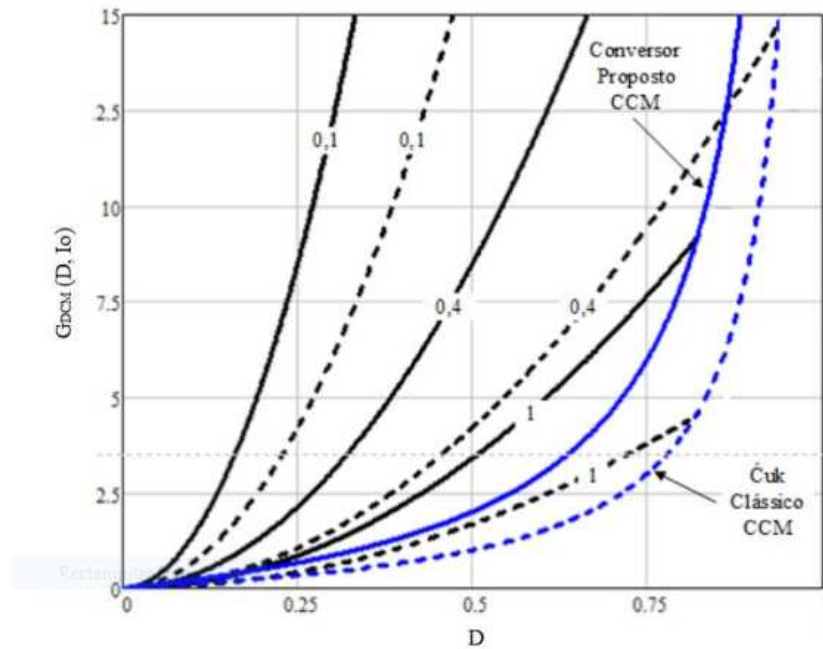
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{K} \quad (3.35)$$

Onde:

$$K = \frac{I_o \cdot L_{eq}}{V_i \cdot t_s} \quad (3.36)$$

Assim, a partir da equação (3.35) é possível traçar um gráfico do ganho estático em função da razão cíclica, apresentado na Figura 16. Visto que no DCM o ganho depende da corrente de saída, foram traçadas algumas curvas para diferentes valores de corrente, indicados no gráfico. As linhas azuis representam o ganho estático para o $\acute{C}uk$ clássico e para o conversor proposto em CCM. Na imagem, as linhas tracejadas definem o ganho para o conversor $\acute{C}uk$ clássico e as linhas contínuas são para o ganho do conversor proposto por Morais.

Figura 16 – Gráfico do ganho estático do *Ćuk* Clássico e do conversor proposto.



Fonte – (MORAIS, 2017)

3.2 OPERAÇÃO COM A REDE DO CONVERSOR *ĆUK*

A topologia completa do conversor proposto operando com a rede já foi apresentada na Figura 10. Nela as chaves S_3 a S_6 comutam em baixa frequência e sincronizadas com a rede, de maneira que a saída do conversor pode ser simplificada por uma fonte de tensão com formato senoidal retificado.

Considerando a simplificação citada acima é necessário realizar uma modulação da razão cíclica baseada em uma senoide retificada para que o conversor opere corretamente. Como foi escolhido a operação do conversor em DCM, foi feito apenas a análise para esse modo de operação. As etapas de operação do conversor permanecem as mesmas do conversor CC-CC já definidas anteriormente, as formas de onda para um período de chaveamento também podem ser consideradas iguais ao do conversor fora da rede, desta maneira apenas será adicionado uma componente variável no equacionamento da topologia, levando em consideração que a razão cíclica e a tensão de saída serão variáveis no tempo, tal que:

$$D(\omega t) = D_{pk} \cdot |\sin \omega t| \tag{3.37}$$

$$V_o(\omega t) = V_{o, pk} \cdot |\sin \omega t| \tag{3.38}$$

Considerando a equação (3.9) para o indutor de entrada no intervalo de t_1 a t_2 , tem-se:

$$V_{L_1}(\omega t) = \frac{L_1 \cdot I_{L_{pk}}}{t_d}$$

$$t_d = \frac{L_1 \cdot I_{L_{pk}}}{V_{L_1}(\omega t)} \quad (3.39)$$

A corrente de pico no indutor de entrada segue a equação (3.26), considerando (3.37), tem-se:

$$I_{L_{pk}}(\omega t) = \frac{V_i \cdot D_{pk} \cdot |\sin \omega t| \cdot t_s}{L} \quad (3.40)$$

Na operação em DCM com a saída do conversor conectada a rede, a tensão sobre os indutores no intervalo de tempo t_d é:

$$V_{L_1}(\omega t) = \frac{V_{o_{pk}} \cdot |\sin \omega t|}{2} \quad (3.41)$$

Substituindo (3.40) e (3.41) em (3.39):

$$t_d = \frac{2 \cdot V_i \cdot D_{pk} \cdot t_s}{V_{o_{pk}}} \quad (3.42)$$

Devido à operação do conversor, é possível afirmar que a corrente média em cada interruptor é a metade da corrente média instantânea de entrada.

$$I_S(\omega t) = \frac{I_i(\omega t)}{2}$$

A corrente média nas chaves é dada por:

$$I_S(\omega t) = \frac{I_{L_{pk}}(\omega t) \cdot D_{pk} \cdot t_s}{2 \cdot t_s} \quad (3.43)$$

Então a corrente média instantânea de entrada é:

$$I_i(\omega t) = I_{L_{pk}}(\omega t) \cdot D_{pk} \cdot |\sin \omega t|$$

Considerando (3.40):

$$I_i(\omega t) = \frac{V_i \cdot D_{pk}^2 \cdot |\sin \omega t|^2 \cdot t_s}{L}$$

Então, o valor médio da corrente de entrada é:

$$I_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_i \cdot D_{pk}^2 \cdot |\sin \omega t|^2 \cdot t_s}{L} \cdot d\omega t$$

$$I_i = \frac{V_i \cdot D_{pk}^2 \cdot t_s}{2 \cdot L} \quad (3.44)$$

Para o conversor, a corrente de saída é dada como a corrente média que circula pelos diodos DC_1 e DC_2 , então, tem-se:

$$I_{DC} = I_o(\omega t) = \frac{I_{L_{pk}} \cdot t_d}{2 \cdot t_s}$$

Aplicando (3.40) e (3.42):

$$I_o(\omega t) = \frac{V_i^2 \cdot D_{pk}^2 \cdot t_s \cdot |\sin \omega t|}{V_{o_{pk}} \cdot L} \quad (3.45)$$

A partir de (3.39) é possível verificar que, na operação DCM, a corrente de saída segue uma senóide retificada sem a necessidade de controle.

Considerando a corrente de saída como:

$$I_o(\omega t) = I_{o_{pk}} \cdot |\sin \omega t|$$

Determina-se:

$$I_{o_{pk}} = \frac{V_i^2 \cdot D_{pk}^2 \cdot t_s}{V_{o_{pk}} \cdot L} \quad (3.46)$$

Como a potência de saída é dada por:

$$P_o = \frac{I_{o_{pk}} \cdot V_{o_{pk}}}{2}$$

Aplicando (3.46):

$$P_o = \frac{V_i^2 \cdot D_{pk}^2 \cdot t_s}{2 \cdot L} \quad (3.47)$$

Então, percebe-se através da equação (3.47) que a potência entregue a rede depende dos parâmetros construtivos do conversor (indutâncias), da tensão de entrada e saída e da razão cíclica. Sendo assim, é possível determinar a potência injetada através do controle da amplitude da moduladora da razão cíclica. Para o projeto do conversor, através de (3.47), considerando os parâmetros de projeto e arbitrando-se uma razão cíclica inferior à razão cíclica máxima é possível determinar o valor das indutâncias de entrada. Já a indutância de saída é dada a partir

de uma determinada ondulação de corrente tolerada, sendo válida para o conversor conectado à rede a equação (3.28).

3.2.1 ESTUDO DAS PERDAS DO CIRCUITO

Após análise do funcionamento e equacionamento do circuito, com a finalidade de verificar os modos de aprimorar o desempenho da estrutura, estudou-se os principais componentes, entendendo-se principais componentes neste subcapítulo como aqueles que possuem as maiores perdas de energia durante o funcionamento. A seguir está a tabela com valores das impedâncias medidos nos indutores, enquanto que os outros foram obtidos através de datasheets.

3.3 TÉCNICAS PARA MELHORIAS DE DESEMPENHO

Neste capítulo serão explicadas as técnicas a serem aplicadas ao circuito original a fim de melhorar seu desempenho. Sendo que, cada uma delas será aplicada separadamente e os resultados de cada uma serão comparados aos do circuito original.

3.3.1 PARALELISMO DE CONVERSORES

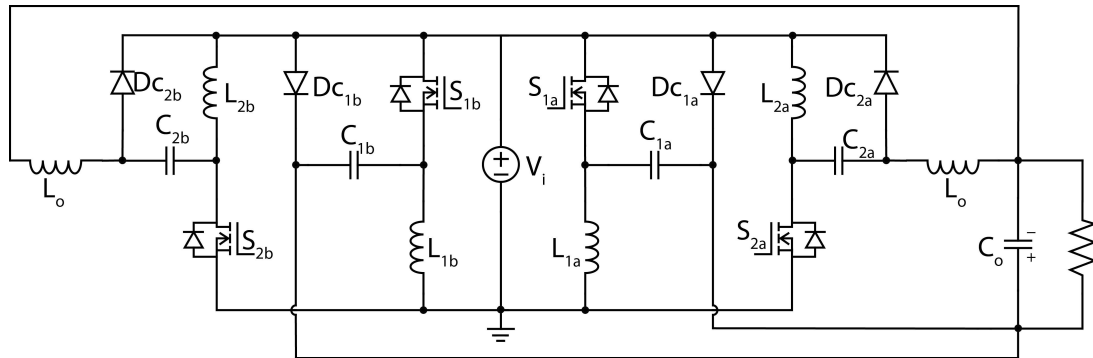
A técnica de paralelismo de conversores tem como princípio a divisão dos níveis de corrente que circulam através dos semicondutores, replicando-se os elementos do conversor. Podendo duplicar apenas um braço de comutação (um ramo composto por indutor, interruptor, diodo e capacitor) ou o conversor inteiro. Como o modo de operação escolhido para esse trabalho foi o modo descontínuo, tem-se picos de corrente significativos em todos os componentes. Sendo assim, com o objetivo de elevar o rendimento do microinversor em questão e reduzir os níveis de corrente nos componentes, aplicou-se essa técnica, a qual será detalhada a seguir.

Como a perdas por condução nos MOSFETS é dada por:

$$P_s = R_{DSon} \cdot I_{s_{rms}}^2 \quad (3.48)$$

Ao adicionar, por exemplo, um novo circuito idêntico ao original com suas entradas e saídas em paralelo é possível supor que a corrente em cada semicondutor será 50% da corrente que circulava em cada chave na topologia original. Como as perdas nos MOSFETs são proporcionais ao quadrado da corrente que circula por ele, mesmo que aumente o número de componentes, a corrente em cada um deles é inferior, reduzindo assim as perdas totais de condução do conversor e melhorando o rendimento da estrutura. O conversor resultante está apresentado na Figura 17.

Figura 17 – Conversor com elementos em paralelo

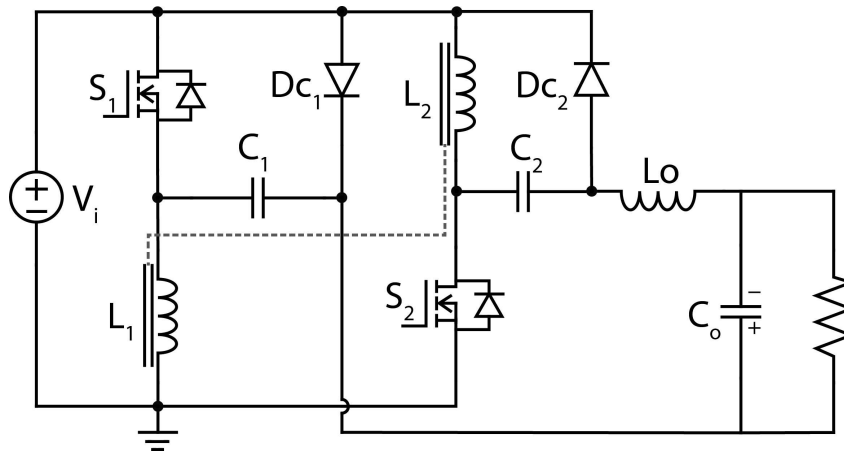


Fonte – Autoria própria

3.3.2 ACOPLAMENTO DE INDUTORES

O acoplamento de indutores consiste na confecção de dois ou mais indutores compartilhando o mesmo núcleo de ferrite. Tal técnica visa principalmente reduzir o número de componentes magnéticos do conversor, podendo também reduzir o volume total do conversor, elevar seu rendimento e torná-lo mais robusto. Desta maneira, o conversor com indutores acoplados está apresentado na Figura 18.

Figura 18 – Conversor com indutores acoplados



Fonte – Autoria própria

Além disso, de acordo com (LEE; WONG; CHENG, 2003), o acoplamento de elementos magnéticos também pode ser necessário para obter funções especiais (visando a redução de ondulações e/ou esforços das correntes e tensões no circuito), podendo também reduzir os gastos com energia pelos circuitos eletrônicos.

Essa técnica pode ser aplicada em conjunto com a citada anteriormente para contornar um dos problemas criados por ela que é o número elevado de elementos magnéticos.

Apesar de relativamente simples a aplicação desta técnica, deve-se ressaltar que dependendo das posições e operação dos indutores no circuito, após acoplados, eles podem influenciar

um sobre o funcionamento do outro. Isso será observado nos resultados práticos.

3.3.3 MULTIFASE

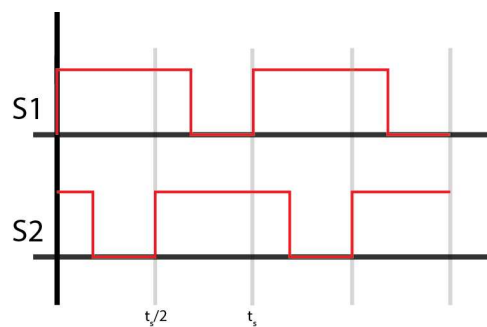
A operação multifase consiste em aplicar sinais de PWM diferentes em cada interruptor, defasando-os 360° sobre o número de elementos em paralelo. Desta maneira, as correntes em cada semicondutor permanecerão com o mesmo formato, mas serão deslocadas uma em relação à outra. Como a corrente no indutor de saída é dada pela soma das correntes em cada braço de comutação, tal defasamento resulta em uma redução da ondulação da corrente de saída, possibilitando a redução do volume do indutor de saída, visto que um dos fatores para seu dimensionamento é a ondulação da corrente que circula por ele.

A operação multifase pode ser combinada com a operação citada na seção anterior, mas como as correntes instantâneas em cada braço de comutação são diferentes, não é possível o acoplamento dos indutores. Caso existam mais de duas chaves semicondutoras o defasamento é dado por:

$$\frac{T_s}{n} \quad (3.49)$$

Onde T_s é o período de chaveamento e n é o número de chaves utilizadas. O sinal de comando dos interruptores S_1 e S_2 da topologia proposta aplicando comandos defasados está apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Comando defasado dos interruptores



Fonte – Autoria própria

Com isso, através do equacionamento e das etapas de operação apresentadas, a topologia proposta operando em condução descontínua se mostra bastante atrativa. Pois ela não necessita de técnicas de controle complexas e propõe um conversor de alto ganho sem a necessidade de transformadores. A técnica de paralelismo de elementos apresenta-se como um opção interessante para a elevação do rendimento do sistema, o acoplamento de indutores é uma solução para o elevado número de elementos magnéticos do sistema, sem alterar a sua operação e a operação multifase pode melhorar a qualidade da corrente injetada na rede.

4 RESULTADOS

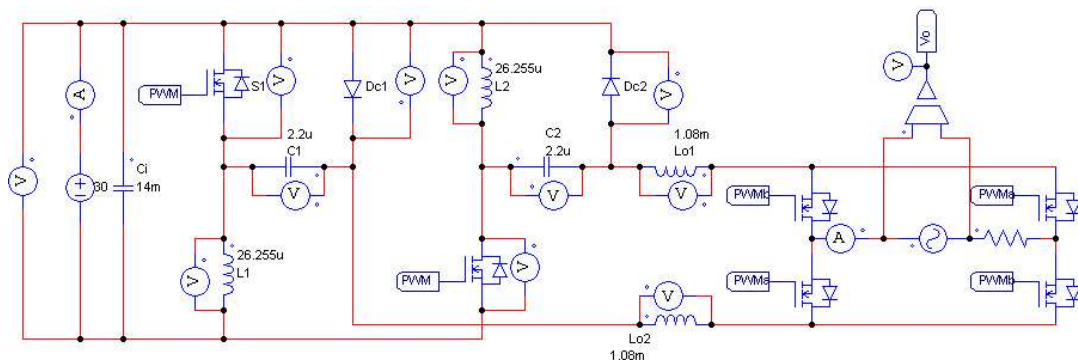
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Essa seção é dedicada à apresentação dos resultados de simulação para o conversor proposto e as respectivas melhorias propostas nesse trabalho.

