



Universidade Federal
de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

JOSÉ FIDELIS DA SILVA JÚNIOR

CONVERSOR CC-CA SEPIC PARALELO APLICADO A SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Campina Grande, Paraíba
Maio de 2021

JOSÉ FIDELIS DA SILVA JÚNIOR

CONVERTOR CC-CA SEPIC PARALELO APLICADO A SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Orientador: Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino

Campina Grande, Paraíba

Maio de 2021

JOSÉ FIDELIS DA SILVA JÚNIOR

CONVERSOR CC-CA SEPIC PARALELO APLICADO A SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Aprovado em: / /

Prof. Dr. Gutemberg Gonçalves dos Santos Júnior
Avaliador, UFCG

Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino
Orientador, UFCG

Campina Grande, Paraíba
Maio de 2021

*Este trabalho é dedicado aos meus pais
que nunca mediram esforços para a realização deste sonho.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu pai, Jose Fidelis da Silva, por me inspirar, de maneira involuntária, a entrar na área de tecnologia.

Agradeço à minha mãe, Maria do Socorro Fidelis da Silva (*in memoriam*), por ter me ensinado o amor incondicional. Sei que, apesar de não poder estar presente neste momento, também está comemorando esta nossa conquista.

Agradeço às minhas irmãs, Jaciany Fidelis e Janniery Fidelis por terem sempre me apoiado e acreditado em mim. Sem vocês, esta conquista não seria alcançada.

Agradeço à minha companheira, amiga e confidente, Fabrine Emanuelle Silva Medeiros, por fazer parte da minha vida, sempre me inspirando a concretizar meus sonhos e ser uma pessoa melhor.

Agradeço também a todos os amigos que me acompanharam e que estiveram presentes nos altos e baixos desta longa jornada, em especial, Alan Soares, Ana Cristina, Caio Junqueira, Davi Juvêncio, Fernandes Matias, Gabriel Muniz, Helton Tavares, Paulo Arthur, Renata Ferreira e Thiago Ferreira.

Agradeço ao Professor Montiê Alves Vitorino, por ter me dado esta oportunidade e por ter me orientado neste trabalho.

RESUMO

A preocupação com as mudanças climáticas e o meio ambiente levaram a uma maior penetração da energia proveniente de fontes renováveis no sistema elétrico. Tais fontes renováveis desempenham um papel fundamental neste contexto, onde se destacam os sistemas fotovoltaicos e eólicos. Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede são amplamente utilizados atualmente, uma vez que sua tecnologia está se tornando cada vez mais popular e seu preço é muito atraente para a população em geral. Para se conectar com sucesso à rede elétrica, esses sistemas precisam de um conversor eletrônico de potência eficiente, responsável por transformar a energia CC em energia CA. Neste trabalho, um inversor SEPIC paralelo é proposto para sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede. A operação do circuito é detalhada e a análise em regime permanente é realizada, com o intuito de dimensionar os componentes do circuito. Simulações foram desenvolvidas para obter as formas de onda de saída e os parâmetros de desempenho do circuito.

Palavras-chave: Conversor CC-CA, Energia Fotovoltaica, Inversor SEPIC Paralelo.

ABSTRACT

The concerns with the climate change and the environment led the electrical grid to change worldwide. The energy from renewable sources play a major role in this context, where photovoltaic and wind energy systems are leading. Grid-connected photovoltaic systems are being widely used nowadays, since the technology is becoming increasingly popular, and its price is very attractive to the general population. In order to successfully connect to the utility grid, these systems need an efficient power electronics converter, responsible to transform the DC energy into AC energy. In this article, a paralleled SEPIC inverter is proposed for small grid-connected photovoltaic systems. The circuit operation is detailed, the steady-state analysis is performed to design the circuit components. Simulations were developed in order to obtain the output waveforms, and the performance parameters.

Keywords: CC-CA Converter, Photovoltaic Energy, Paralleled SEPIC Inverter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Capacidade instalada de energia fotovoltaica no mundo.	12
Figura 2 – Capacidade instalada de energia fotovoltaica no Brasil.	12
Figura 3 – Composição de um módulo fotovoltaico.	14
Figura 4 – Sistema <i>off-grid</i> de acoplamento direto.	15
Figura 5 – Sistema <i>off-grid</i> com baterias.	16
Figura 6 – Sistema <i>on-grid</i>	16
Figura 7 – Inversores monofásicos: (a) meia ponte; (b) ponte completa.	17
Figura 8 – Inversor proposto por ARAUJO, ZACHARIAS e MALLWITZ (2010).	18
Figura 9 – Inversor proposto por MUNARETTO e HELDWEIN (2018).	18
Figura 10 – Modos de operação dos inversores <i>buck-boost</i>	19
Figura 11 – Inversor ponte completa para análise da modulação PWM.	21
Figura 12 – Modulação PWM bipolar.	21
Figura 13 – Modulação PWM unipolar.	22
Figura 14 – Conversor SEPIC.	23
Figura 15 – Inversor SEPIC paralelo	24
Figura 16 – Circuito em funcionamento nos semiciclos (a) positivo e (b) negativo.	25
Figura 17 – Primeiro estágio de funcionamento.	26
Figura 18 – Segundo estágio de funcionamento.	27
Figura 19 – Terceiro estágio de funcionamento.	27
Figura 20 – Formas de onda (a) $i_{L_{11}}$, (b) $i_{L_{12}}$, (c) $i_{L_{11}} + i_{L_{12}}$, (d) i_{D_1} e (e) $i_{S_{11}}$	28
Figura 21 – Sepic paralelo esquematizado no PSIM.	37
Figura 22 – Malha de controle no PSIM.	38
Figura 23 – Formas de onda: (a) tensão e corrente na saída, (b) corrente nos indutores.	38
Figura 24 – Formas de onda: (a) $i_{L_{11}}$, (b) $i_{L_{12}}$, (c) $i_{L_{11}} + i_{L_{12}}$, (d) i_{D_1} , (e) v_{C_1} , (f) v_{C_0}	39
Figura 25 – Eficiência do conversor.	40
Figura 26 – Taxa de distorção harmônica total da corrente de saída.	40
Figura 27 – Fator de potência na saída do inversor.	41