A seguir são exibidas as imagens das formas de onda de tensão e corrente elétrica nos componentes do circuito, obtidas através de simulações computacionais do circuito original e dele com a adição das estruturas para melhoria de desempenho (paralelismo de conversores, acoplamento de indutores e multifase). Todas foram simuladas no programa PSIM (versão 9).

Para essa simulação, o circuito utilizado foi o indicado na Figura 20. Com os parâmetros calculados a partir das equações de projeto, apresentados na Tabela 1.

Figura 20 – Esquema utilizado para a simulação



Fonte – Autoria Própria

É importante mencionar que o indutor de saída da topologia foi dividido em dois indutores idênticos com metade da indutância (L_{o1} e L_{o2} na Figura 20), de maneira com que seja possível montar um filtro para a corrente de saída apenas ao adicionar um capacitor em paralelo à saída da etapa CC-CC.

Tabela 1 – Parâmetros utilizados na simulação

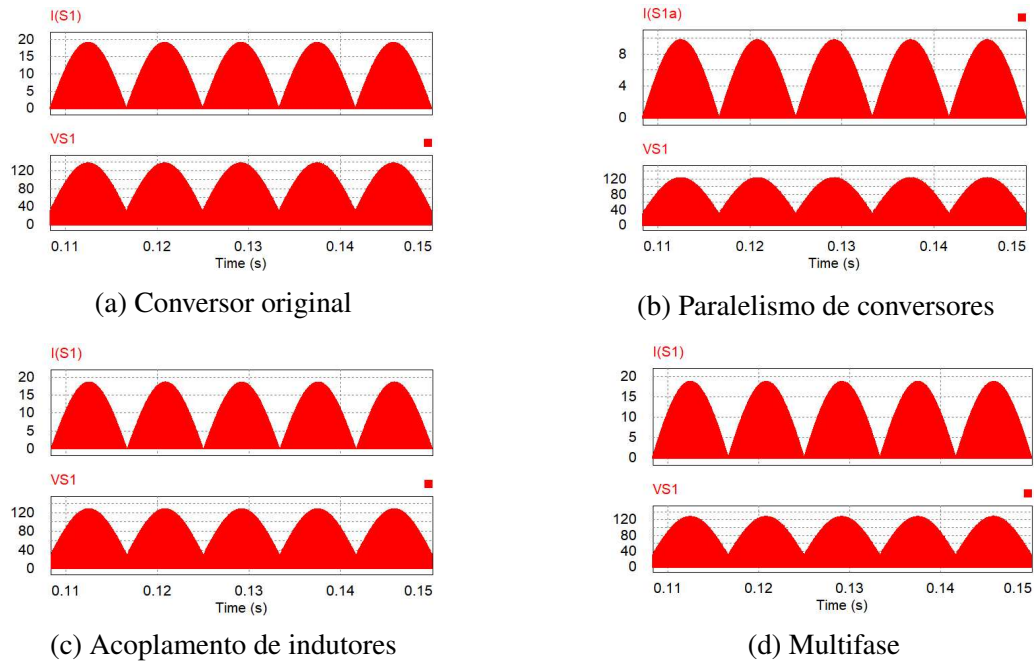
V_i	30V
$V_{o_{pk}}$	180V
L_1 e L_2	26, 225 μ H
L_{o1} e L_{o2}	1, 08mH
C_1 e C_2	2, 2 μ F
P	200W
D	0, 71

Para a simulação do paralelismo de elementos, o sinal de PWM de todos os interruptores da etapa CC-CC foi idêntico, sendo realizado o comando simultâneo dos semicondutores. Além disso, para manter a potência total injetada em 200 W, os indutores de entrada (L_1 e L_2) tiveram seu valor duplicado, ficando com uma indutância de 52,5 μ H, os demais componentes e parâmetros do circuito mantiveram-se os mesmos.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos para o circuito original, o circuito com paralelismo de conversores, com o acoplamento de indutores e com o defasamento dos sinais de PWM.

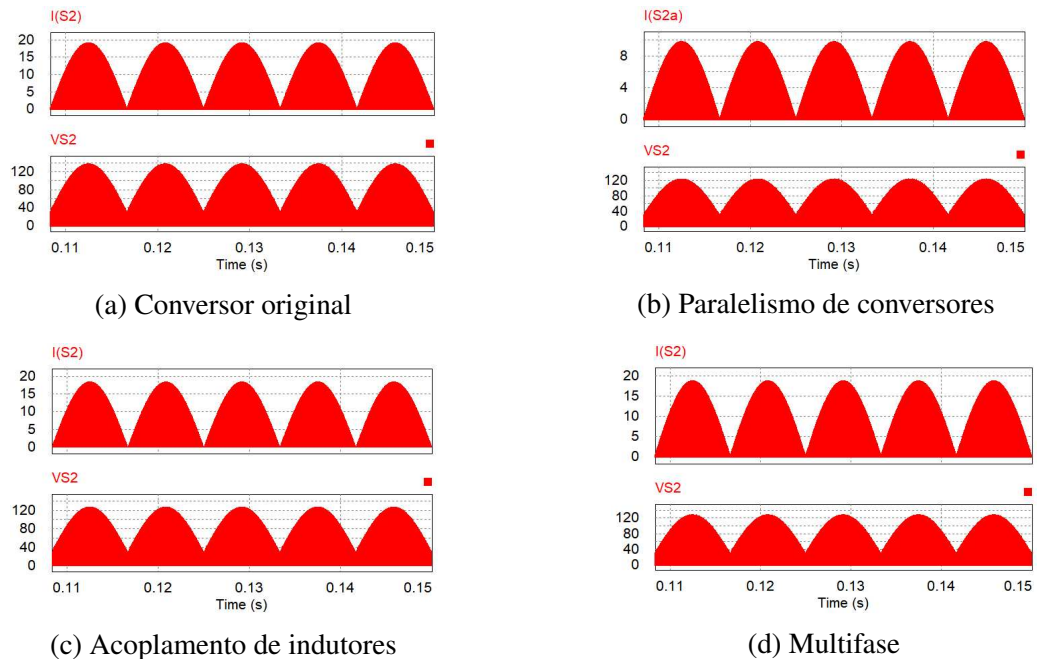
4.1.1 RESULTADOS PARA OS INTERRUPTORES

Figura 21 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência da rede



Fonte – Autoria Própria

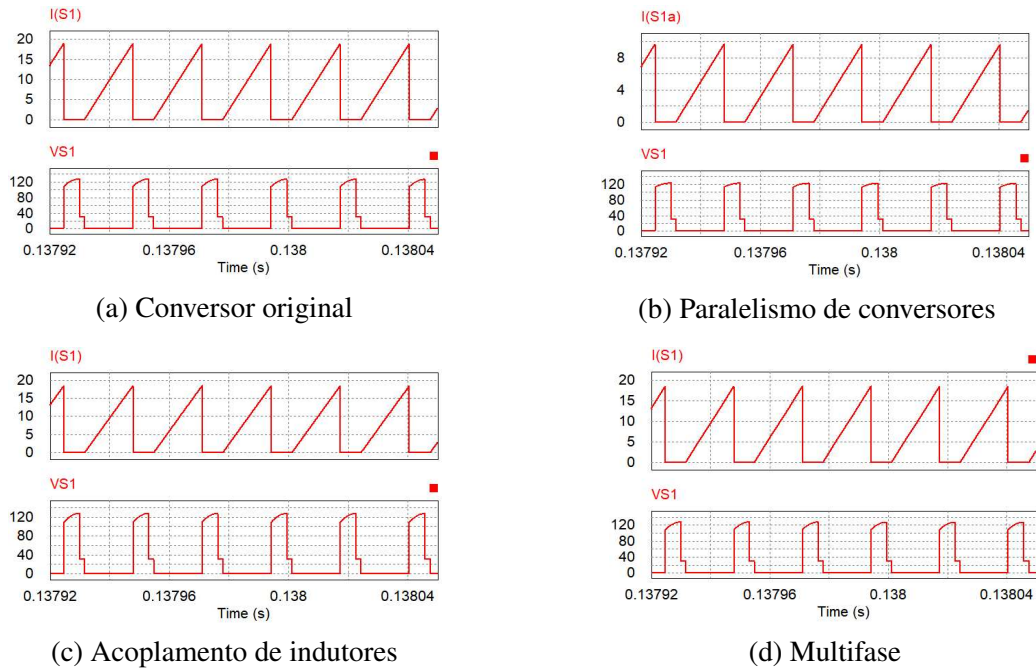
Figura 22 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência da rede



Fonte – Autoria Própria

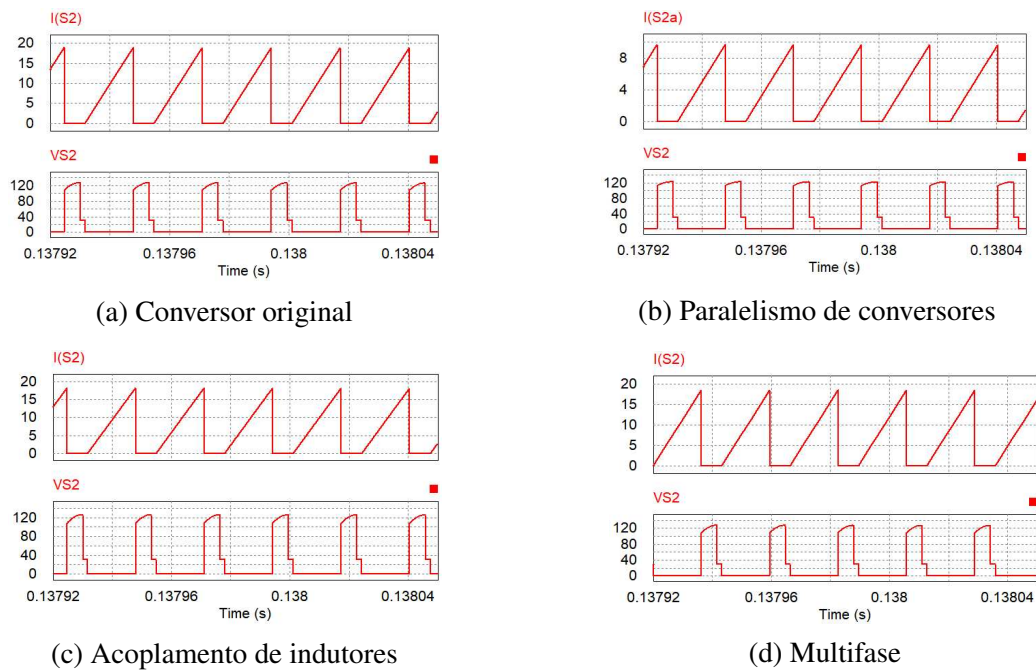
Analisando as Figuras 21 e 22, nota-se que os valores de tensão tanto para S_1 quanto para S_2 são próximos, além disso os valores permanecem similares para as quatro variações simuladas. Já a corrente, é fácil notar uma significativa redução na amplitude da corrente nos semicondutores ao utilizar-se a técnica de paralelismo de conversores.

Figura 23 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência de comutação



Fonte – Autoria Própria

Figura 24 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência de comutação



Fonte – Autoria Própria

Já para intervalos próximos ao período de comutação, as Figuras 23 e 23 mostram a redução da amplitude da corrente nos interruptores e que a tensão de pico é em torno de 130 V, conforme apresentado na Tabela 2.

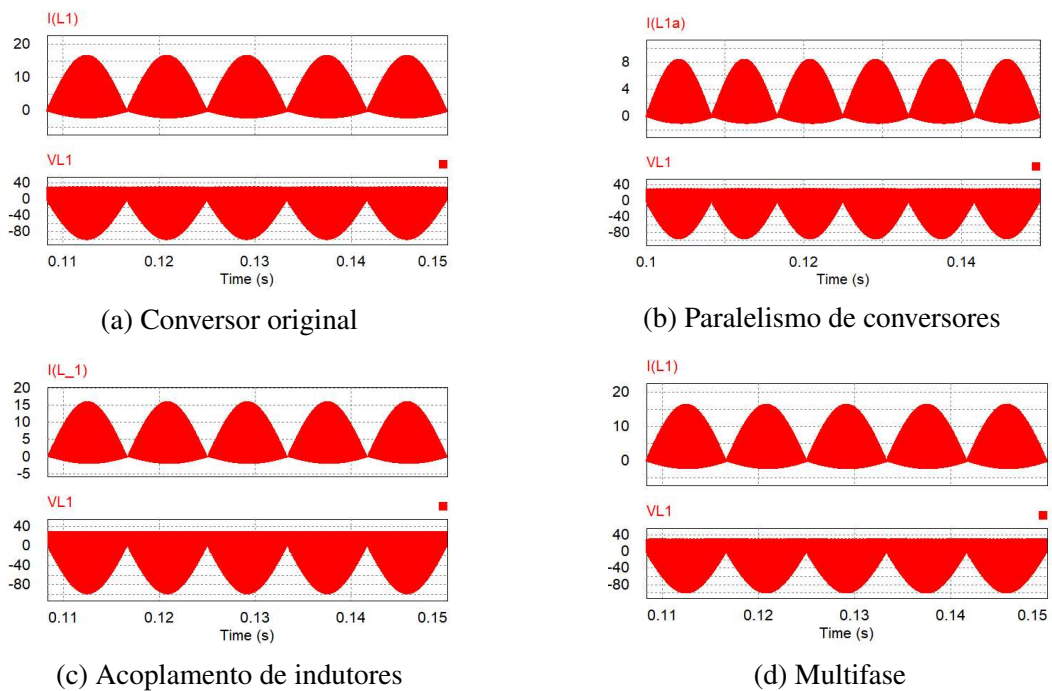
Tabela 2 – Principais valores medidos nos interruptores

	Original	Paralelismo	Acoplamento	Multifase
V_{S1pk} (V)	128,34	124,08	128,14	128,43
V_{S2pk} (V)	128,34	124,08	128,14	128,43
I_{S1rms} (A)	6,09	3,12	5,96	5,96
I_{S2rms} (A)	6,09	3,12	5,96	5,96

4.1.2 RESULTADOS NOS INDUTORES DE ENTRADA

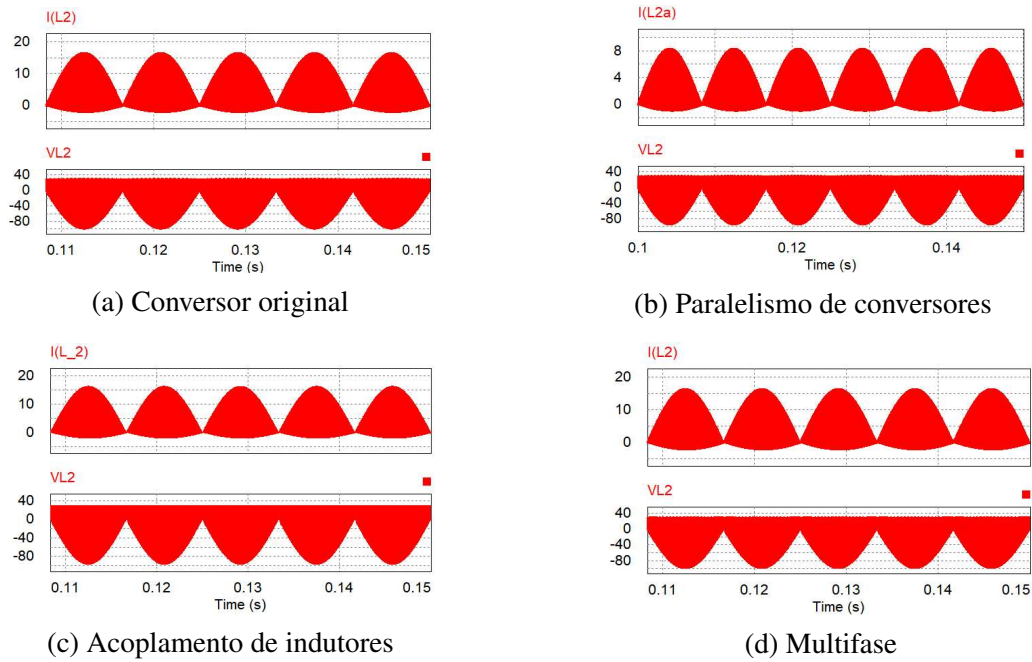
As Figuras 25 e 26 apresentam as formas de onda obtidas em simulação para tensão e corrente em L_1 e L_2 para um intervalo de tempo próximo à frequência da rede. Já as Figuras 27 e 28 mostram os resultados obtidos para alguns períodos de comutação próximo ao pico da senoide da rede.

Figura 25 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência da rede



Fonte – Autoria Própria

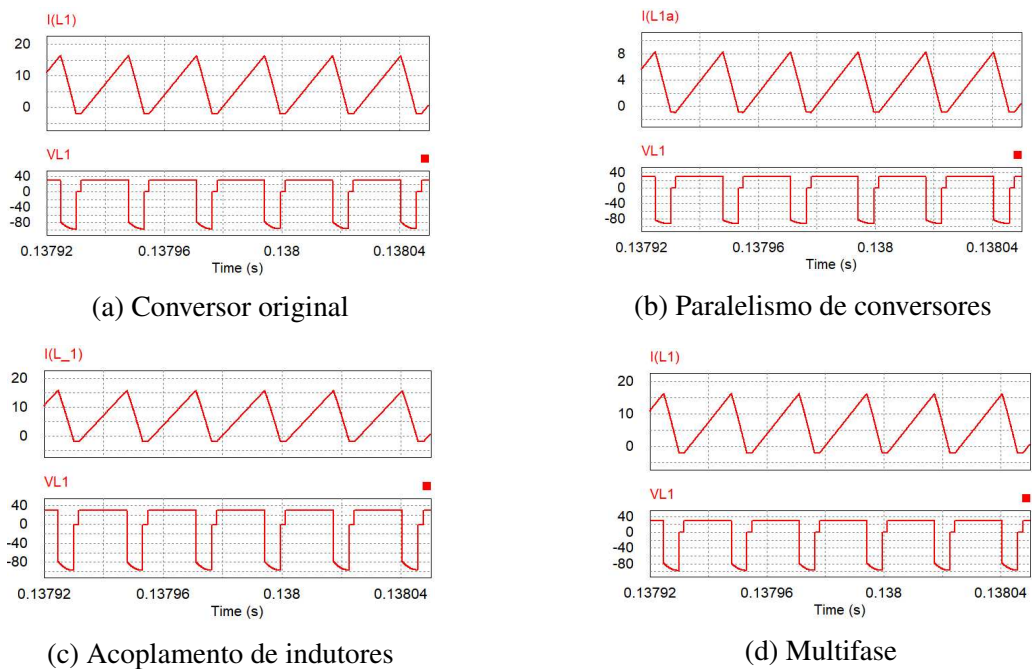
Figura 26 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência da rede



Fonte – Autoria Própria

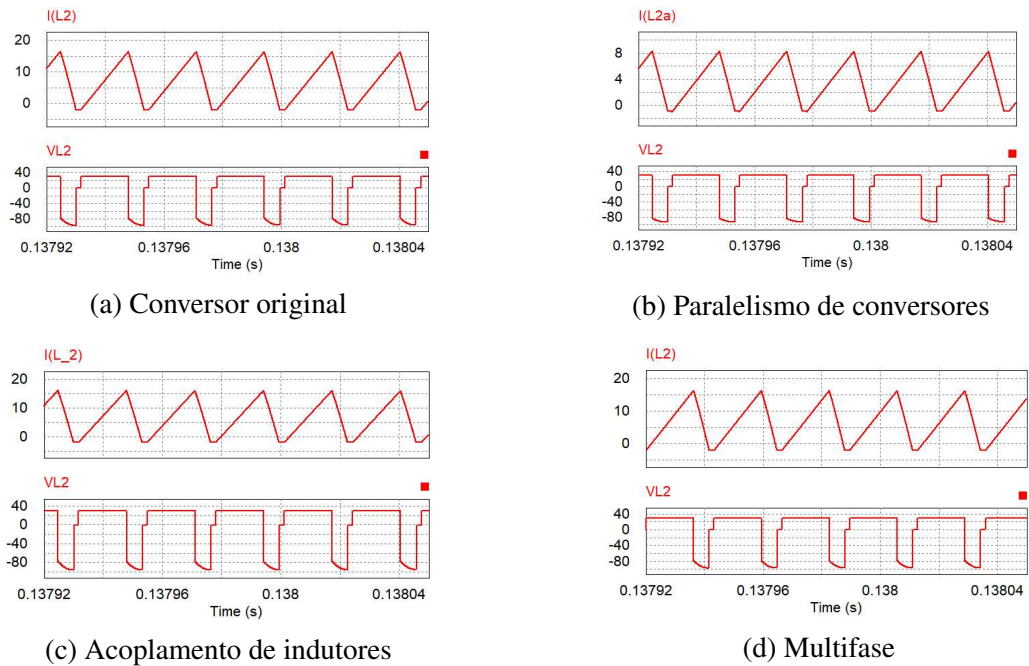
Assim como nas chaves semicondutoras, a amplitude da corrente no indutor é reduzida quando é aplicada a técnica de paralelismo de conversores. Para as demais técnicas, as tensões e correntes tanto em L_1 quanto em L_2 são iguais.

Figura 27 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência de comutação



Fonte – Autoria Própria

Figura 28 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência de comutação



Fonte – Autoria Própria

Ao analisar as formas de onda em intervalos de tempo menores, nota-se o defasamento da corrente causado pela operação multifase nas Figuras 27d e 28d. A Tabela 3 apresenta os principais valores de tensão e corrente obtidos para os indutores de entrada na simulação.

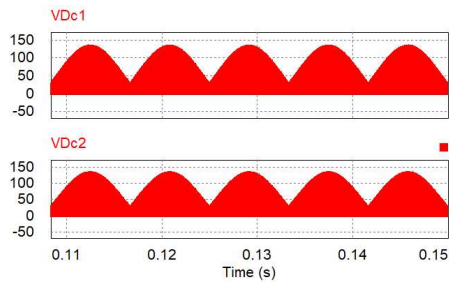
Tabela 3 – Principais valores medidos nos indutores de entrada

	Original	Paralelismo	Acoplamento	Multifase
V_{L1pk} (V)	98,34	94,08	98,15	98,43
V_{L2pk} (V)	98,34	94,08	98,15	98,43
I_{L1pk} (A)	16,72	8,41	16,34	16,59
I_{L2pk} (A)	16,72	8,41	16,34	16,59
I_{L1rms} (A)	5,95	3,00	5,82	5,89
I_{L2rms} (A)	5,95	3,00	5,82	5,89

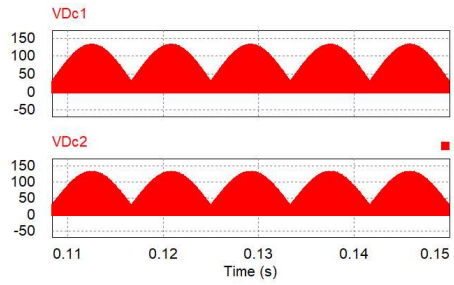
4.1.3 RESULTADOS NOS DIODOS

A Figura 29 apresenta as tensões nos diodos obtidas em simulação para um tempo próximo ao período da rede. Onde é possível perceber que as tensões sobre os diodos permanecem inalteradas para todas as combinações.

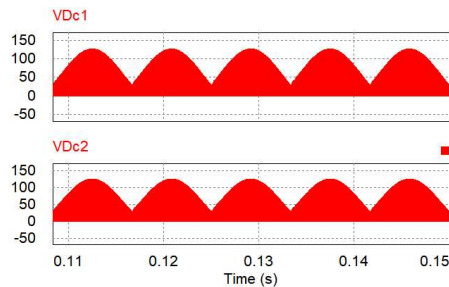
Figura 29 – Tensão em D_{C1} e D_{C2} - Frequência da rede



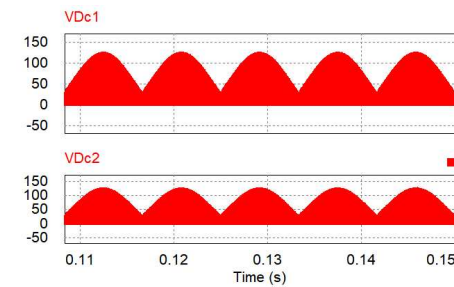
(a) Conversor original



(b) Paralelismo de conversores



(c) Acoplamento de indutores

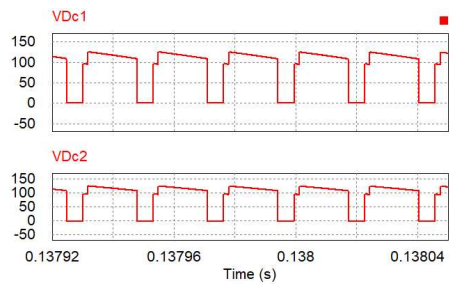


(d) Multifase

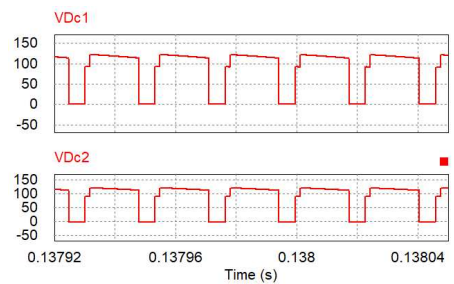
Fonte – Autoria Própria

Analisando a Figura 30 nota-se as três etapas de operação apresentadas anteriormente para o conversor. Além disso, é possível perceber o defasamento causado pelo comando defasado dos interruptores.

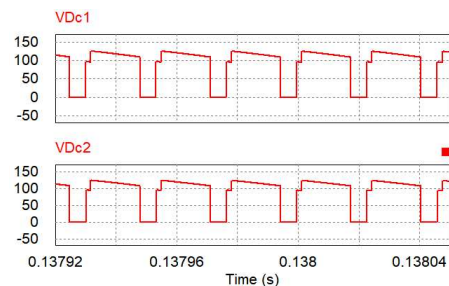
Figura 30 – Tensão em D_{C1} e D_{C2} - Frequência de comutação



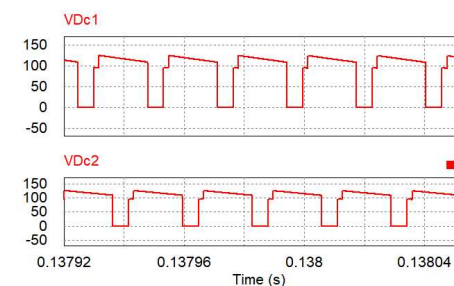
(a) Conversor original



(b) Paralelismo de conversores



(c) Acoplamento de indutores



(d) Multifase

Fonte – Autoria Própria

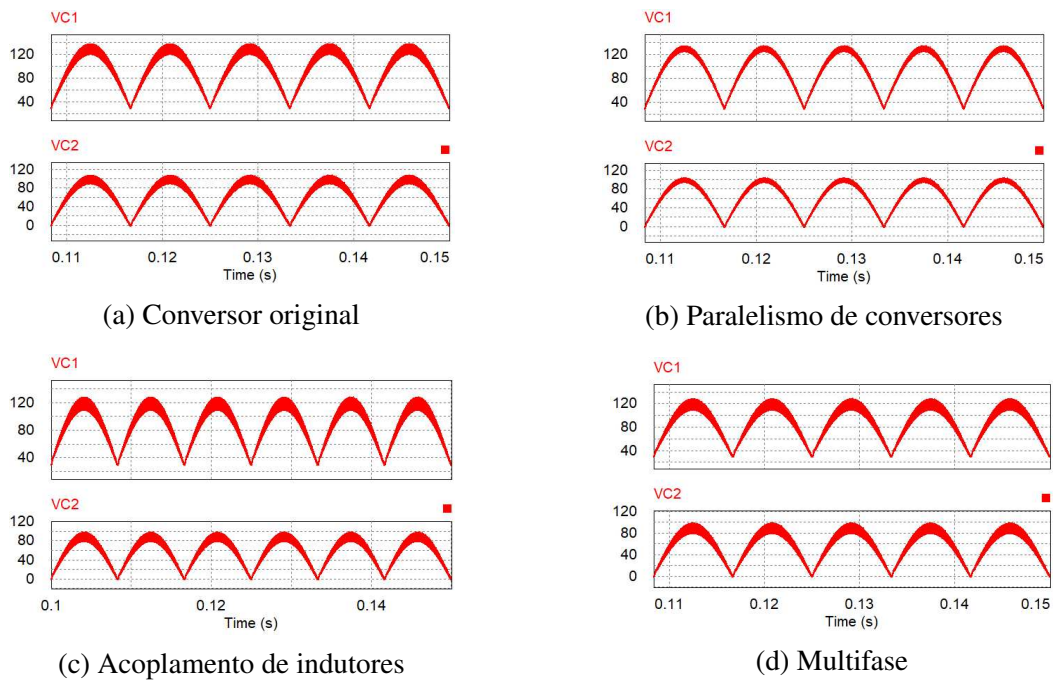
A Tabela 4 mostra alguns valores obtidos em simulação para os diodos. Onde vale destacar que a corrente média nos diodos também é reduzida na operação com paralelismo de conversores.

Tabela 4 – Principais valores medidos nos diodos

	Original	Paralelismo	Acoplamento	Multifase
V_{Dc1pk} (V)	126,78	123,40	126,62	126,75
V_{Dc2pk} (V)	126,78	123,40	126,62	126,75
I_{Dc1med} (A)	1,45	0,74	1,42	1,42
I_{Dc2med} (A)	1,45	0,74	1,42	1,42

4.1.4 RESULTADOS NOS CAPACITORES

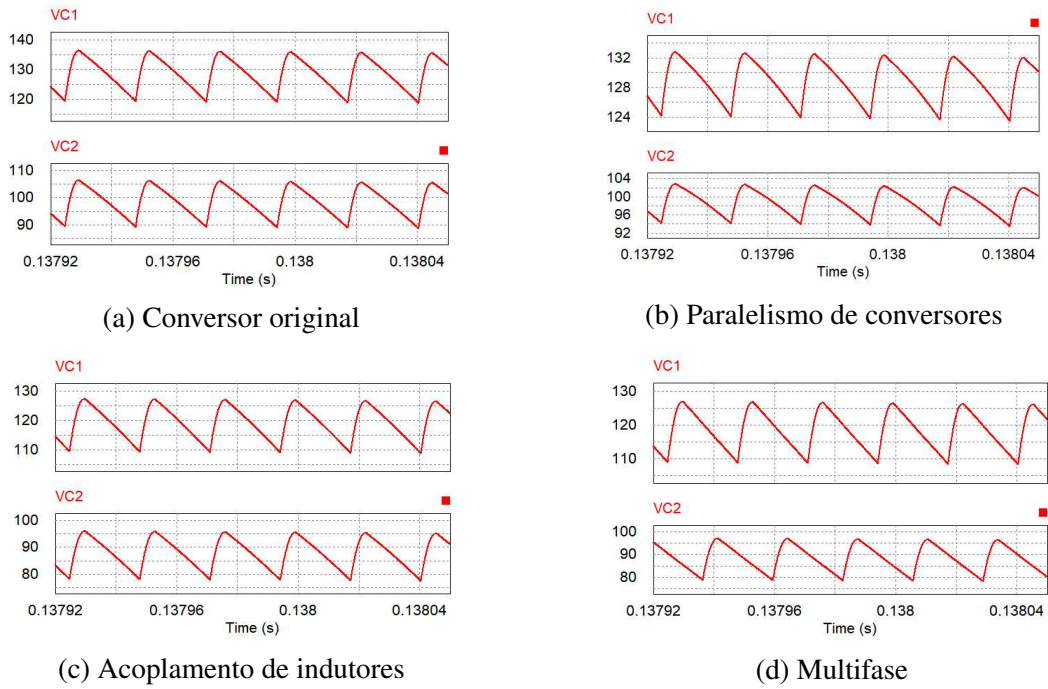
A Figura 31 mostra as tensões nos capacitores C_1 e C_2 em relação à frequência da rede. Onde é possível perceber que há um deslocamento de 30 V (tensão de entrada) entre a tensão de C_1 em relação à C_2 .

Figura 31 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência da rede

Fonte – Autoria Própria

Já na Figura 32 é apresentado os resultados de tensão nos capacitores para um período de chaveamento, onde nota-se que há uma ondulação da tensão de cerca de 15 V no instante do pico da rede.

Figura 32 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência de comutação



Fonte – Autoria Própria

Ao observar os resultados apresentados na Tabela 5, confirma-se que as tensões não se alteram ao introduzir as técnicas propostas.