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BBI	Inversor <i>Buck-Boost</i> (do inglês <i>Buck-Boost Inverter</i>)
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CO ₂	Dióxido de Carbono
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
PCI	Placa de circuito impresso
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>)
SEPIC	Conversor com Indutância Simples no Primário (do inglês <i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Motivação	11
1.2	Objetivos	12
1.2.1	Objetivos Específicos	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	14
2.1	Sistemas de energia fotovoltaica	14
2.1.1	Sistemas <i>Off-grid</i>	15
2.1.2	Sistemas <i>On-grid</i>	16
2.2	Inversores	17
2.3	Modulação PWM	20
2.4	Conversor SEPIC	23
3	INVERSOR SEPIC PARALELO	24
3.1	Funcionamento do circuito	24
3.2	Modo de condução descontínua	26
3.3	Análise estática	28
3.3.1	Determinação da duração de cada estágio de operação	28
3.3.2	Determinação da corrente no diodo	29
3.3.3	Determinação do índice de modulação	30
3.3.4	Cálculo do ciclo de trabalho crítico	31
3.3.5	Cálculo da corrente de entrada	32
3.3.6	Dimensionamento dos indutores	32
3.3.7	Dimensionamento dos capacitores	33
3.4	Modelo em espaço de estados médio	33
4	PROJETO E SIMULAÇÕES	36
4.1	Projeto do inversor	36
4.2	Resultados por Simulação no PowerSim	37
5	CONCLUSÃO	42
	REFERÊNCIAS	43

1 INTRODUÇÃO

A preocupação com o meio ambiente têm levado governos e empresas de diferentes países a pensarem em soluções tecnológicas visando a diminuição das emissões de gases de efeito estufa (GEE). Em 2019, o Brasil ocupou a 14^a posição no ranking dos países com as maiores emissões de gases de efeito estufa (RITCHIE; et. al., 2020). De acordo com o relatório elaborado pelo Sistema de Estimativas de Emissões e Remoções de Gases de Efeito Estufa (SEEG), neste mesmo ano, o setor de energia foi responsável por 19% da emissão total de CO₂, dentre os quais, 47% foi emitido pelo setor de transportes e a produção de energia elétrica foi responsável por 13% das emissões de CO₂ (ALBUQUERQUE; et. al., 2020).

Neste contexto, a maior utilização de energia gerada por fontes renováveis, como a energia solar fotovoltaica e a energia eólica, ajuda a diminuir a emissão de CO₂.

Os sistemas de geração fotovoltaica podem ser classificados em sistemas *on-grid*, que são conectados à rede elétrica da concessionária local, e sistemas *off-grid*, nos quais a energia gerada é armazenada para ser utilizada em uma instalação totalmente desconectada da rede de distribuição. Nos sistemas *on-grid*, o inversor é um equipamento de extrema importância, visto que além de converter a corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA), ele deve fornecer uma energia de qualidade e com baixo índice de conteúdos harmônicos.

Diversos tipos de topologias de inversores foram estudadas ao longo dos anos. Inicialmente, foram utilizadas topologias com isolamento galvânica através de transformador, porém, com a crescente demanda por sistemas de geração, foi necessário reduzir o custo de produção do circuito. Em seguida, topologias não-isoladas com dois estágios passaram a ser estudadas. Com a intenção de aumentar a eficiência e minizar o custo de produção, topologias não isoladas de estágio único passaram a ser utilizadas para esta aplicação.

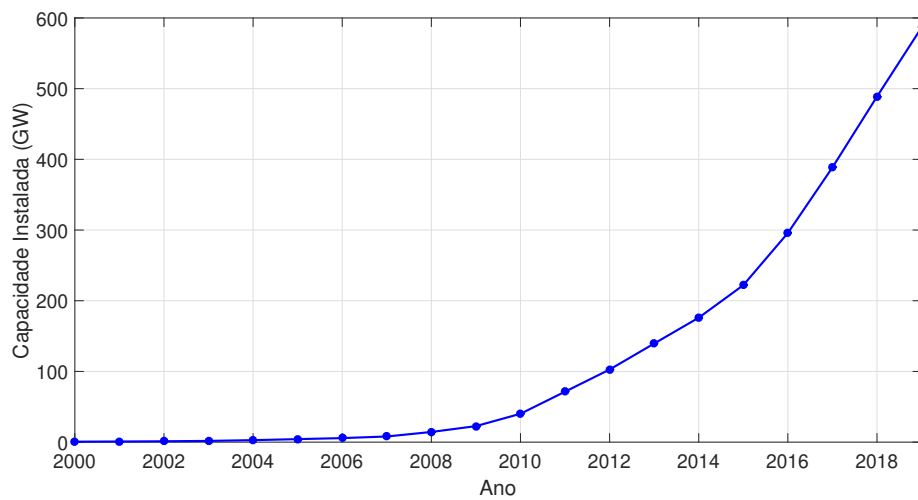
Neste trabalho, será analisado e projetado um conversor CC-CA SEPIC paralelo para utilização em sistemas de geração fotovoltaica.

1.1 Motivação

Os sistemas de energia elétrica fotovoltaica estão se tornando cada vez mais populares, principalmente devido aos incentivos que governos de diferentes países fornecem tanto aos produtores de equipamentos, quanto aos consumidores com geração distribuída. A Figura 1 mostra a evolução da capacidade instalada de energia fotovoltaica no mundo.

No Brasil, acompanhando a tendência global, também houve um grande aumento

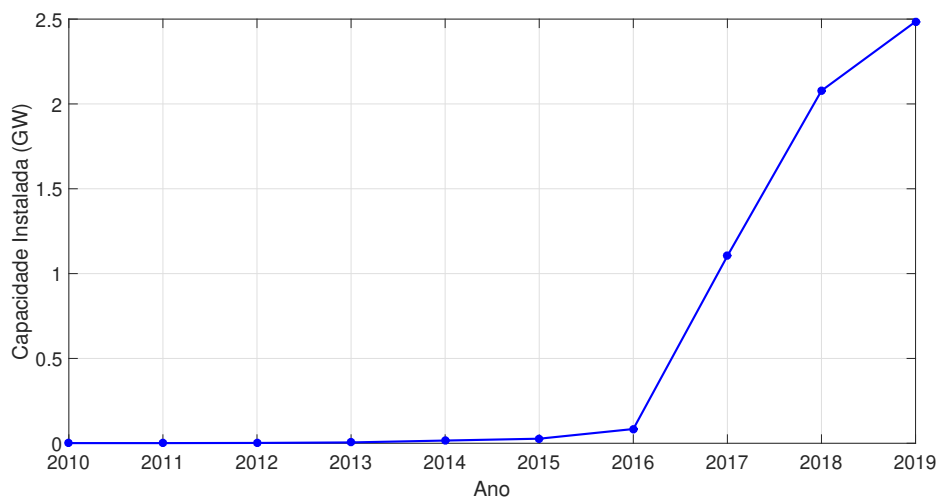
Figura 1 – Capacidade instalada de energia fotovoltaica no mundo.



Fonte: RITCHIE e et. al. (2020), adaptado pelo autor.

na capacidade instalada de energia fotovoltaica entre os anos 2010 e 2019, como mostra a Figura 2.

Figura 2 – Capacidade instalada de energia fotovoltaica no Brasil.



Fonte: RITCHIE e et. al. (2020), adaptado pelo autor.

Neste cenário de crescente expansão, a busca por conversores de energia de baixo custo e mais eficientes é de extrema importância para a popularização da energia solar fotovoltaica.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é analisar e dimensionar um inversor SEPIC paralelo para utilização em sistemas de geração fotovoltaica.