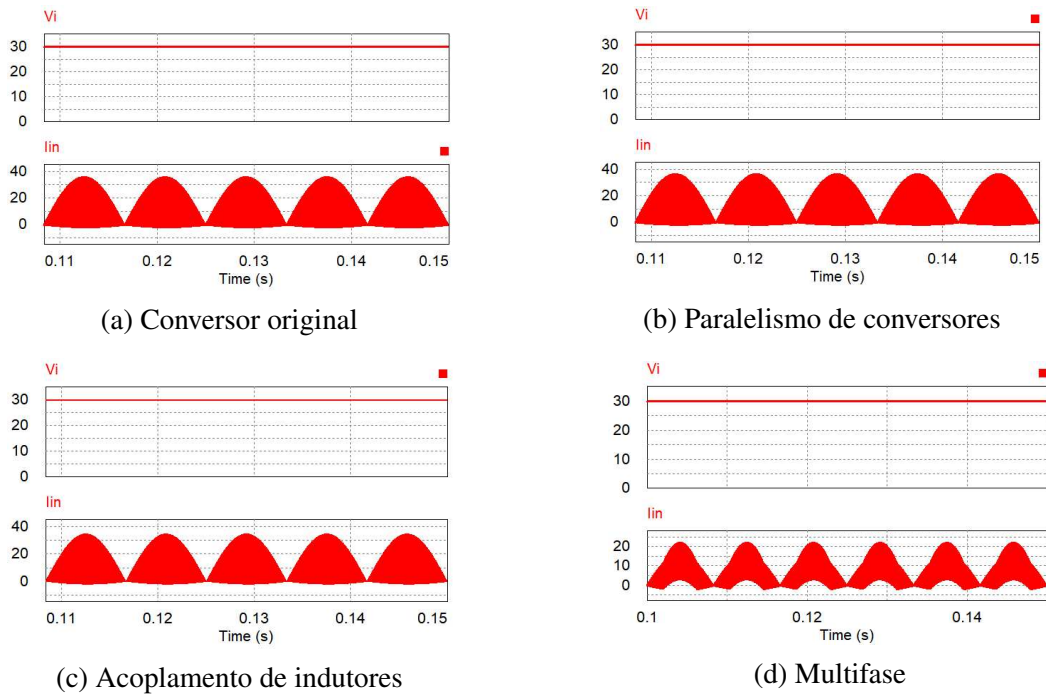
Tabela 5 – Principais valores medidos nos capacitores

	Original	Paralelismo	Acoplamento	Multifase
$V_{C1_{med}}$ (V)	87,24	87,24	87,24	87,24
$V_{C2_{med}}$ (V)	57,24	57,24	57,24	57,24
$I_{C1_{rms}}$ (A)	3,48	1,75	3,40	3,43
$I_{C2_{rms}}$ (A)	3,48	1,75	3,40	3,43

4.1.5 RESULTADOS NA ENTRADA

As formas de onda da tensão e corrente na entrada estão apresentadas na Figura 33. Nela é possível visualizar que a corrente de entrada também tem uma ondulação em 120 Hz, devido à forma com que a corrente de saída é gerada.

Figura 33 – Tensão e corrente de entrada

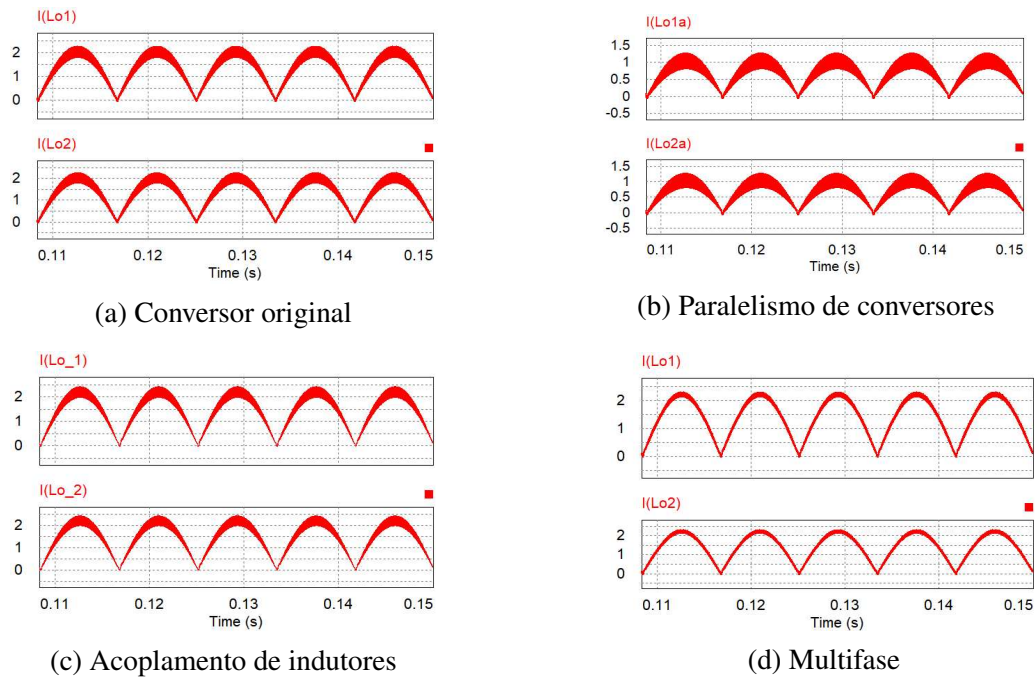


Fonte – Autoria Própria

4.1.6 RESULTADOS NOS INDUTORES DE SAÍDA

Conforme apresentado na Figura 34, nota-se que para o conversor original e para o acoplamento de indutores a ondulação de corrente é igual. Para o paralelismo de indutores a ondulação também tem o mesmo valor, mas como a amplitude da corrente é dividida entre dois conversores, a ondulação relativa é superior, já na operação multifase ela é realmente reduzida.

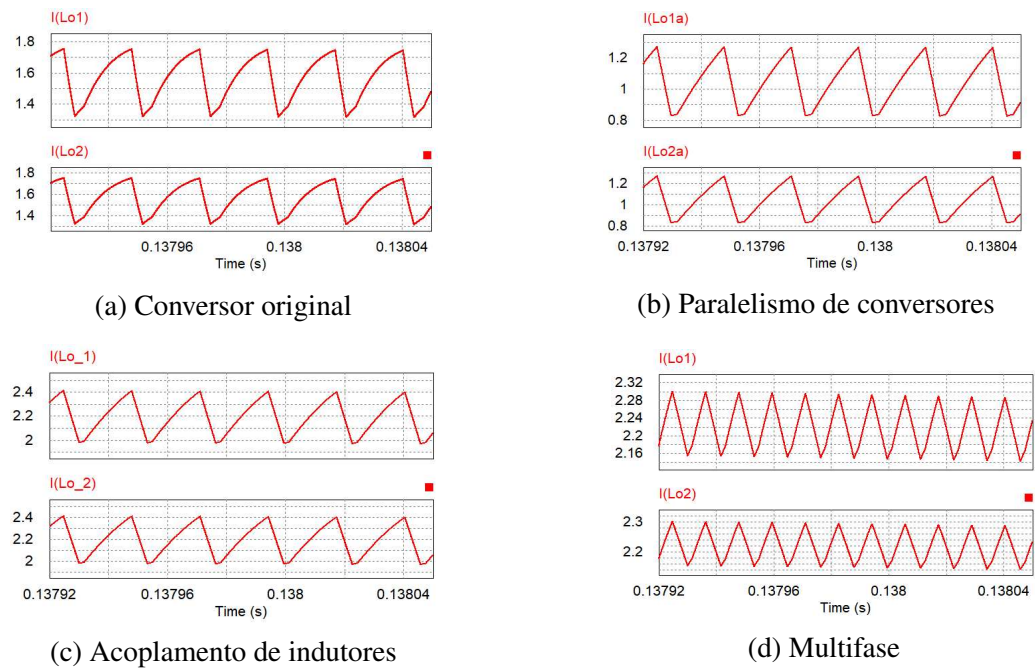
Figura 34 – Corrente em L_{O1} e L_{O2} - Frequência da rede



Fonte – Autoria Própria

A figura 35 apresenta o detalhe da corrente nos indutores de saída para a frequência de chaveamento, sendo possível analisar mais detalhadamente a ondulação citada acima. Ainda nota-se também que a ondulação para o caso do multifase tem o dobro da frequência dos demais casos, devido ao chaveamento defasado.

Figura 35 – Corrente em L_{O1} e L_{O2} - Frequência de comutação



Fonte – Autoria Própria

A Tabela 6 apresenta os valores medidos para a corrente dos indutores de saída. Onde o valor de pico a pico mostrado refere-se à ondulação medida para o pico da corrente de saída.

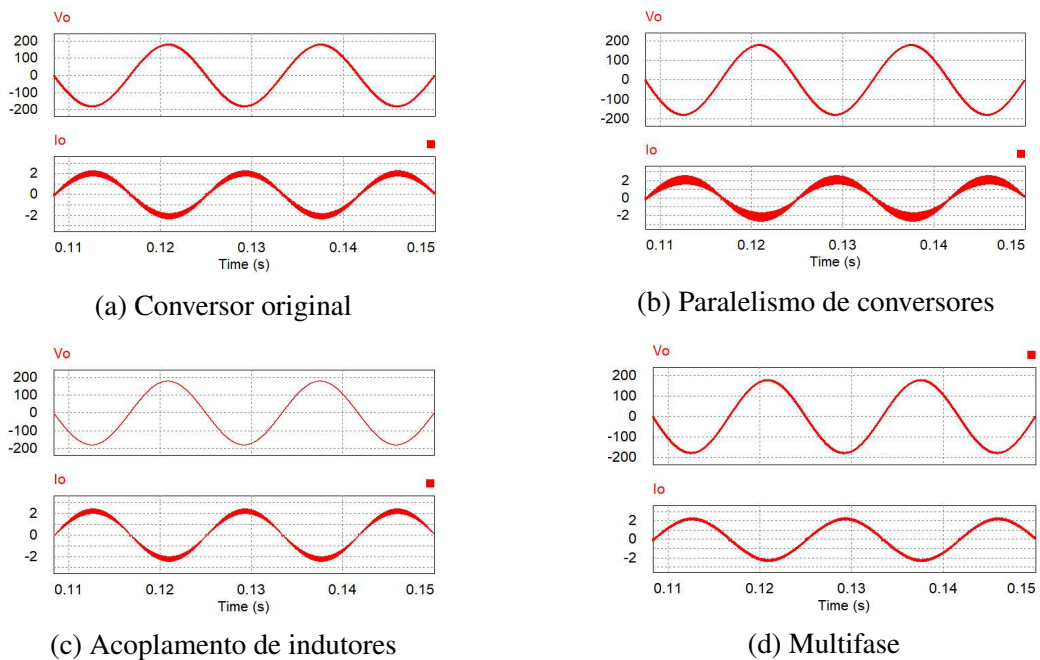
Tabela 6 – Principais valores medidos nos indutores de saída

	Original	Paralelismo	Acoplamento	Multifase
$I_{Lo1_{rms}}$ (A)	1,61	0,83	1,58	1,58
$I_{Lo2_{rms}}$ (A)	1,61	0,83	1,58	1,58
$I_{Lo1_{pk-pk}}$ (A)	0,44	0,44	0,43	0,15
$I_{Lo2_{pk-pk}}$ (A)	0,44	0,44	0,43	0,15

4.1.7 RESULTADOS NA SAÍDA

As formas de onda da tensão e corrente na saída do conversor estão apresentadas na Figura 36. Para essas imagens, percebe-se as diferentes ondulações na corrente de saída, fator que pode prejudicar a qualidade da mesma.

Figura 36 – Tensão e corrente de saída



Fonte – Autoria Própria

Sendo assim, os principais valores simulados para cada uma das técnicas citadas acima estão apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Principais valores simulados

	$I_{L_{rms}}$ (A)	$I_{Lo_{rms}}$ (A)	$I_{S_{rms}}$ (A)	$I_{Dc_{med}}$ (A)	ΔI_{Lo} (A)
Original	5,95	1,61	6,09	1,45	0,44
Paralelismo	3,00	0,83	3,12	0,74	0,44
Acoplamento	5,82	1,58	5,96	1,42	0,43
Multifase	5,89	1,58	5,96	1,42	0,15

Através da análise da Tabela 7 é possível verificar e comparar os valores das correntes no circuito original e nele com as diferentes técnicas de melhorias aplicadas. Comparando-se a linha um e dois da tabela, percebe-se que os valores da corrente nos componentes do circuito são reduzidos à metade e conforme já citado, através dessa redução pretende-se reduzir as perdas e elevar o rendimento da estrutura. Os valores da linha três não diferem significativamente em relação ao resultados do circuito original, pois os resultados esperados do acoplamento de indutores compreendem melhorias em relação a quantidades de elementos magnéticos e possivelmente não irão alterar o funcionamento do circuito. Por fim, ao analisar a última linha da tabela, respectiva a técnica do multifase, percebe-se que as alterações mais significantes são em relação redução da ondulação da corrente e portanto, redução da taxa de distorção harmônica, aprimorando-se assim o funcionamento da estrutura.

4.1.8 ANÁLISE DE PERDAS

Para poder entender onde estão localizadas as principais perdas do circuito, foi realizada uma análise de perdas. Para isso, a partir da simulação foram obtidos as potências dissipadas nos componentes. O PSIM possui um elemento equivalente para os semicondutores (Diodos, IGBTs e MOSFETs) onde é possível entrar com os parâmetros fornecidos pelos *datasheets* dos componentes e então o simulador fornece as perdas de condução e comutação de cada elemento. Tal função foi utilizada para obter as perdas nos interruptores e nos diodos. Para os indutores, foram medidas as resistências dos indutores montados, tal resistência foi multiplicada pela corrente eficaz ao quadrado medida na simulação para obter as perdas no cobre para cada indutor. Já para as perdas nos núcleos, foi utilizada a equação (4.1), apresentada por Barbi, Font e Alves (2002).

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f + K_f \cdot f^2) \cdot V_e \quad (4.1)$$

Onde:

- ΔB : Densidade de fluxo projetado para o indutor
- K_h : Parâmetro relativo ao núcleo (utilizado $4 \cdot 10^{-5}$ para os núcleos Thornton)
- K_f : Parâmetro relativo ao núcleo (utilizado $4 \cdot 10^{-10}$ para os núcleos Thornton)
- f : Frequência de comutação
- V_e : Volume do núcleo

Os parâmetros utilizados para as perdas nos indutores estão apresentados na Tabela 8. Para a simulação das perdas nos semicondutores foi utilizado o interruptor IRFP4768 e os diodos Schottky MBR20200CT, mesmos componentes utilizados no protótipo experimental.

Tabela 8 – Parâmetros dos indutores

Parâmetro	Indutor de entrada	Indutor de saída
ΔB	0,28	0,3
Núcleo	NEE-30/15/14 (Thornton)	NEE-30/15/07 (Thornton)
Volume	8174 mm ³	4000 mm ³
Condutor	2 x LITZ 50xAWG34	AWG21
Resistência série	40 m Ω	400 m Ω
Corrente eficaz	5,95 A	1,16 A

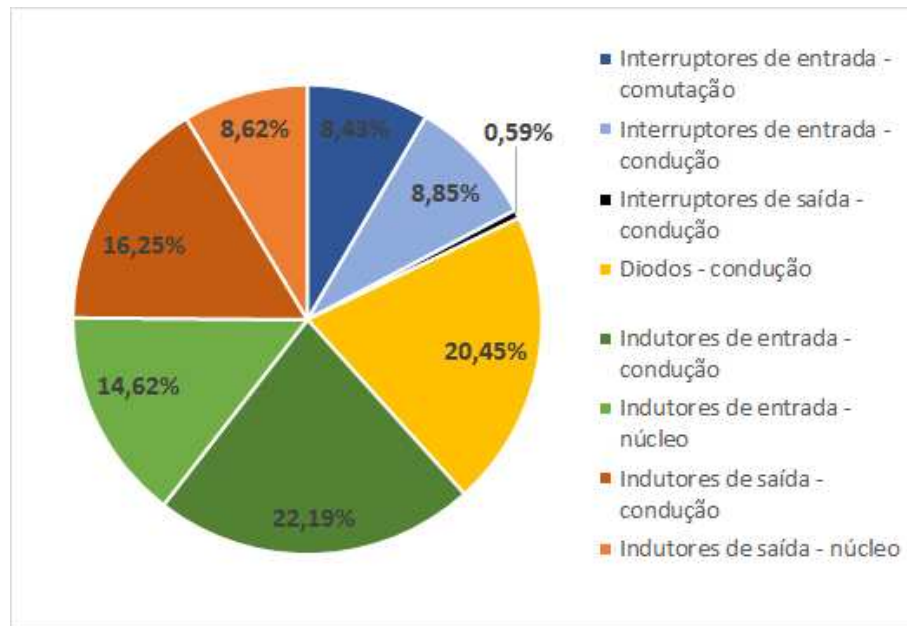
Como os diodos são do tipo Schottky, suas perdas de comutação podem ser desprezadas, visto que o mesmo praticamente não possui recuperação reversa. Já para os interruptores de saída, as perdas de comutação não foram consideradas pois a frequência de comutação é baixa (60 Hz) e no momento de comutação a corrente de saída estará no cruzamento por zero. Os resultados obtidos para as perdas estão apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Perdas nos componentes do circuito

Componente	Perdas (W)	Perdas (%)
Interruptores de entrada - comutação	1,08	8,43%
Interruptores de entrada - condução	1,13	8,85%
Interruptores de saída - condução	0,08	0,59%
Diodos - condução	2,61	20,45%
Indutores de entrada - condução	2,83	22,19%
Indutores de entrada - núcleo	1,87	14,62%
Indutores de saída - condução	2,07	16,25%
Indutores de saída - núcleo	1,10	8,62%
TOTAL	12,76	100,00%

Com os valores das perdas em mãos, montou-se um gráfico do tipo pizza para facilitar a visualização dos pontos críticos do conversor, mostrado na Figura 37. Analisando o gráfico, nota-se que os interruptores possuem menor significância nas perdas. Já o ponto mais crítico é as perdas nos enrolamentos dos indutores de entrada, mesmo sendo utilizados condutores do tipo Litz, que possuem menores perdas em altas frequências e a densidade de corrente projetada também foi baixa (350 A/cm²). Em seguida tem-se os diodos representando cerca de 20% das perdas totais, sendo interessante a utilização de diodos com menor queda de tensão. As perdas nos enrolamentos dos indutores de saída também são significativas, assim como as perdas no núcleo do indutor de entrada.