1.2.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são:

- Apresentar o conversor em estudo;
- Analisar o funcionamento do conversor em regime permanente;
- Dimensionar os componentes eletrônicos para a aplicação proposta;
- Simular o conversor proposto utilizando o software PowerSim.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, será feita uma breve introdução sobre os sistemas fotovoltaicos, sua classificação e os principais componentes. Em seguida, será realizada uma breve revisão bibliográfica dos principais inversores utilizados nos sistemas fotovoltaicos.

Por fim, será realizada a análise do conversor SEPIC atuando no modo de condução descontínua (MCD), visto que ele é a base para o inversor proposto.

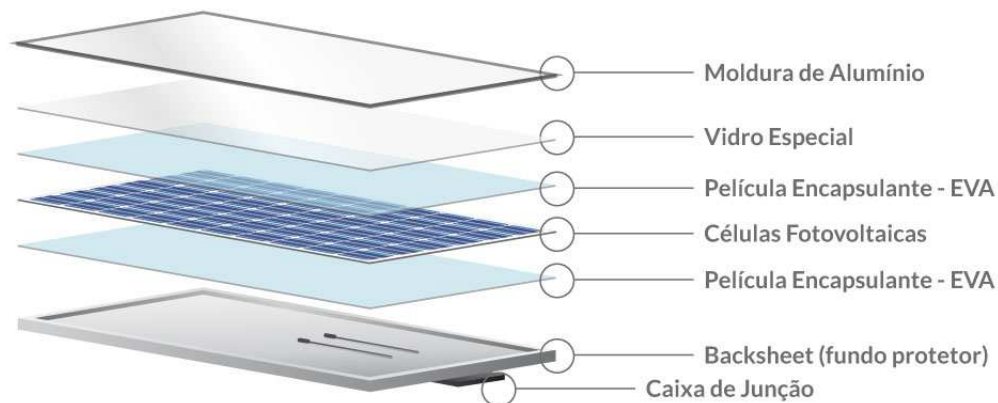
2.1 Sistemas de energia fotovoltaica

Os sistemas de geração fotovoltaica captam a energia luminosa fornecida pelo sol para transformá-la em energia elétrica e alimentar as cargas do sistema.

Partindo inicialmente de aplicações em pequena escala, esta forma de energia se desenvolveu e hoje, além de pequenos sistemas, existe uma grande quantidade de usinas solares espalhadas pelo mundo. Esta popularização se deve, principalmente, ao desenvolvimento das técnicas de fabricação, que levaram ao barateamento dos equipamentos utilizados. Além disto, subsídios fornecidos pelos governos de diversos países levaram a uma grande procura por esta forma de energia.

O módulo fotovoltaico, popularmente conhecido por painel ou placa, é o equipamento responsável por captar a energia do sol e transformá-la em energia elétrica. É composto por células de um semicondutor, geralmente silício, agrupadas de modo a fornecer a potência desejada em sua saída. Os demais componentes do módulo fotovoltaico encontram-se detalhados na Figura 3.

Figura 3 – Composição de um módulo fotovoltaico.



Fonte: Blue Sol Energia Solar.

Quanto à conexão com a rede elétrica, os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados em sistemas *off-grid* e sistemas *on-grid*. Tal classificação determina os demais componentes utilizados no sistema. O funcionamento e as características de cada um destes sistemas serão melhor analisados nas subseções seguintes.

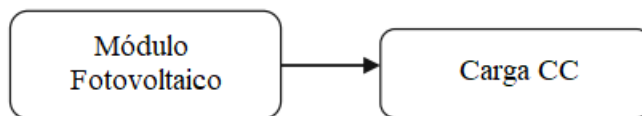
2.1.1 Sistemas *Off-grid*

Os sistemas de geração fotovoltaica *off-grid* se caracterizam por não serem conectados à rede elétrica da concessionária local. Estes sistemas são mais utilizados em locais remotos, com aplicações em que a potência demandada é baixa, como por exemplo, sistemas para bombeamento de água, eletrificação de cercas e de postes de iluminação.

De acordo com SUMATHI e et. al. (2015), os sistemas *off-grid*, também chamados de *stand-alone*, podem ser classificados em sistemas de acoplamento direto e sistemas com uso de baterias.

Nos sistemas de acoplamento direto, a energia elétrica gerada pelos módulos é utilizada para alimentar a carga CC diretamente, sem utilizar uma forma de armazenamento. O diagrama de blocos indicado na Figura 4 mostra o funcionamento deste tipo de sistema.

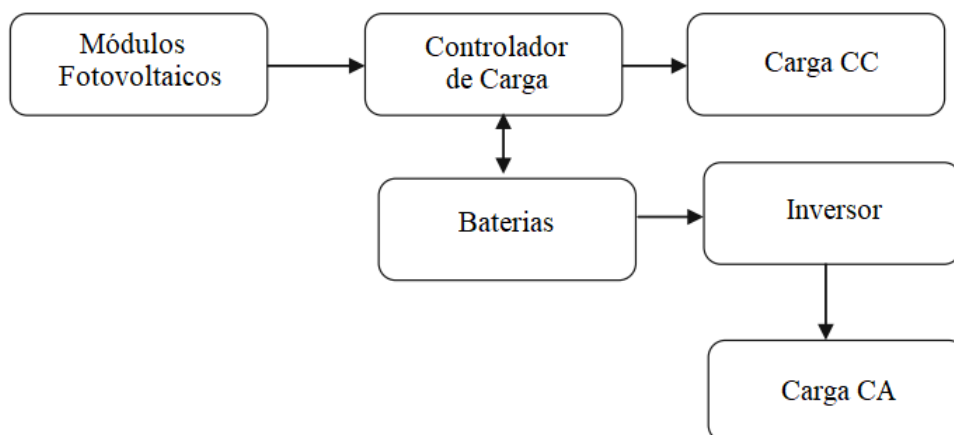
Figura 4 – Sistema *off-grid* de acoplamento direto.



Fonte: SUMATHI e et. al. (2015), adaptado pelo autor.

Já nos sistemas com uso de bateria, a energia elétrica gerada pelos módulos é armazenada em baterias, para ser utilizada pela carga nos momentos em que os módulos não estejam gerando a energia necessária. Nestes sistemas, é necessário utilizar um controlador de carga, responsável por gerenciar o armazenamento e o descarregamento da energia das baterias. Estes sistemas podem alimentar cargas CC ou cargas CA, com o uso de um inversor, porém tais cargas não estão conectadas paralelamente à rede de distribuição local. A Figura 5, mostra o diagrama de blocos deste sistema.

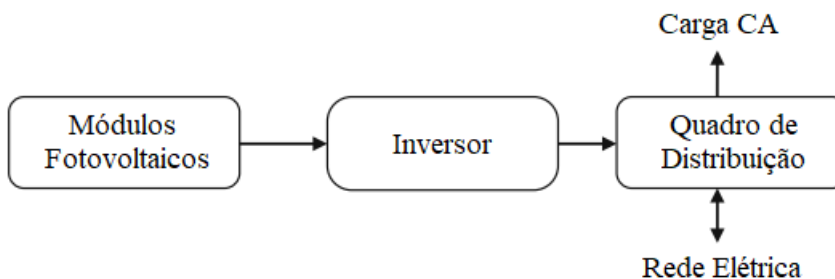
A principal vantagem do sistema *off-grid* reside na total independência da rede local, fazendo com que as cargas funcionem mesmo quando há falta de energia na rede da concessionária local, e na ausência do custo de disponibilidade, visto que não há conexão com a rede local. Sua maior desvantagem é o maior custo de aquisição, quando são utilizadas baterias, menor vida útil e menor eficiência energética.

Figura 5 – Sistema *off-grid* com baterias.

Fonte: SUMATHI e et. al. (2015), adaptado pelo autor.

2.1.2 Sistemas *On-grid*

Os sistemas *on-grid* se caracterizam pela interligação com a rede elétrica. Para isto, a energia gerada pelos módulos deve ser convertida para CA, com a utilização de um inversor, como mostra o diagrama de blocos da Figura 6.

Figura 6 – Sistema *on-grid*.

Fonte: SUMATHI e et. al. (2015), adaptado pelo autor.

Suas principais vantagens são a alta eficiência e o menor custo, tornando este sistema extremamente popular para consumidores residenciais e comerciais.

Além disto, há o sistema de compensação de créditos de energia, no qual a energia ativa injetada pela unidade consumidora com microgeração ou minigeração distribuída é cedida, por meio de empréstimo gratuito, à distribuidora local e posteriormente compensada com o consumo de energia elétrica ativa dessa mesma unidade consumidora ou de outra unidade consumidora de mesma titularidade da unidade consumidora onde os créditos foram gerados. Assim, os sistemas são dimensionados com o intuito de, no mínimo, compensar a demanda necessária pelas unidades consumidoras a serem alimentadas. Com isto, de acordo com a legislação atual, ao consumidor restará o pagamento do custo de

disponibilidade e da demanda contratada, em caso de consumidores com maior potência instalada.

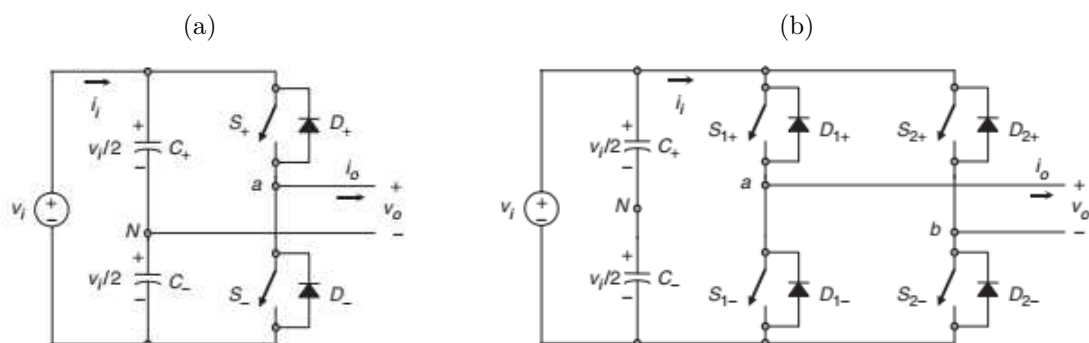
2.2 Inversores

Os inversores são conversores de eletrônica de potência que, a partir de uma entrada CC, geram uma saída CA com as características desejadas. Assim, para a interligação dos sistemas fotovoltaicos *on-grid* com a rede de distribuição local, os inversores desempenham um papel extremamente importante.

Diferentes topologias de inversores para aplicação em sistemas fotovoltaicos foram estudadas ao longo do tempo.

Inicialmente, foram estudados inversores com isolamento galvânica, por meio de transformadores de potência. Estes conversores geralmente eram constituídos por dois estágios: um estágio CC-CC e um estágio CC-CA. Duas topologias básicas de inversores, usualmente aplicadas no estágio CC-CA, são os inversores fonte de tensão chaveados de meia ponte e de ponte completa, mostrados na Figura 7.

Figura 7 – Inversores monofásicos: (a) meia ponte; (b) ponte completa.



Fonte: RASHID (2011), alterado pelo autor

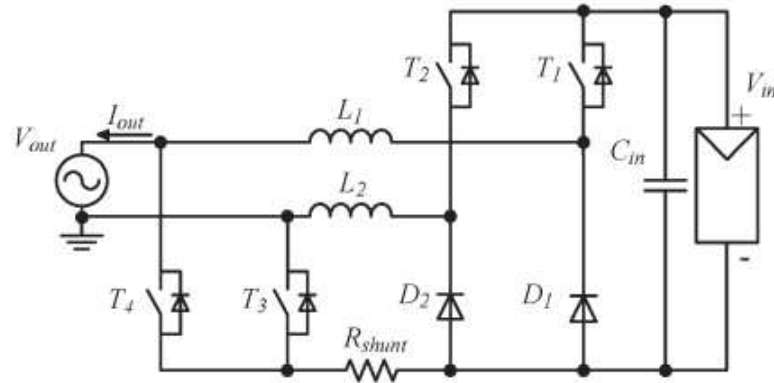
Nestes inversores, as chaves são disparadas de forma alternada de acordo com a técnica de modulação escolhida.

Entretanto, devido à baixa eficiência, baixa confiabilidade e alto custo de produção, estas topologias estão dando espaço a topologias não-isoladas de estágio único (JAIN; AGARWAL, 2007).

Uma análise de diferentes topologias de inversores comerciais para sistemas fotovoltaicos foi feita por ARAUJO, ZACHARIAS e MALLWITZ (2010). Em seu trabalho, são analisadas cinco diferentes topologias de inversores não isolados, visto que eles conseguem uma maior eficiência, com baixo custo, do que aqueles que usam transformadores

(ARAUJO; ZACHARIAS; MALLWITZ, 2010). Além disto, o autor propôs um modelo de inversor monofásico de um estágio, mostrado na Figura 8, composto por dois inversores abaixadores conectados em paralelo, em que cada um deles funcionará apenas durante um semiciclo da forma de onda de saída.

Figura 8 – Inversor proposto por ARAUJO, ZACHARIAS e MALLWITZ (2010).