Figura 37 – Gráfico comparativo das perdas nos componentes.



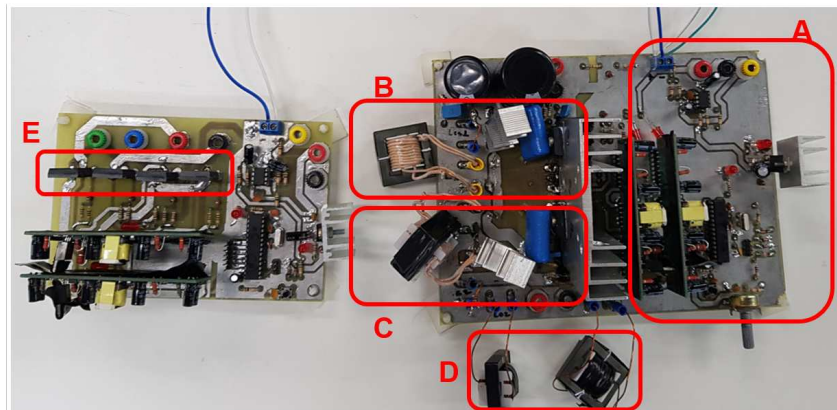
Fonte – Autoria Própria

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este subcapítulo é dedicado à apresentação dos resultados e análises dos dados obtidos experimentalmente através das montagens e testes dos circuitos propostos neste trabalho. O circuito prático foi desenvolvido e montado, a Figura 38 ilustra o protótipo desenvolvido do conversor *Cuk* de alto ganho com indutores chaveados estudado por Morais. A placa à direita é responsável pela etapa CC-CC e a placa à esquerda a etapa CC-CA. Ambas foram construídas para a realização deste trabalho.

Para a operação com uma fonte CA na saída do inversor, é necessário sincronizar os sinais de PWM com a tensão da rede. Para isso é utilizado um algoritmo de PLL (*phase locked loop*), que consiste em sincronizar uma senóide unitária interna ao processador com a tensão da rede, fazendo com que o produto interno entre elas seja nulo. O resultado do produto interno é comparado com 0 e o erro passa por um controlador PI. O algoritmo implementado para o dsPIC e a técnica do PLL é melhor explicada em (MORAIS, 2017).

Figura 38 – Fotografia do protótipo - Circuito original



Fonte – Autoria própria

As descrições das áreas demarcadas na Figura 38 para reconhecimento do circuito são as seguintes:

- A) Área da placa destinada ao controle e comando do circuito, nela se encontra um processador dsPIC30f3010, responsável por gerar pulsos através do PWM e assim garantir o correto acionamento dos drivers, por conseguinte a operação das chaves S1 e S2 do conversor CC-CC e S3 a S6 do conversor CC-CA;
- B) Exibe o interruptor (S1), capacitor (C1), diodo (D1) e indutor (L1);
- C) Exibe o interruptor (S2), capacitor (C2), diodo (D2) e indutor (L2);
- D) Indutores de saída Lo1 e Lo2;
- E) Quatro interruptores em ponte completa.

Para esses teste, os parâmetros utilizados estão apresentados na Tabela 10

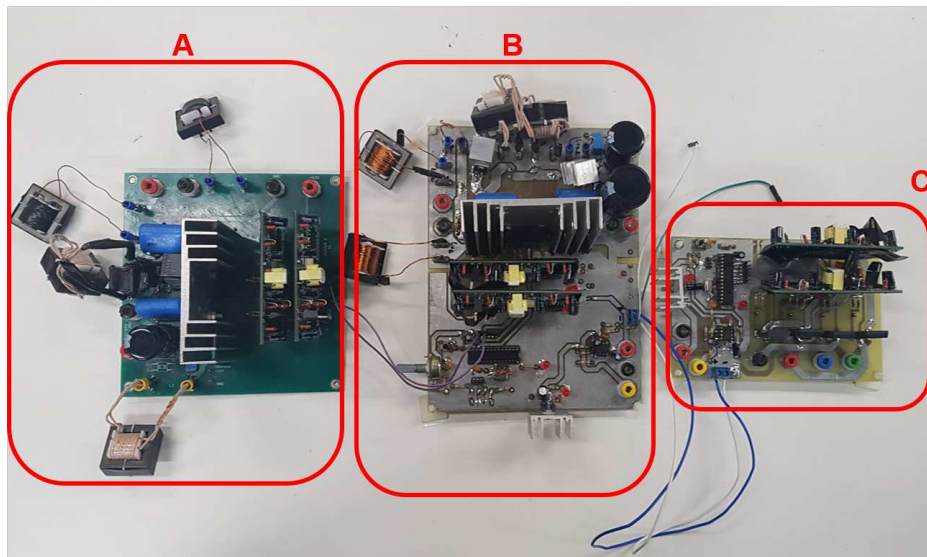
Tabela 10 – Parâmetros utilizados no protótipo

V_i	30V
V_{Opk}	180V
L_1	28,4 μ H
L_2	28,1 μ H
L_{o1}	1,47mH
L_{o2}	1,23mH
C_1 e C_2	2,2 μ F
P	200W
D	0,71
S_1 a S_6	IRFP4768
Dc_1 e Dc_2	MBR20200CT

Em seguida, uma nova placa responsável pela etapa CC-CC foi montada e conectada em paralelo a placa CC-CC do circuito original. Para esse teste, foram confeccionados novos

indutores, com o dobro da indutância original (cerca de $52,5 \mu\text{H}$), de maneira que a potência total injetada se mantivesse a mesma. Todos os outros componentes e disposições na placa se mantiveram sem modificações. Além disso, o comando dos interruptores de ambas as placas da etapa CC-CC (S_{1a} , S_{2a} , S_{1b} e S_{2b} da Figura 17) foram idênticos. A montagem do circuito pode ser observado na Figura 39.

Figura 39 – Fotografia do protótipo - Paralelismo



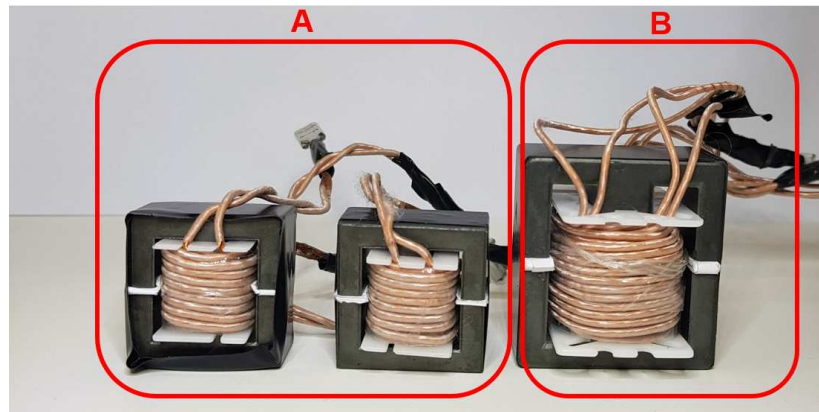
Fonte – Autoria própria

As áreas delimitadas em vermelho na Figura 39 representam:

- A) Placa 1 responsável pela etapa CC-CC;
- B) Placa 2 responsável pela etapa CC-CC;
- C) Placa responsável pela etapa CC-CA.

Posteriormente, a fim de aplicar a técnica do acoplamento de indutores, os indutores L_1 e L_2 foram acoplados em um único núcleo. Igualmente, os indutores de saída Lo_1 e Lo_2 foram acoplados em outro núcleo. Através das Figuras 40 e 41 é possível observar os indutores individuais ao lado dos seus respectivos acoplados.

Figura 40 – Acoplamento dos indutores de entrada

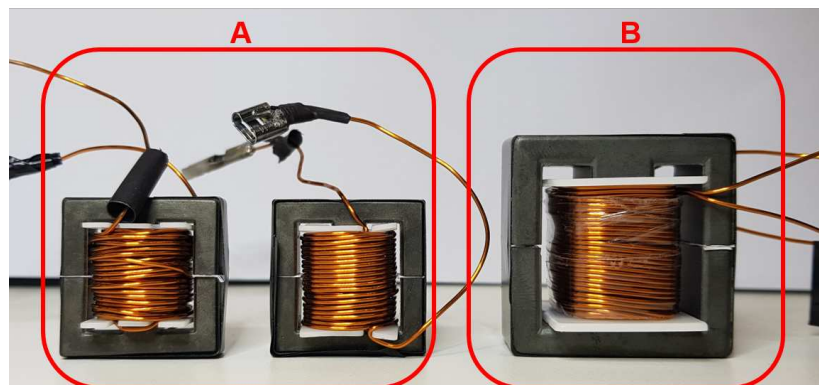


Fonte – Autoria própria

Sendo,

- A) Indutores de entrada L1 e L2 não acoplados ($L1 = 28,4 \mu\text{H}$ e $L2 = 28,1 \mu\text{H}$);
- B) Indutores de entrada L1 e L2 acoplados ($L1 = 11,5 \mu\text{H}$ e $L2 = 11,06 \mu\text{H}$).

Figura 41 – Acoplamento dos indutores de saída



Fonte – Autoria própria

Sendo,

- A) Indutores de saída Lo1 e Lo2 não acoplados ($L1 = 1,47\text{mH}$ e $L2 = 1,23\text{mH}$);
- B) Indutores de saída Lo1 e Lo2 acoplados ($L1 = 1,02\text{mH}$ e $L2 = 1,0\text{mH}$).

Deve-se notar que houveram alterações quanto aos valores das indutâncias de entrada L1 e L2. Isso ocorreu devido a um funcionamento diferente do esperado no momento em que foi aplicada a técnica do acoplamento de indutores. Sendo assim, foi necessário essa redução da indutância a fim de que fosse possível manter a potência nominal de saída em 200W, com a tensão nominal de 30V na entrada e mantendo a operação do circuito em DCM. A seguir serão exibidos os resultados dessa técnica e sua operação poderá ser melhor compreendida.

Quanto a comutação suave, esta se mostra uma solução possível, no entanto um pouco complexa comparada aos benefícios esperados. Sendo assim, visto que a entrada em condução já ocorre com perdas nulas, verificou-se que haveria grande probabilidade de a estrutura adicionada para operação em comutação suave causar mais perdas de potência e assim diminuísse o rendimento da estrutura.

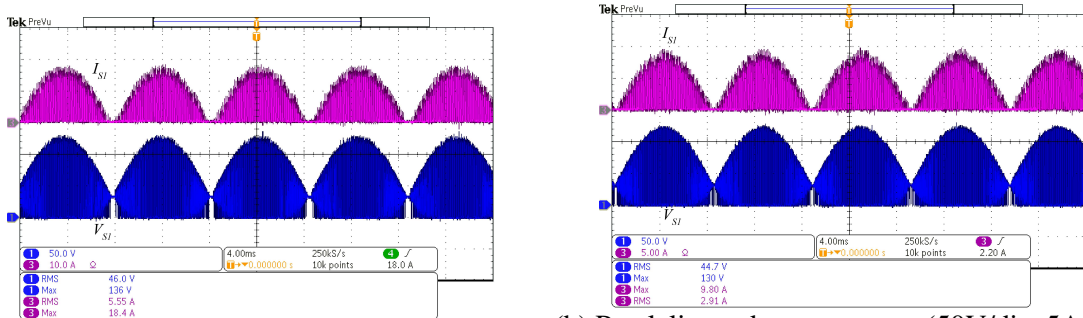
Por fim, quanto ao multifase, ao analisar os limites e funcionalidades do processador dsPIC30f3010, percebeu-se que este não havia funções para a implementação do defasamento dos sinais de PWM. Sendo assim, seria necessário utilizar um processador mais robusto para aplicação prática de tal técnica. Devido a essa limitação, optou-se por apenas apresentar os resultados computacionais.

Devido a não viabilidade de implementação das técnicas de comutação suave e multifase neste trabalho, as próximas imagens desse subcapítulo serão compostas apenas pelos resultados práticos do circuito original, deste com o paralelismo de conversores e também com o acoplamento de indutores. Sendo cada técnica aplicada separadamente à estrutura original.

4.2.1 RESULTADOS NOS INTERRUPTORES

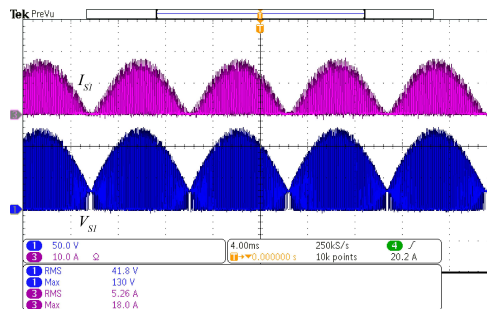
Observando-se as Figuras 42 e 43, nota-se os valores de pico da corrente elétrica foram reduzidos pela metade ao aplicar a técnica do paralelismo de conversores. Isso pode ser percebido ao verificar as amplitudes e escalas das imagens.

Figura 42 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência da rede



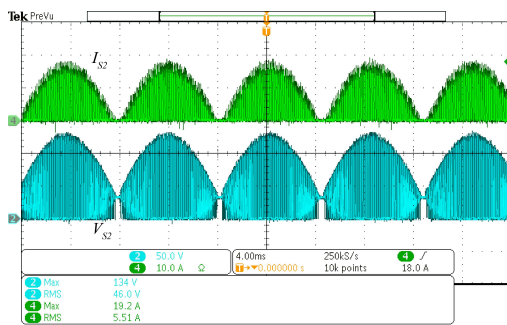
(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 4ms/div)

(b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 4ms/div)

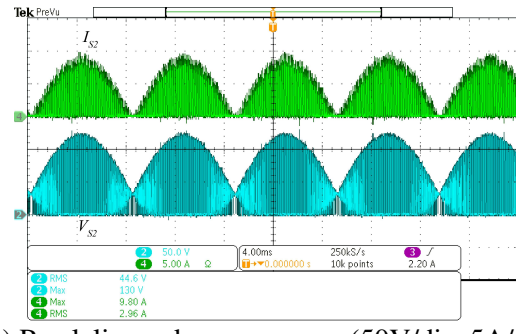


(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 4ms/div)

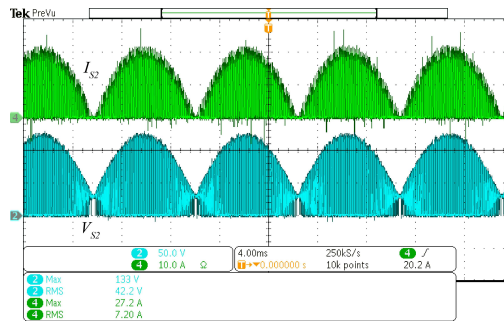
Figura 43 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência da rede



(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 4ms/div)



(b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 4ms/div)

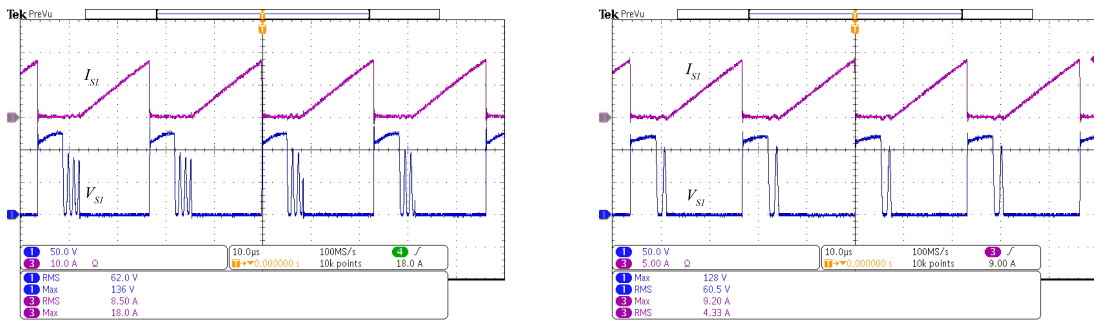


(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 4ms/div)

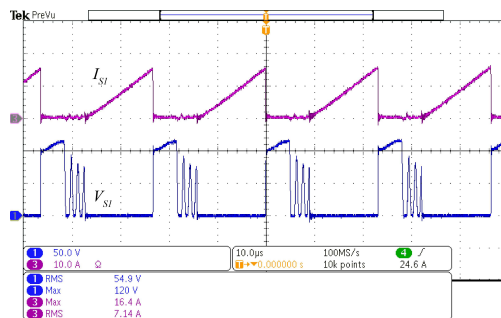
Fonte – Autoria Própria

As formas de onda de tensão e corrente nas chaves S_1 e S_2 , exibidas nas figuras abaixo, ficaram próximas ao esperado de acordo com a simulações. Notando apenas uma diferença (aumento) na corrente que passa através da chave S_2 durante a aplicação do acoplamento de indutores. Isso ocorreu devido a um comportamento diferente do esperado do indutor acoplado L_2 .