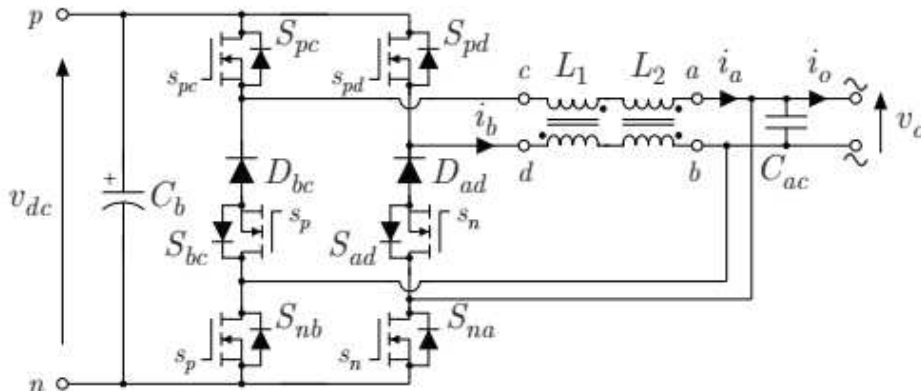


Fonte: ARAUJO, ZACHARIAS e MALLWITZ (2010).

Os resultados da simulação do circuito indicam uma THD do sinal de corrente de aproximadamente 2% e uma eficiência maior que 98% para potência de saída maiores que 500 W.

Seguindo o mesmo princípio de operação, MUNARETTO e HELDWEIN (2018) propuseram uma nova topologia baseada na conexão em paralelo de dois inversores *buck*, contendo seis chaves, das quais apenas duas operam em alta frequência. Este circuito está ilustrado na Figura 9.

Figura 9 – Inversor proposto por MUNARETTO e HELDWEIN (2018).

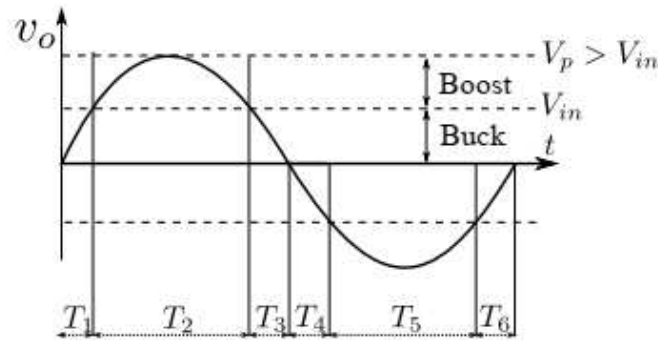


Fonte: MUNARETTO e HELDWEIN (2018).

No trabalho, o autor projetou, construiu e testou um protótipo do circuito proposto, obtendo uma eficiência acima de 98% para a potência nominal de 2 kW.

KUMAR e SENSARMA (2019) analisaram os diferentes modos de operação de inversores *buck-boost* (BBI), devido à crescente necessidade de aplicação destes circuitos quando a tensão de entrada é menor que o pico da tensão CA da saída, como nos microinversores para energia solar ou em pequenos sistemas de energia eólica. A Figura 10 ilustra os modos de operação dos BBI.

Figura 10 – Modos de operação dos inversores *buck-boost*.



Fonte: KUMAR e SENSARMA (2019).

Ao observar a Figura 10, podemos identificar quatro modos de operação destes inversores:

- 1 - Intervalos T_1 e T_3 : $v_0 > 0$ e $|v_0| < V_{in}$
- 2 - Intervalo T_2 : $v_0 > 0$ e $|v_0| > V_{in}$
- 3 - Intervalos T_4 e T_6 : $v_0 < 0$ e $|v_0| < V_{in}$
- 4 - Intervalo T_5 : $v_0 < 0$ e $|v_0| > V_{in}$

Quando estiver funcionando nos modos 1 e 3 o BBI atuará como um conversor *buck*. Já nos modos 2 e 4, o BBI funcionará como um conversor *boost*. Desta forma, é possível criar inversores de estágio único para aplicações em que baixa potência de saída é requerida, que possuam alta eficiência e baseados em topologias extensivamente estudadas.

Para o funcionamento nestes diferentes modos, é necessária a utilização da modulação PWM para controlar o disparo das chaves. Tal modulação será analisada na próxima seção.

2.3 Modulação PWM

A modulação por largura de pulso (PWM - do inglês *pulse width modulation*) é uma técnica utilizada em sistemas de processamento de energia com o intuito de controlar a potência entregue à carga. Nos conversores de eletrônica de potência, ela é utilizada para o controle das chaves, que definem as etapas de funcionamento dos conversores. Quando utilizada em inversores, sua principal vantagem é que, utilizando filtros adequados, a saída consegue atingir os requisitos quanto à THD mais facilmente que outros esquemas de chaveamento (HART, 2011). Por outro lado, há necessidade de um circuito de controle mais complexo.

O princípio de funcionamento do PWM consiste em comparar a amplitude de um sinal de referência, também chamado de sinal modulante ou de controle, com o sinal de uma onda portadora. Para o sinal da portadora, utiliza-se uma onda triangular. Para aplicações em inversores, utiliza-se um sinal senoidal como sinal de referência, usando a técnica modulação por largura de pulso senoidal (SPWM, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*).

Dois conceitos importantes quando se analisa a modulação PWM são o índice de modulação em amplitude (M_a) e o índice de modulação em frequência (M_f).

O índice de modulação em amplitude é dado pela razão entre a amplitude do sinal de referência e a amplitude do sinal da portadora, como indica a (2.1).

$$M_a = \frac{V_{m,ref}}{V_{m,port}} = \frac{V_{m,sen}}{V_{m,tri}} \quad (2.1)$$

O valor da amplitude do sinal de saída na frequência fundamental é controlado por M_a . Se $M_a \leq 1$, o valor da saída varia linearmente com M_a , como mostra a equação (2.2). Se $M_a > 1$, esta variação não será linear.

$$V_{o,1} = M_a V_{dc} \quad (2.2)$$

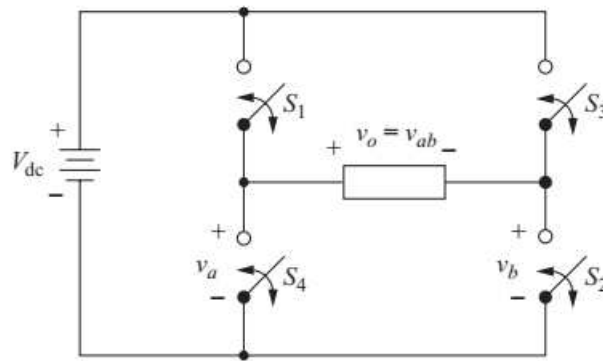
O índice de modulação em frequência é dado pela razão entre a frequência do sinal da portadora e a frequência do sinal da onda de referência, como indica a (2.3).

$$M_f = \frac{f_{por}}{f_{ref}} = \frac{f_{tri}}{f_{sen}} \quad (2.3)$$

O valor de M_f , indica a partir de qual frequência as harmônicas presentes no sinal de saída irão começar a aparecer. Desta forma, quanto maior for o valor de M_f , mais fácil será realizar a filtragem do sinal para retirar as harmônicas indesejadas, porém haverá maiores perdas decorrentes do chaveamento.

A modulação PWM pode ser classificada como unipolar ou bipolar. Para a análise da modulação PWM será considerado o inversor de ponte completa mostrado na Figura 11.

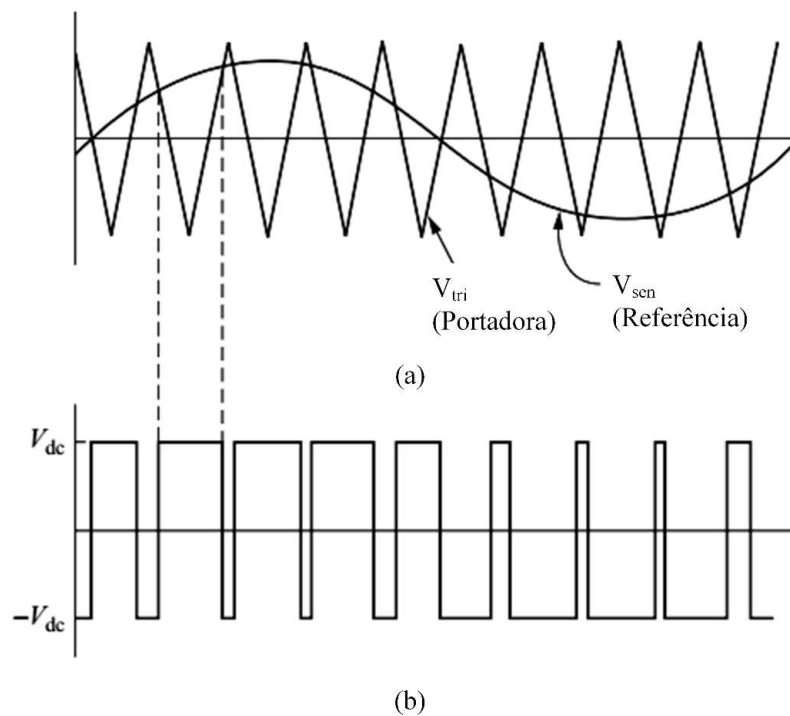
Figura 11 – Inversor ponte completa para análise da modulação PWM.



Fonte: HART (2011).

Na modulação PWM bipolar, o sinal de saída varia entre o valor positivo $+V_{dc}$, quando $v_{sen} > v_{tri}$, e o valor negativo $-V_{dc}$, quando $v_{sen} < v_{tri}$, como indicado na Figura 12. Para obter este valor na saída, todas as chaves funcionam em alta frequência (frequência da portadora), sendo ligadas em pares $S_1 - S_2$ e $S_3 - S_4$.

Figura 12 – Modulação PWM bipolar.

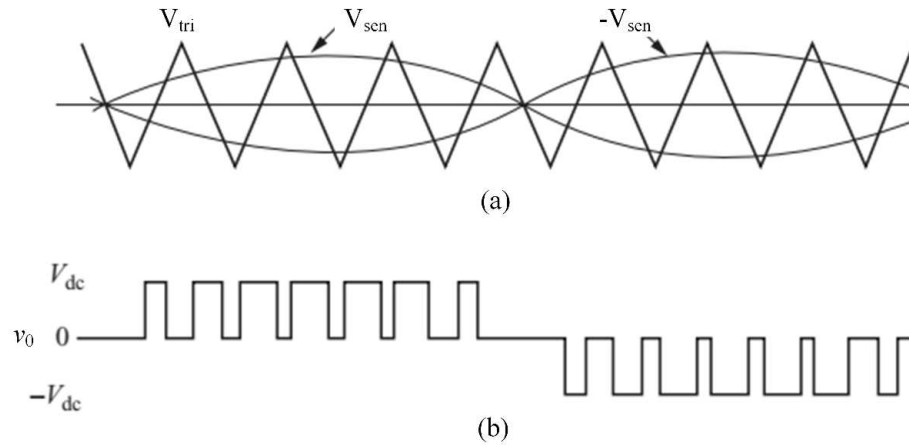


Fonte: HART (2011), alterado pelo autor.

Ao se utilizar a modulação bipolar, as harmônicas presentes no sinal de saída do inversor serão múltiplas de $2M_f$.

Outro esquema de modulação PWM é a modulação unipolar, em que a saída varia de 0 a $+V_{dc}$ e de 0 a $-V_{dc}$, como ilustra a Figura 13.

Figura 13 – Modulação PWM unipolar.



Fonte: HART (2011), alterado pelo autor.

Neste esquema de chaveamento, todas as chaves também atuam na frequência da onda portadora (alta frequência), porém cada uma delas é ligada da seguinte forma:

- S_1 é ligada quando $v_{sen} > v_{tri}$;
- S_2 é ligada quando $-v_{sen} < v_{tri}$;
- S_3 é ligada quando $-v_{sen} > v_{tri}$;
- S_4 é ligada quando $v_{sen} < v_{tri}$.

Com o intuito de diminuir as perdas por chaveamento, também é possível fazer com que apenas duas chaves funcionem em alta frequência, enquanto as outras chaves funcionam na frequência do sinal de referência. Para isto, as chaves serão ligadas da seguinte forma:

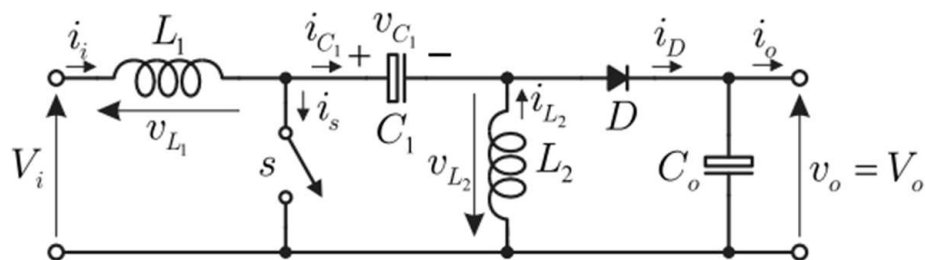
- S_1 é ligada quando $v_{sen} > v_{tri}$;
- S_4 é ligada quando $v_{sen} < v_{tri}$;
- S_2 é ligada quando $v_{sen} > 0$;
- S_3 é ligada quando $v_{sen} < 0$.

Portanto, nesse esquema, as chaves S_1 e S_4 chaveiam na frequência da portadora (alta frequência) enquanto as chaves S_2 e S_3 funcionam na frequência da referência (baixa frequência).

2.4 Conversor SEPIC

O conversor com indutância simples no primário, SEPIC (do inglês Single-Ended Primary-Inductance), é uma topologia de conversor CC-CC derivada do conversor Boost. O que diferencia um do outro é a adição de um filtro passa-baixa LC entre os estágios de entrada e saída do conversor Boost, resultando no conversor SEPIC, mostrado na Figura 14. Sua tensão de saída pode ter valor maior ou menor que a de entrada, a depender do ciclo de trabalho do sinal que comanda a operação da chave. Por esta razão, esta topologia de conversor é bastante útil quando a tensão de entrada não é regulada.

Figura 14 – Conversor SEPIC.