Figura 44 – Tensão e corrente em S_1 - Frequência de comutação



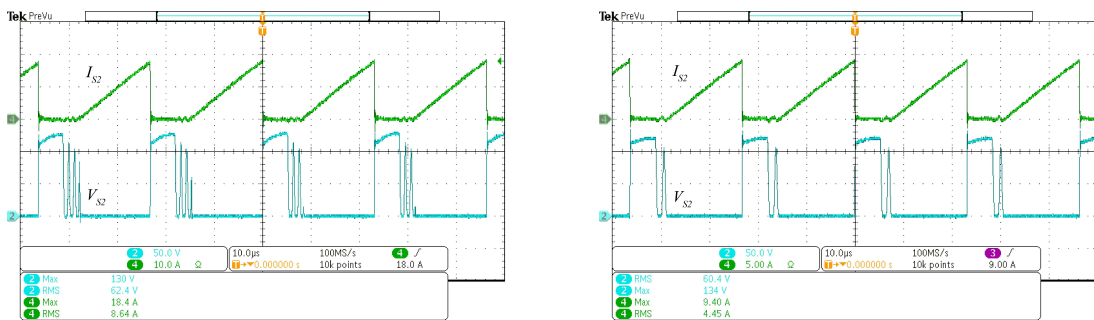
(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 10 μs/div) (b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 10 μs/div)



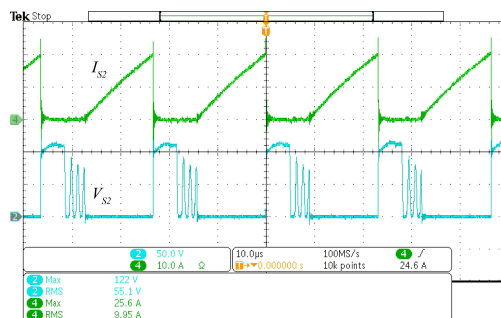
(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 10 μs/div)

Fonte – Autoria Própria

Figura 45 – Tensão e corrente em S_2 - Frequência de comutação



(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 10 μs/div) (b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 10 μs/div)



(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 10 μs/div)

Fonte – Autoria Própria

Por fim, verificando-se a Tabela 11, percebe-se tanto essa diferença de corrente na chave S2 quando aplicado o acoplamento de indutores, quanto a redução da corrente nas chaves S1 e S2 quando aplicado o paralelismo de conversores. No momento da descontinuidade, existem oscilações nas tensões de todos os componentes, isso ocorre pois nesse instante não existem tensões bem definidas sobre os semicondutores. Sendo assim, há uma transferência de energia entre os indutores e as capacitâncias parasitas do sistema, causando tal oscilação de tensão.

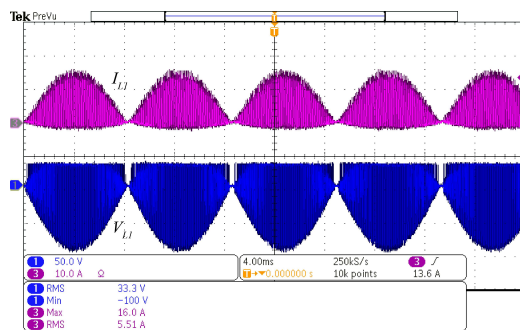
Tabela 11 – Principais valores medidos nos interruptores

	Original		Paralelismo		Acoplamento	
	S_1	S_2	S_1	S_2	S_1	S_2
$I_{S_{rms}}$ (A)	5,55	5,51	2,91	2,96	5,26	7,20
$I_{S_{pk}}$ (A)	18,4	19,2	9,8	9,8	18,0	27,2
$V_{S_{rms}}$ (V)	46,0	46,0	44,7	44,6	41,8	42,2
$V_{S_{pk}}$ (V)	136,0	134,0	130,0	130,0	130,0	133,0

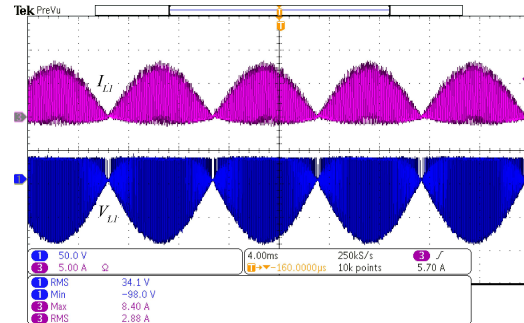
4.2.2 RESULTADOS NOS INDUTORES DE ENTRADA

Nas figuras 46 e 47, deve-se perceber que as amplitudes das correntes elétricas permanecem a mesma, no entanto na imagem que retrata o paralelismo de conversores, a escala é o dobro das outras (conforme informado nas legendas).

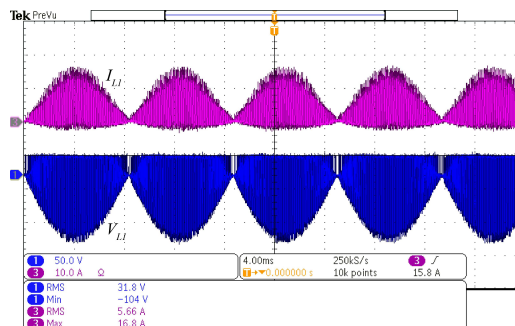
Figura 46 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência da rede



(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 4ms/div)



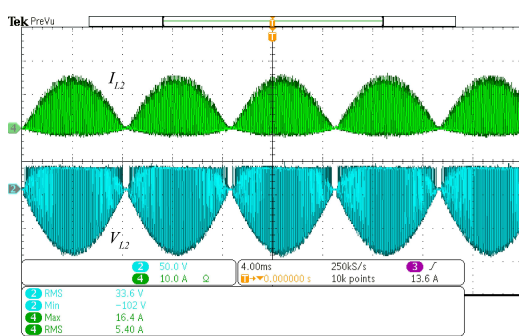
(b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 4ms/div)



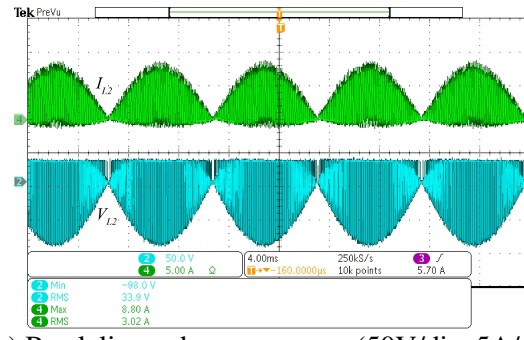
(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 4ms/div)

Fonte – Autoria Própria

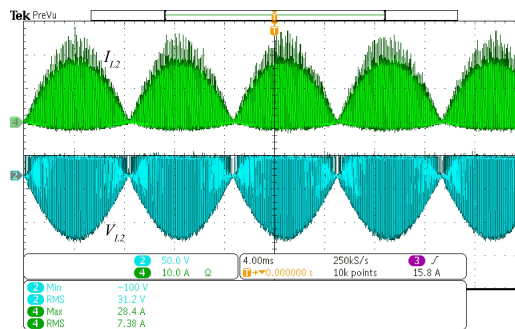
Figura 47 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência da rede



(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 4ms/div)



(b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 4ms/div)



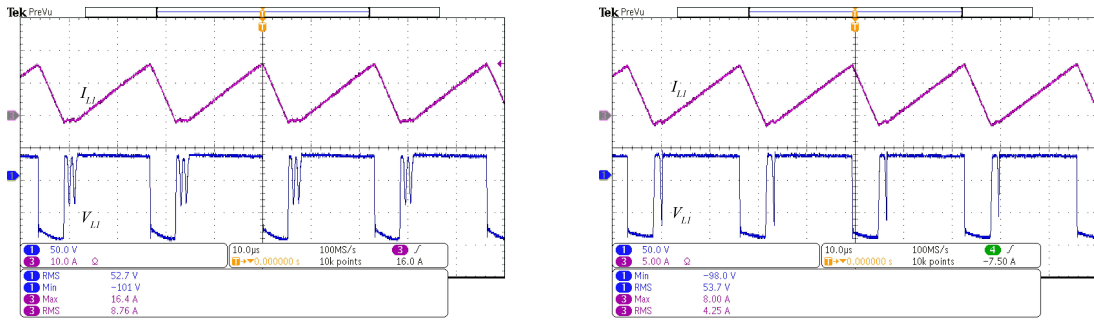
(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 4ms/div)

Fonte – Autoria Própria

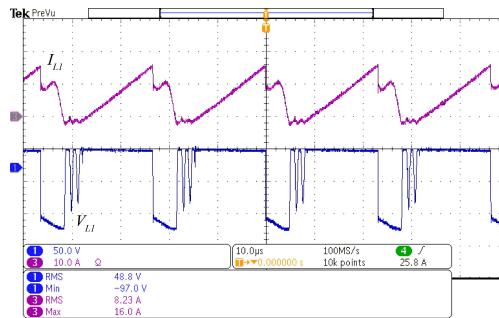
Conforme comentado anteriormente, analisando-se as amplitudes e escalas das imagens, pode-se notar que a corrente elétrica nos indutores de entrada é reduzida praticamente à metade quando aplicada a técnica do paralelismo e comparada aos outros circuitos. Sendo este resultado o esperado, já que a no paralelismo a potência de saída permanece a mesma, no entanto a entrada e saída de dois conversores CC-CC estão conectadas em paralelo.

Analisando-se as imagem abaixo, Figura 48c e 49c, nota-se que houve um comportamento anormal no indutor de entrada L2 quando aplicada a técnica de acoplamento de indutores, resultando em uma corrente mais elevada em L2 ao atingir a potência nominal de saída.

Figura 48 – Tensão e corrente em L_1 - Frequência de comutação



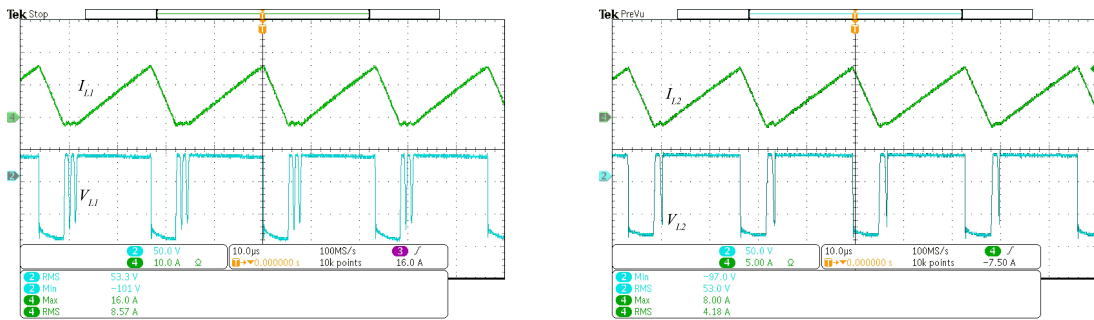
(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 10 μs/div) (b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 10 μs/div)



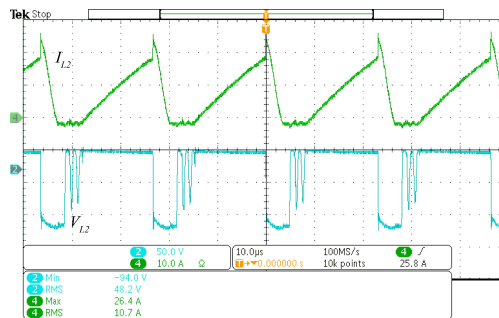
(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 10 μs/div)

Fonte – Autoria Própria

Figura 49 – Tensão e corrente em L_2 - Frequência de comutação



(a) Conversor original (50V/div, 10A/div e 10 μs/div) (b) Paralelismo de conversores (50V/div, 5A/div e 10 μs/div)



(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 10A/div e 10 μs/div)

Fonte – Autoria Própria

Portanto, ao observar as imagem acima e a Tabela 12, pode-se afirmar que os resultados da técnica do paralelismo de conversores ficaram próximos aos esperados. Entretanto, deve-se notar que devido a anormalidade do funcionamento do indutor acoplado L2, isso provocou algumas diferenças significativas nos valores de corrente quando comparadas aos resultados computacionais.

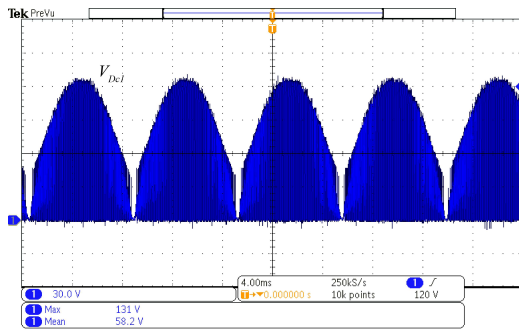
Tabela 12 – Principais valores medidos nos indutores de entrada

	Original		Paralelismo		Acoplamento	
	L_1	L_2	L_1	L_2	L_1	L_2
$I_{L_{pk}}$ (A)	16,0	16,4	8,4	8,8	16,8	28,4
$I_{L_{rms}}$ (A)	5,51	5,40	2,88	3,02	5,66	7,38
$V_{L_{pk}}$ (V)	101,0	101,0	98,0	97,0	104,0	100,0
$V_{L_{rms}}$ (V)	33,3	33,6	34,1	33,9	31,8	31,2

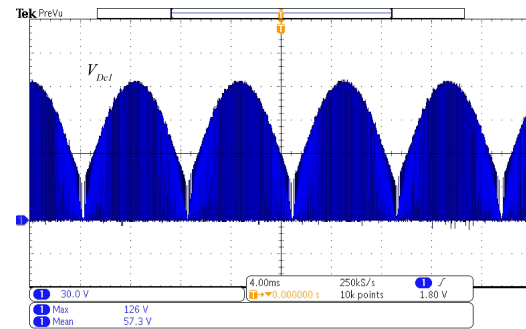
4.2.3 RESULTADOS NOS DIODOS DE ENTRADA

Nas figuras abaixo, a respeito das tensões no diodos de entrada, deve-se notar que a escala permanece igual para todas as medições.

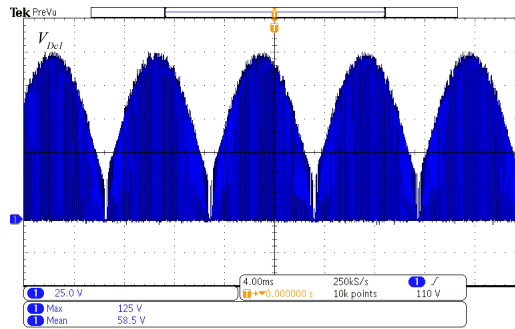
Figura 50 – Tensão em D_1 - Frequência da rede



(a) Conversor original (30V/div e 4ms/div)



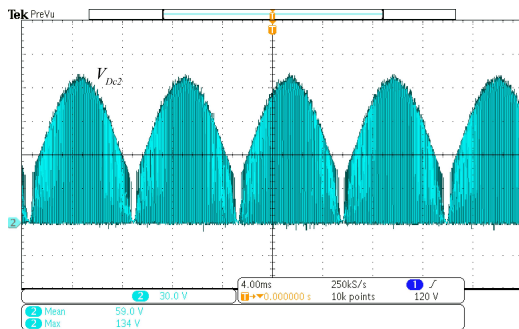
(b) Paralelismo de conversores (30V/div e 4ms/div)



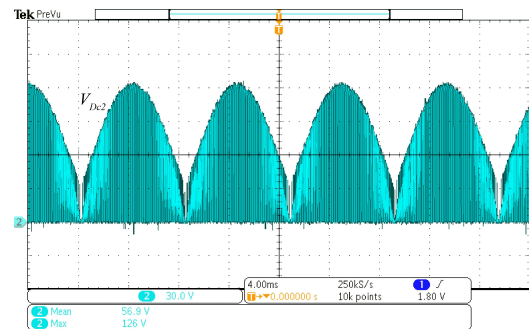
(c) Acoplamento de indutores (25V/div e 4ms/div)

Fonte – Autoria Própria

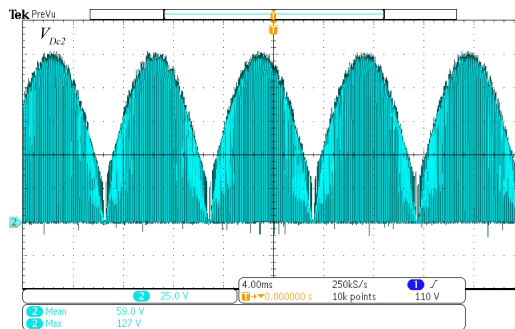
Figura 51 – Tensão em D_2 - Frequência da rede



(a) Conversor original (30V/div e 4ms/div)



(b) Paralelismo de conversores (30V/div e 4ms/div)

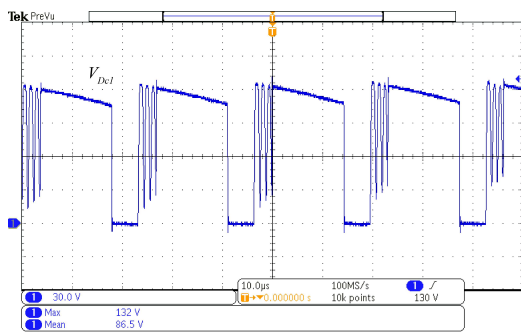


(c) acoplamento de indutores (25V/div e 4ms/div)

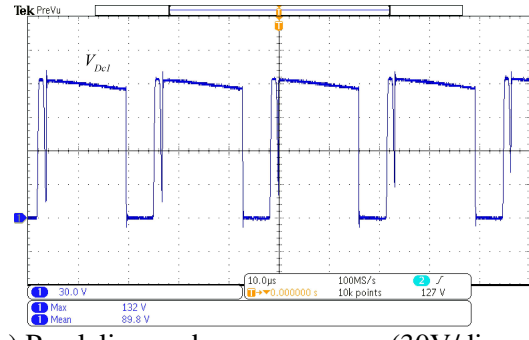
Fonte – Autoria Própria

Verifica-se que nas medições das tensões nos diodos de entrada, tanto em alta frequência quanto em baixa frequência, não houveram grandes alterações nas formas de onda entre os diferentes circuitos, além de todos estarem próximos às respostas computacionais.

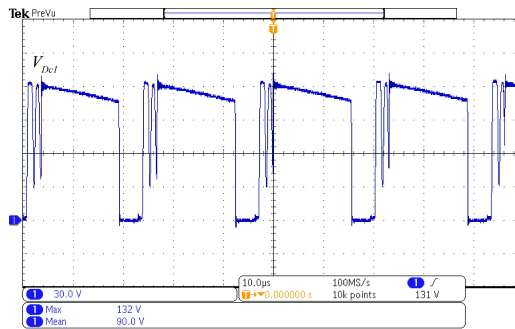
Figura 52 – Tensão em D_1 - Frequência de comutação



(a) Conversor original (30V/div e 10 µs/div)



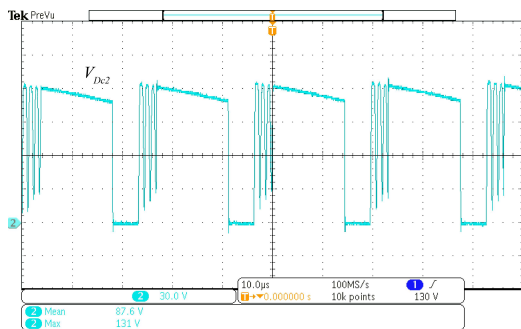
(b) Paralelismo de conversores (30V/div e 10 µs/div)



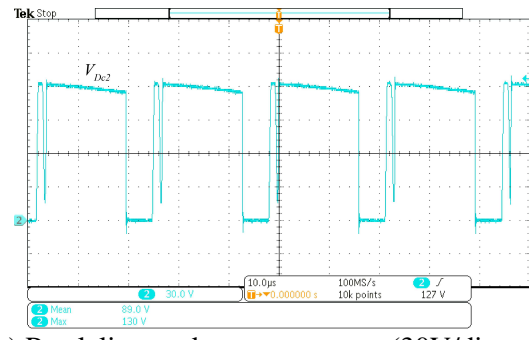
(c) Acoplamento de indutores (30V/div e 10 µs/div)

Fonte – Autoria Própria

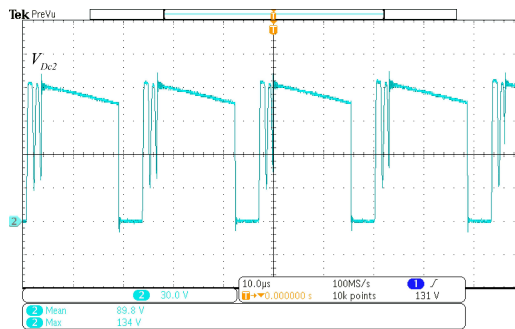
Figura 53 – Tensão em D_2 - Frequência de comutação



(a) Conversor original (30V/div e 10 µs/div)



(b) Paralelismo de conversores (30V/div e 10 µs/div)



(c) Acoplamento de indutores (30V/div e 10 µs/div)

Fonte – Autoria Própria

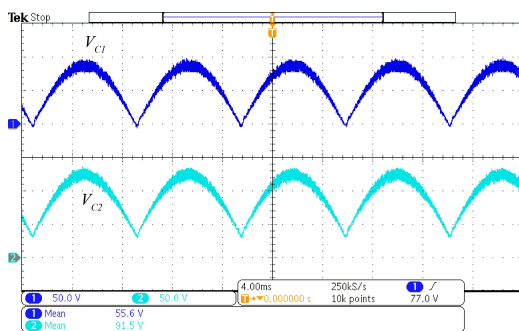
Por fim, através da Tabela 13, comprova-se quantitativamente que os resultados se mantiveram similares comparando os dados práticos e computacionais.

Tabela 13 – Principais valores medidos nos diodos

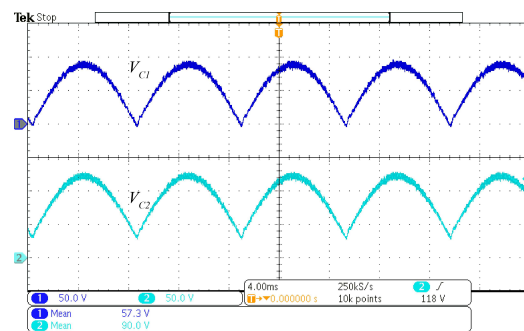
	Original		Paralelismo		Acoplamento	
	D_{C_1}	D_{C_2}	D_{C_1}	D_{C_2}	D_{C_1}	D_{C_2}
$V_{D_{C_{pk}}}$ (V)	132	180	131	130	132	134
$V_{D_{C_{med}}}$ (V)	58,2	59,0	57,3	56,9	58,5	59,0

4.2.4 RESULTADOS NOS CAPACITORES

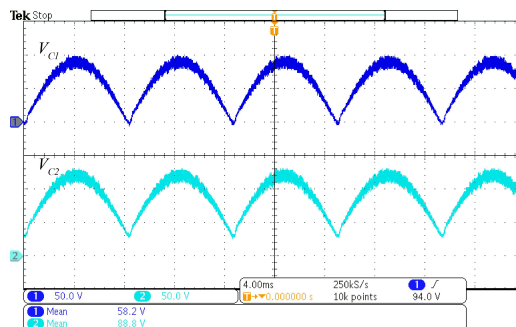
Figura 54 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência da rede



(a) Conversor original (50V/div e 4ms/div)



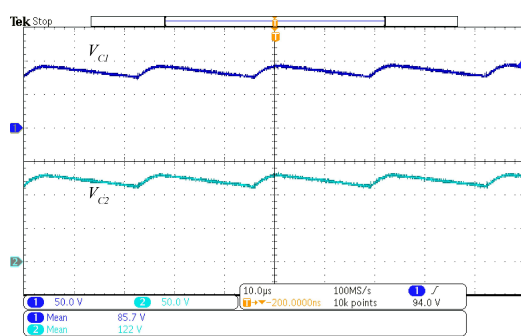
(b) Paralelismo de conversores (50V/div e 4ms/div)



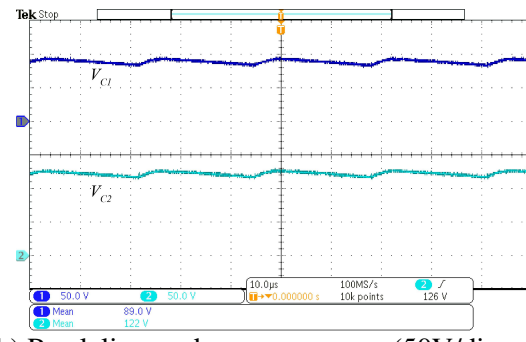
(c) Acoplamento de indutores (50V/div e 4ms/div)

Fonte – Autoria Própria

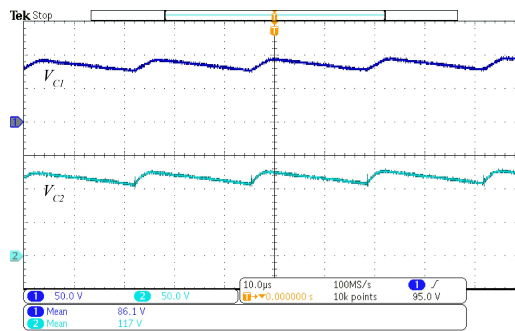
Figura 55 – Tensão em C_1 e C_2 - Frequência de comutação



(a) Conversor original (50V/div e 10 μ s/div)



(b) Paralelismo de conversores (50V/div e 10 μ s/div)



(c) Acoplamento de indutores (50V/div e 10 μ s/div)

Fonte – Autoria Própria

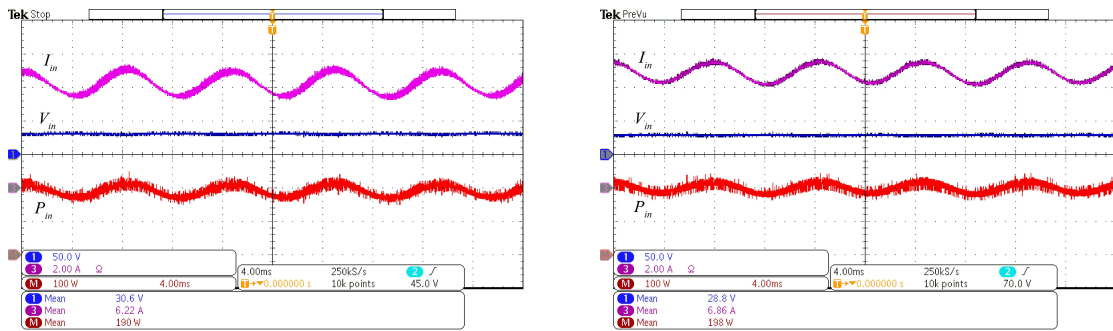
Examinando-se os valores da Tabela 14 e observando as formas de onda de tensão exibidas nas Figuras 54 e 55, pode-se afirmar que nenhuma das técnicas alterou significativamente os valores médio de tensão nos capacitores. Apenas no paralelismo de conversores que houve uma redução na ondulação em alta frequência da tensão, pois os capacitores utilizados foram os mesmos do circuito original. Todos os resultados estão próximos aos resultados computacionais.

Tabela 14 – Principais valores medidos nos capacitores

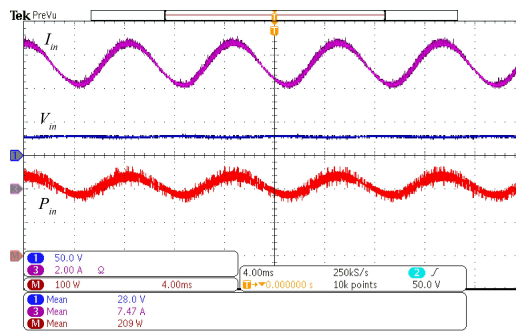
	Original		Paralelismo		Acoplamento	
	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2
$V_{C_{med}}$ (V)	55,6	91,5	57,3	90,0	58,2	88,8

4.2.5 RESULTADOS NA ENTRADA

Figura 56 – Tensão e corrente na entrada



(a) Conversor original (50V/div, 2A/div, 100W/div) (b) Paralelismo de conversores (50V/div, 2A/div, 100W/div e 4ms/div e 4ms/div)



(c) Acoplamento de indutores (50V/div, 2A/div, 100W/div e 4ms/div)

Fonte – Autoria Própria

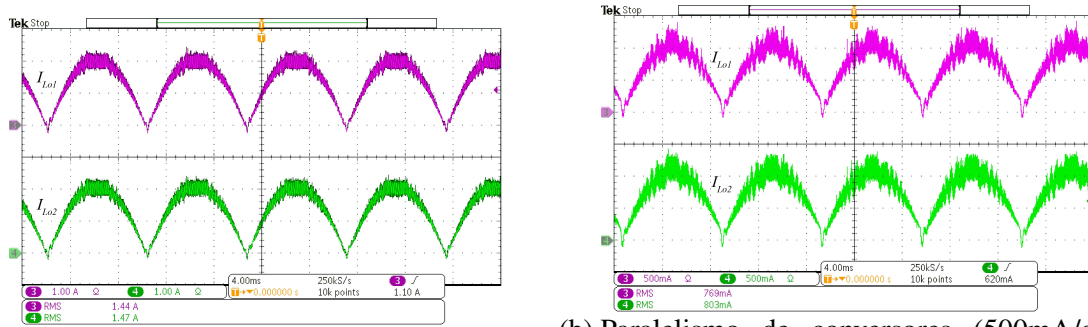
A partir da análise da Figura 56 e Tabela 15, percebe-se que as tensões de entrada ficaram próximas a tensão nominal de 30V. Já as potências de entradas variam entre si, visto que os circuitos possuem valores de rendimento diferentes e todos possuem potência nominal de saída igual a 200W.

Tabela 15 – Principais valores medidos na entrada

	Original	Paralelismo	Acoplamento
$V_{in_{med}}$ (V)	30,6	28,8	28,0
$I_{in_{med}}$ (A)	6,22	6,86	7,47
P_{in} (W)	190	225	209

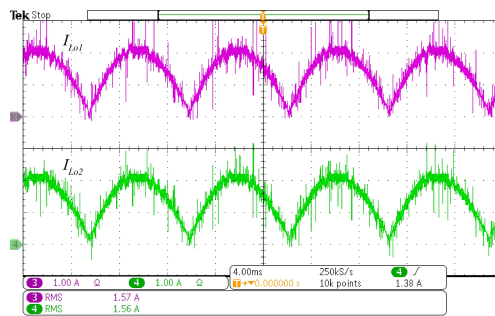
4.2.6 RESULTADOS NOS INDUTORES DE SAÍDA

Figura 57 – Corrente em L_{O1} e L_{O2} - Frequência da rede



(a) Conversor original (1A/div e 4ms/div)

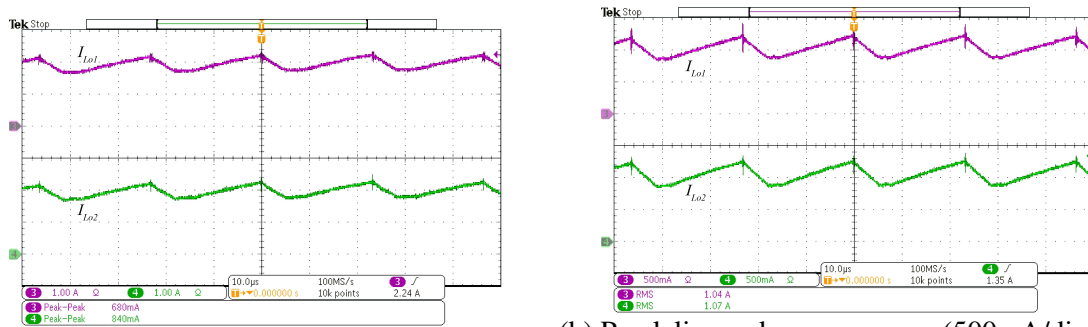
(b) Paralelismo de conversores (500mA/div e 4ms/div)



(c) Acoplamento de indutores (1A/div e 4ms/div)

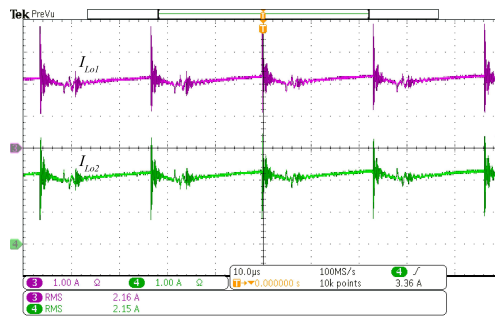
Fonte – Autoria Própria

Figura 58 – Corrente em L_{O1} e L_{O2} - Frequência de comutação



(a) Conversor original (1A/div e 10 μs/div)

(b) Paralelismo de conversores (500mA/div e 10 μs/div)



(c) Acoplamento de indutores (1A/div e 10 μs/div)

Fonte – Autoria Própria

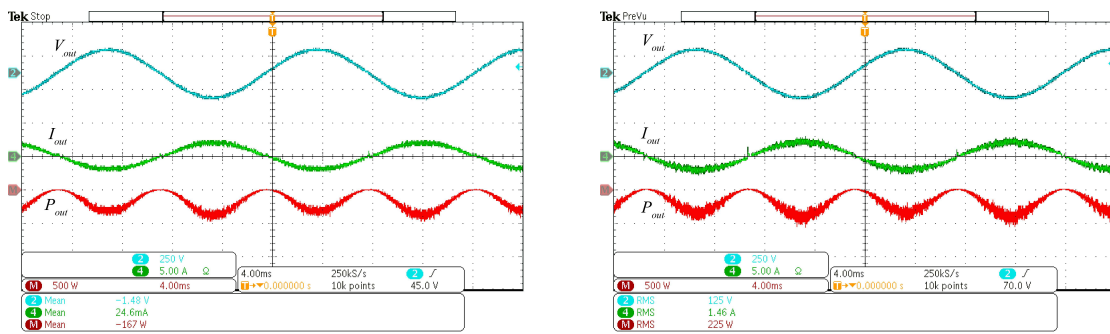
Observando-se as Figuras 57 e 58 e verificando seu valores na Tabela 16, pode-se perceber que o comportamento da corrente de saída através dos indutores se comportou conforme o esperado se comparados aos resultados computacionais. Aplicando o paralelismo de conversores os valores das correntes elétricas são reduzidos próximos a metade quando comparadas com o conversor original. Em relação ao circuito com o acoplamento de indutores, essas correntes permanecem praticamente inalteradas em relação ao circuito original, apenas surgindo alguns *spikes* que acabam prejudicando a qualidade da corrente de saída.