Fonte: VITORINO (2019).

Quando funcionando no modo de condução contínua, as correntes nos indutores L_1 e L_2 se mantêm acima de zero durante todo o funcionamento do circuito. Porém, quando no modo de condução descontínua, a soma das correntes nos indutores fica igual a zero em um de seus estágios de operação.

A análise do conversor SEPIC no modo de condução descontínua será realizada na próxima seção.

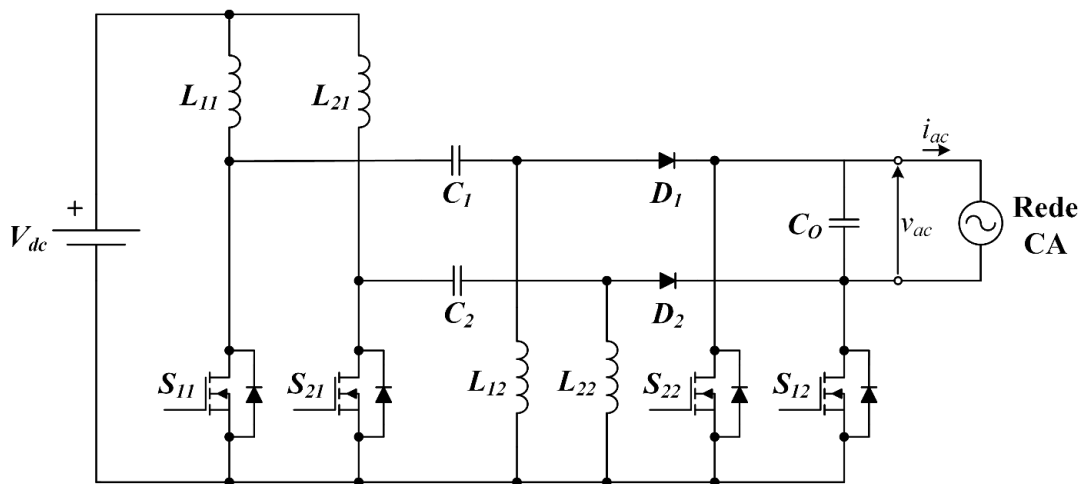
3 INVERSOR SEPIC PARALELO

Neste capítulo, será analisado o funcionamento do conversor SEPIC paralelo aplicado a sistemas fotovoltaicos *on grid*. Inicialmente, serão descritos os estágios de funcionamento do circuito. Em seguida, será realizada a análise em regime permanente do conversor proposto funcionando no MCD.

3.1 Funcionamento do circuito

O inversor SEPIC paralelo, mostrado na Figura 15, é composto pela associação de dois conversores SEPIC em paralelo proposto, semelhante aos inversores buck-boost analisados por KUMAR e SENSARMA (2019).

Figura 15 – Inversor SEPIC paralelo



Fonte: Próprio autor.

O circuito possui os seguintes elementos:

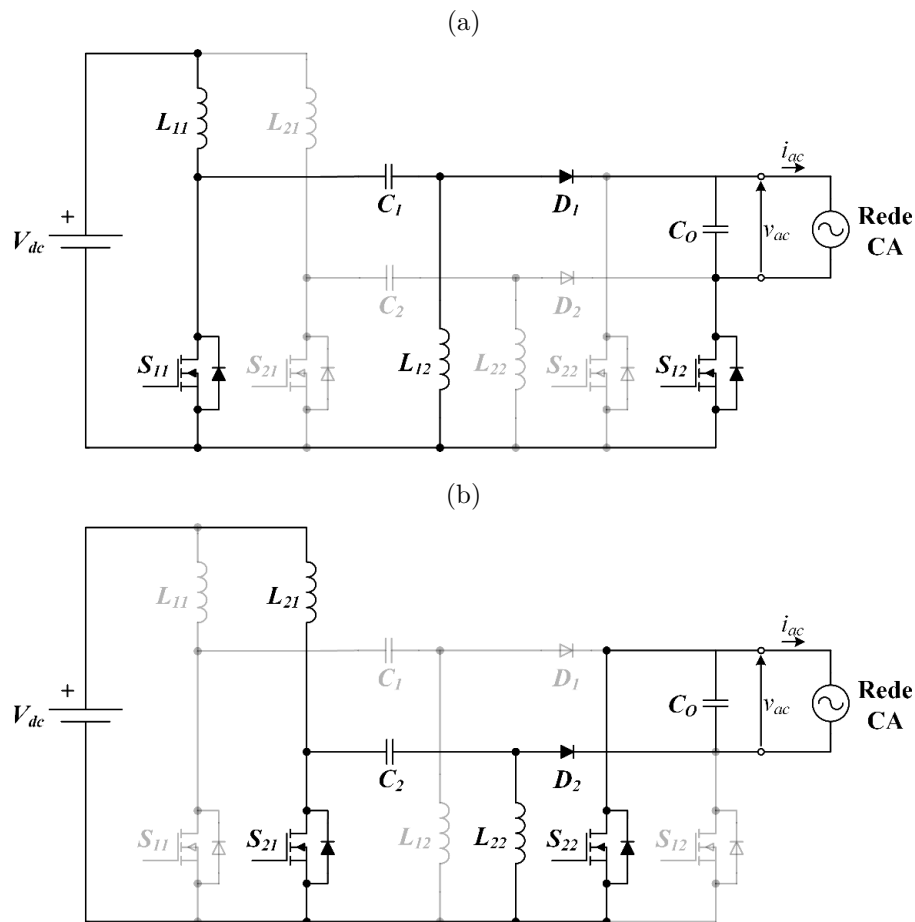
- Indutores de entrada L_{11} e L_{21} ;
- Chaves MOSFET de baixa frequência S_{12} e S_{22} ;
- Chaves MOSFET de alta frequência S_{11} e L_{21} ;
- Capacitores de acoplamento C_1 e C_2 ;
- Diodos D_1 e D_2 ; Capacitor de saída C_o

O funcionamento deste circuito como inversor é baseado na aplicação da modulação PWM senoidal unipolar. O sinal de referência é obtido da rede da concessionária, visto que o circuito é aplicado para sistemas fotovoltaicos *on grid* e o sinal de saída deve ser sincronizado com o sinal da rede.

Cada um dos circuitos SEPIC irá funcionar apenas durante um semiciclo do sinal de referência senoidal de 60 Hz.

No início do semiciclo positivo da onda de referência, a chave S_{12} é ligada, sendo desligada apenas no final do semiciclo,. Assim, apenas o circuito formado pelos elementos L_{11} , C_1 , L_{12} e C_o estará ativo no momento, como indicado na Figura 16 (a). Já no semiciclo negativo, a chave S_{22} permanecerá ligada, enquanto os elementos L_{21} , C_2 , L_{22} e C_o irão compor o circuito em funcionamento, como mostra a Figura 16 (b).

Figura 16 – Circuito em funcionamento nos semiciclos (a) positivo e (b) negativo.