Tabela 16 – Principais valores medidos nos indutores de saída

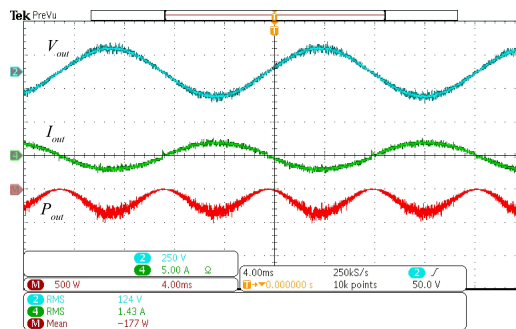
	Original		Paralelismo		Acoplamento	
	Lo_1	Lo_2	Lo_1	Lo_2	Lo_1	Lo_2
$I_{Lo_{rms}}$ (A)	1,44	1,47	0,77	0,80	1,57	1,56

4.2.7 RESULTADOS NA SAÍDA

Figura 59 – Tensão e corrente na saída



(a) Conversor original (250V/div 5A/div, 500W/div) (b) Paralelismo de conversores (250V/div 5A/div, 500W/div e 4ms/div)



(c) Acoplamento de indutores (250V/div 5A/div, 500W/div e 4ms/div)

Fonte – Autoria Própria

Tabela 17 – Principais valores medidos na saída

	Original	Paralelismo	Acoplamento
$V_{out_{rms}}$ (V)	124	125	124
$I_{out_{rms}}$ (A)	1,36	1,46	1,43
P_{out} (W)	167	182	177

Diante disso, os resultados obtidos através do experimentos realizados com os circuitos propostos estão a seguir na Tabela 18.

Tabela 18 – Principais valores medidos

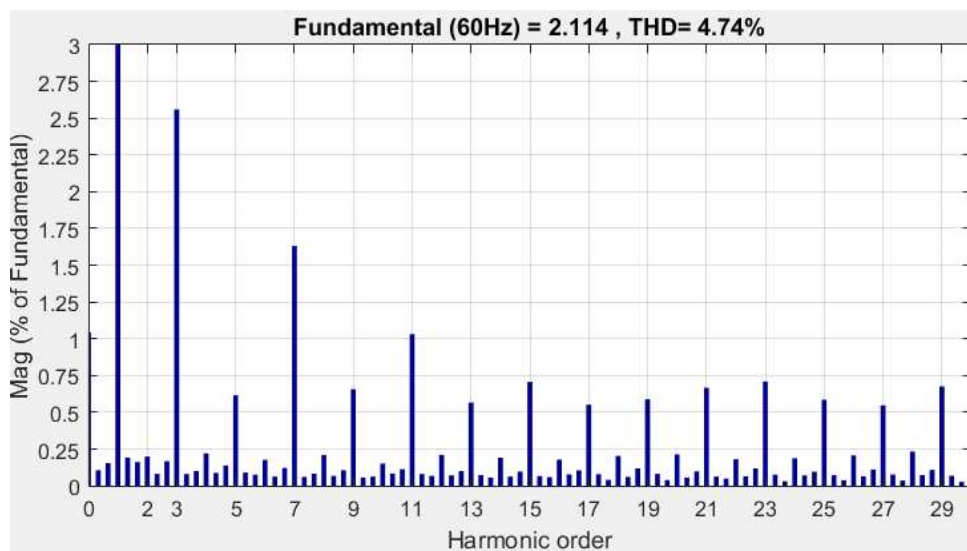
	$I_{L_{rms}}$ (A)		$I_{S_{rms}}$ (A)		$I_{Lo_{rms}}$ (A)	
	L_1	L_2	S_1	S_2	Lo_1	Lo_2
Original	5,51	5,40	5,55	5,51	1,44	1,47
Paralelismo	2,88	3,02	2,91	2,96	0,77	0,80
Acoplamento	5,66	7,38	5,26	7,20	1,57	1,56

Analisando a Tabela 18 comprova-se que a técnica de paralelismo de conversores realmente reduz pela metade a corrente que circula pelos componentes, tal fato implicou em um rendimento superior, apresentado nas seções abaixo. Já para o acoplamento de indutores há uma grande diferença entre as correntes das células de comutação 1 e 2 do circuito, devido às não idealidades encontradas no circuito experimental.

4.2.8 DISTORÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE DE SAÍDA

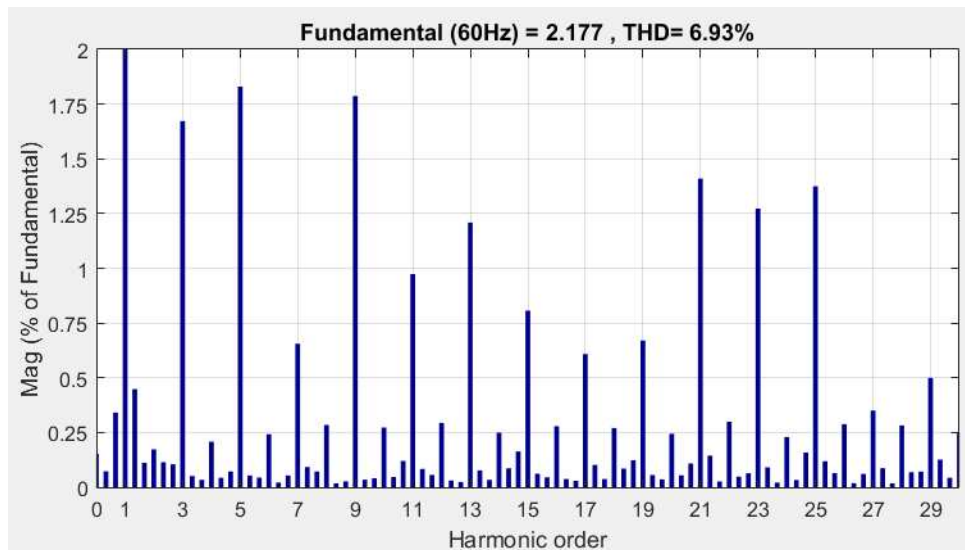
A partir dos dados das formas de onda obtidas com o osciloscópio, foi calculado a THD da corrente de saída para os casos acima apresentados. Os histogramas das distorções harmônicas e o valor da THD calculada estão apresentados nas Figuras 60 a 62.

Figura 60 – Distorção harmônica da corrente de saída - Conversor original



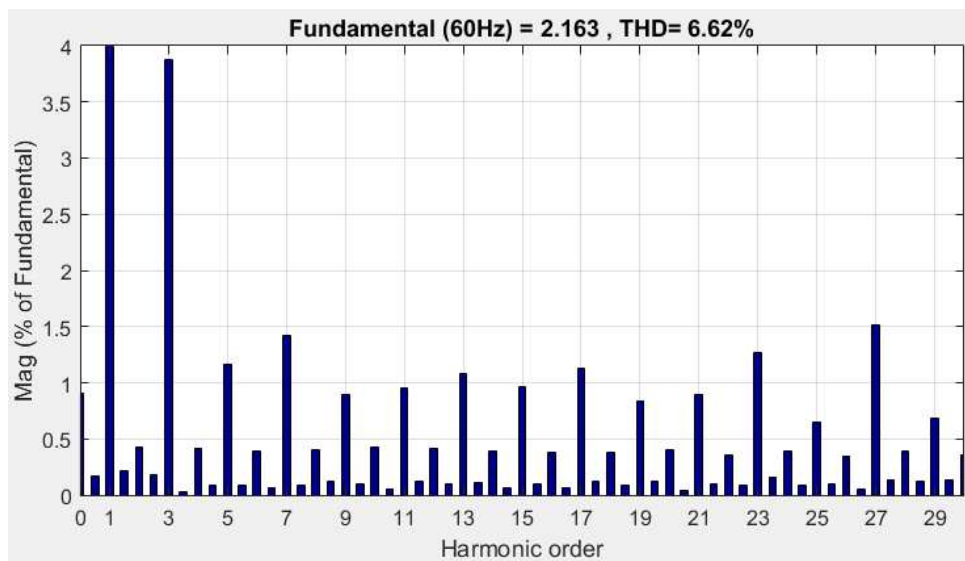
Fonte – Autoria Própria

Figura 61 – Distorção harmônica da corrente de saída - Paralelismo de conversores



Fonte – Autoria Própria

Figura 62 – Distorção harmônica da corrente de saída - Acoplamento de indutores



Fonte – Autoria Própria

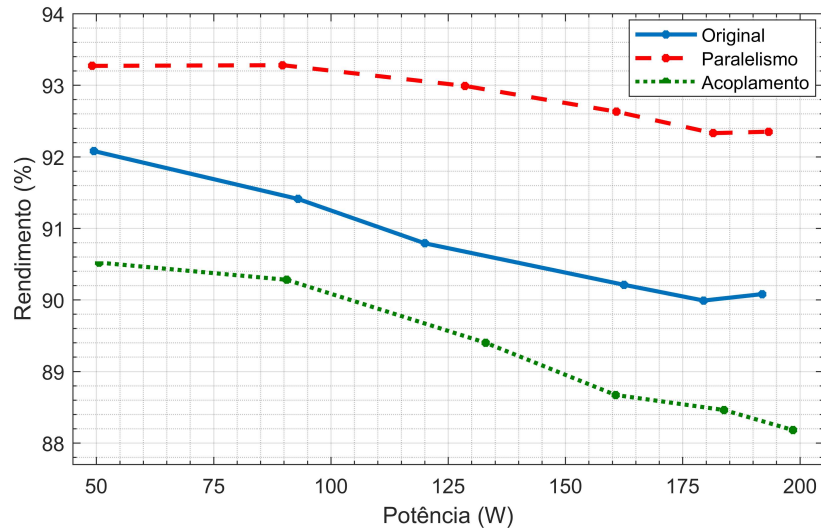
Analisando as imagens acima nota-se que a melhor THD foi obtida para o conversor original atingindo 4,74%. Para as demais técnicas o valor obtido foi relativamente superior, ambas próximas a 7%, sendo 6,93% para o paralelismo de conversores, justificado pelo aumento da ondulação percentual da corrente nos indutores e um valor de 6,62% para o acoplamento de indutores devido às distorções encontradas na corrente dos indutores.

4.2.9 RENDIMENTO

Por fim, foi traçada a curva de rendimento do conversor com cada melhoria aplicada e para o circuito original, apresentada na Figura 63. Para esses resultados, variou-se a corrente

injetada na rede através da variação da amplitude da razão cíclica modulada. É importante citar que a tensão na entrada do conversor foi mantida fixa em 30 V durante toda a curva.

Figura 63 – Rendimento obtido para as técnicas aplicadas



Fonte – Autoria Própria

Para o conversor original o seu rendimento variou entre 92% e 90%, tendo um rendimento de cerca de 90,1% para a potência nominal. Já o conversor com o paralelismo teve sua curva elevada em cerca de 2%, obtendo um rendimento de 92,3% para a potência de 200 W. Devido aos efeitos encontrados na corrente do indutor de entrada para a técnica do acoplamento de indutores, o seu desempenho quanto ao rendimento foi inferior ao conversor original, obtendo um valor de 88,2% para a potência nominal.

5 CONCLUSÕES GERAIS

Ao analisar os resultados das simulações, nota-se que topologia proposta consegue injetar uma corrente senoidal quando conectada à rede, podendo então ser aplicada como microinversor.

A técnica do paralelismo de conversores apresenta uma simples solução para reduzir os níveis de corrente nos componentes do circuito. O acoplamento de indutores não apresenta significativa redução dos esforços nos elementos, porém é uma técnica que pode ser aplicada em conjunto com o paralelismo de conversores, pois essa técnica apresenta como desvantagem o elevado número de componentes necessários, podendo ser balanceada com o acoplamento de indutores, que resultam em redução do número de elementos magnéticos do conversor. Já a técnica multifase reduz a ondulação da corrente de saída, melhorando assim os níveis das distorções harmônicas. Porém, tal modulação acaba impedindo a utilização do acoplamento de indutores, visto que as correntes instantâneas em cada indutor são diferentes. Ainda existe a possibilidade de reduzir os magnéticos pois como a ondulação da corrente de saída reduz, caso queira manter o mesmo valor do conversor original, deve-se diminuir a indutância de saída.

Já analisando os resultados experimentais obtidos, foi possível constatar que o paralelismo de conversores é uma técnica de simples aplicação e que realmente apresenta ganhos consideráveis no rendimento, apenas tendo como desvantagem o elevado número de elementos utilizado. Porém, o acoplamento de indutores não se mostrou algo simples, onde algumas características especiais da topologia proposta acabaram prejudicando a operação com o acoplamento dos indutores de entrada, já o acoplamento apenas dos indutores de saída foi facilmente aplicado, visto que ambos são conectados em série durante a operação.

Como proposta para trabalhos futuros, sugere-se a utilização em conjunto das técnicas propostas, como paralelismo de conversores e acoplamento de indutores ou paralelismo e multifase, para melhorar o desempenho geral do circuito. É interessante realizar a operação do conversor diretamente conectado à rede elétrica, visto que no trabalho optou-se conectá-lo apenas à uma fonte CA. Além disso, é possível conectar o microinversor à um painel fotovoltaico para verificar seu comportamento mais próximo de um produto real, e ainda implementar um algoritmo de rastreamento do ponto de potência máxima (MPPT) para otimizar a potência drenada do painel.

REFERÊNCIAS

- AGENCY, I. E. *World Energy Outlook 2016*. [S.l.: s.n.], 2016. 684 p.
- ALLUHAYBI, K.; BATARSEH, I. Review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters. In: IEEE. *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2018. p. 7101–7108.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. *Documento Interno (INEP–2002)*, 2002.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. Introdução ao estudo dos conversores cc-ca. *Edição dos autores*, 2005.
- ENERGÉTICA, E. de P. Projeção de demanda de energia elétrica para os próximos 10 anos (2017-2026). *Rio de Janeiro: Ministério de Minas e Energia*, 2017.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. Power inverter topologies for photovoltaic modules—a review. In: IEEE. *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*. [S.l.], 2002. v. 2, p. 782–788.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.
- LEE, Y.-S.; WONG, L.-P.; CHENG, D.-W. Simulation and design of integrated magnetics for power converters. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 39, n. 2, p. 1008–1018, 2003.
- MEINHARDT, M.; CRAMER, G. Past, present and future of grid connected photovoltaic-and hybrid-power-systems. In: IEEE. *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No. 00CH37134)*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 1283–1288.
- MENESES, D. et al. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, 2012.
- MOOMAW, W. et al. *Ippcc special report on renewable energy sources and climate change mitigation*. 2011.
- MORAIS, J. C. d. S. d. *Desenvolvimento de um microinversor conectado à rede baseado na integração do conversor Cuk com uma estrutura de indutores chaveados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.
- PEREIRA, E. et al. 2ª edição atlas brasileiro de energia solar, inpe, são josé dos campos, brazil. 2017.
- PETRY, C. A. Introdução aos conversores cc-cc. 2001.
- POMILIO, J. A. It302-eletrônica de potência i-pós-graduação it-302: Eletrônica de potência i. *Publicação FEEC*, v. 1, p. 98, 1998.
- PVPS, I. Snapshot of global photovoltaic markets. *Report IEA PVPS T1-33*, 2018.
- RIBEIRO, H.; PINTO, A.; BORGES, B. Single-stage dc-ac converter for photovoltaic systems. In: IEEE. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2010. p. 604–610.

VERHOEVEN, B. et al. *Utility aspects of grid connected photovoltaic power systems*. [S.l.]: International Energy Agency, 1998.