Fonte: Autoria própria.

Desta forma, as chaves S_{12} e S_{22} operam na frequência do sinal da rede (60 Hz), enquanto as chaves S_{11} e S_{21} operam na frequência do sinal escolhido como portadora (neste caso 10 kHz).

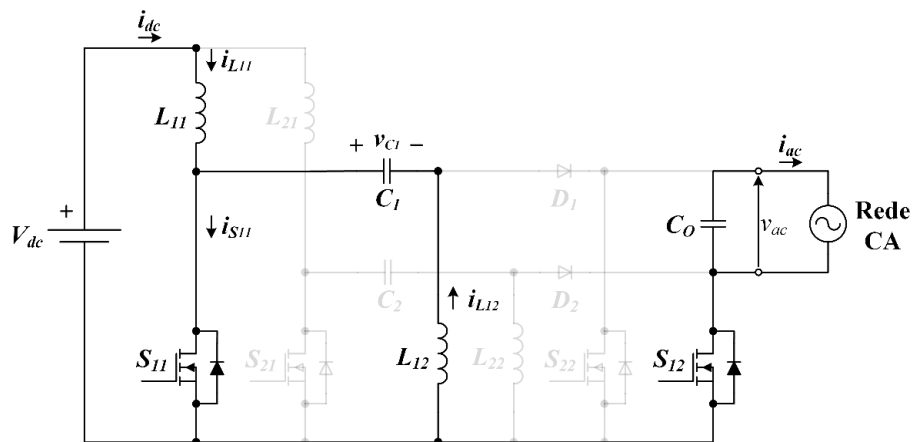
Para funcionar de forma simétrica durante os semiciclos positivo e negativo do sinal de referência, os dois SEPIC são dimensionados de forma idêntica. Com o intuito de simplificar a análise, será analisado apenas o circuito responsável pelo semiciclo positivo. Além disto, é incluída uma resistência de carga, aqui denominada R_o , de modo a facilitar os cálculos e o gerador fotovoltaico passará a ser representado por uma fonte de tensão CC.

3.2 Modo de condução descontínua

Nesta aplicação, o conversor SEPIC funcionará no modo de condução descontínua, visto que a soma das correntes dos indutores será zero durante um dos estágios de funcionamento. No MCD, o circuito possui três estágios de funcionamento.

No primeiro estágio, indicado pela Figura 17 (a), ocorre a magnetização dos indutores L_{11} e L_{12} . Esta etapa se inicia com o fechamento da chave S_{11} , fazendo com que o gerador fotovoltaico representado pela tensão V_{dc} forneça a energia necessária para os campos magnéticos do indutor L_{11} , enquanto a energia para o indutor L_{12} é suprida pelo capacitor C_1 . Portanto, a corrente nos indutores irá crescer linearmente e a corrente passando por S_{11} será a soma da corrente dos indutores. A energia entregue para a carga R_o será suprida pelo capacitor de saída C_o , pois o diodo D_1 estará reversamente polarizado. Esta etapa chegará ao fim no momento em que a chave S_{11} for desligada.

Figura 17 – Primeiro estágio de funcionamento.

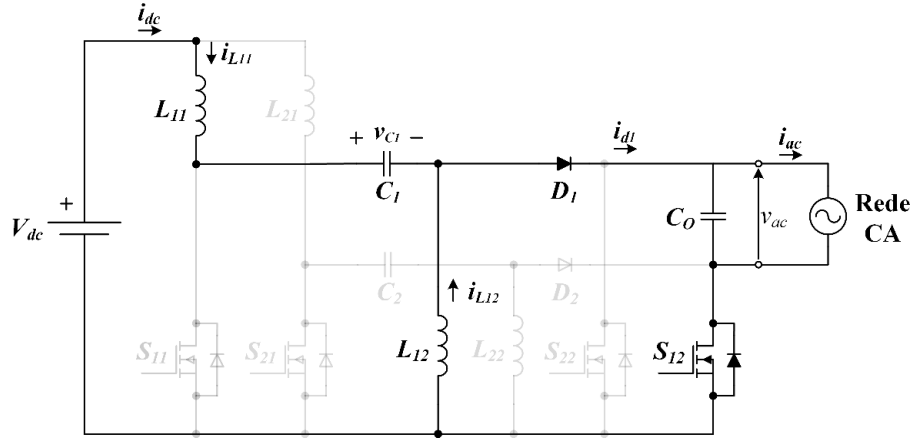


Fonte: Autoria própria.

O segundo estágio, representado na Figura 18 inicia no momento da abertura da chave S_{11} quando o diodo D_1 estará diretamente polarizado e as correntes nos dois indutores começarão a decair, devido à desmagnetização dos indutores. Assim, a corrente que passa pelo diodo é a soma das correntes dos dois indutores ativos, que passam a fornecer energia para a carga juntamente com a fonte V_{dc} . O capacitor de entrada C_1

também é carregado neste estágio, que tem fim quando a soma das correntes dos indutores chega a zero, fazendo com que o diodo fique reversamente polarizado.

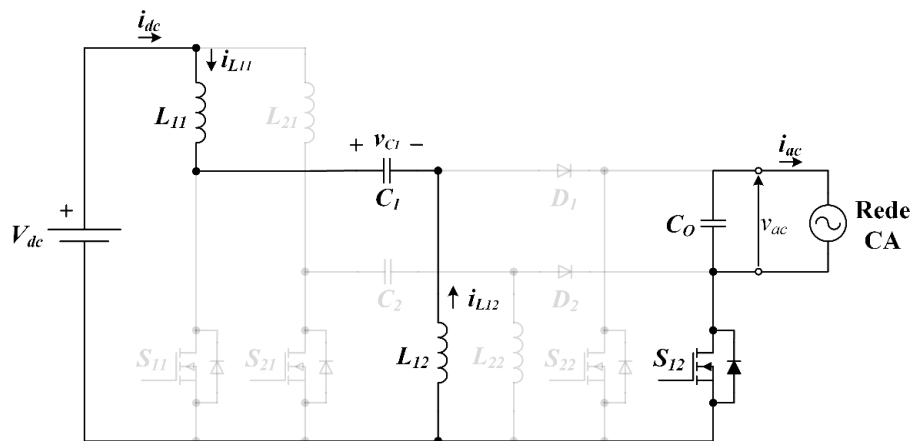
Figura 18 – Segundo estágio de funcionamento.



Fonte: Autoria própria.

No terceiro estágio de funcionamento, mostrado na Figura 19, a chave estará desligada e o diodo estará reversamente polarizado. Portanto, teremos uma malha formada por V_{dc} , L_{11} , C_1 e V_{12} , e outra malha formada por C_o e R_o . A soma da corrente dos indutores é zero e a energia para a carga R_o é suprida pelo capacitor de saída C_o . Esta etapa finaliza quando o circuito de controle comanda novamente o fechamento de S_{11} , dando início à sequência de etapas de funcionamento.

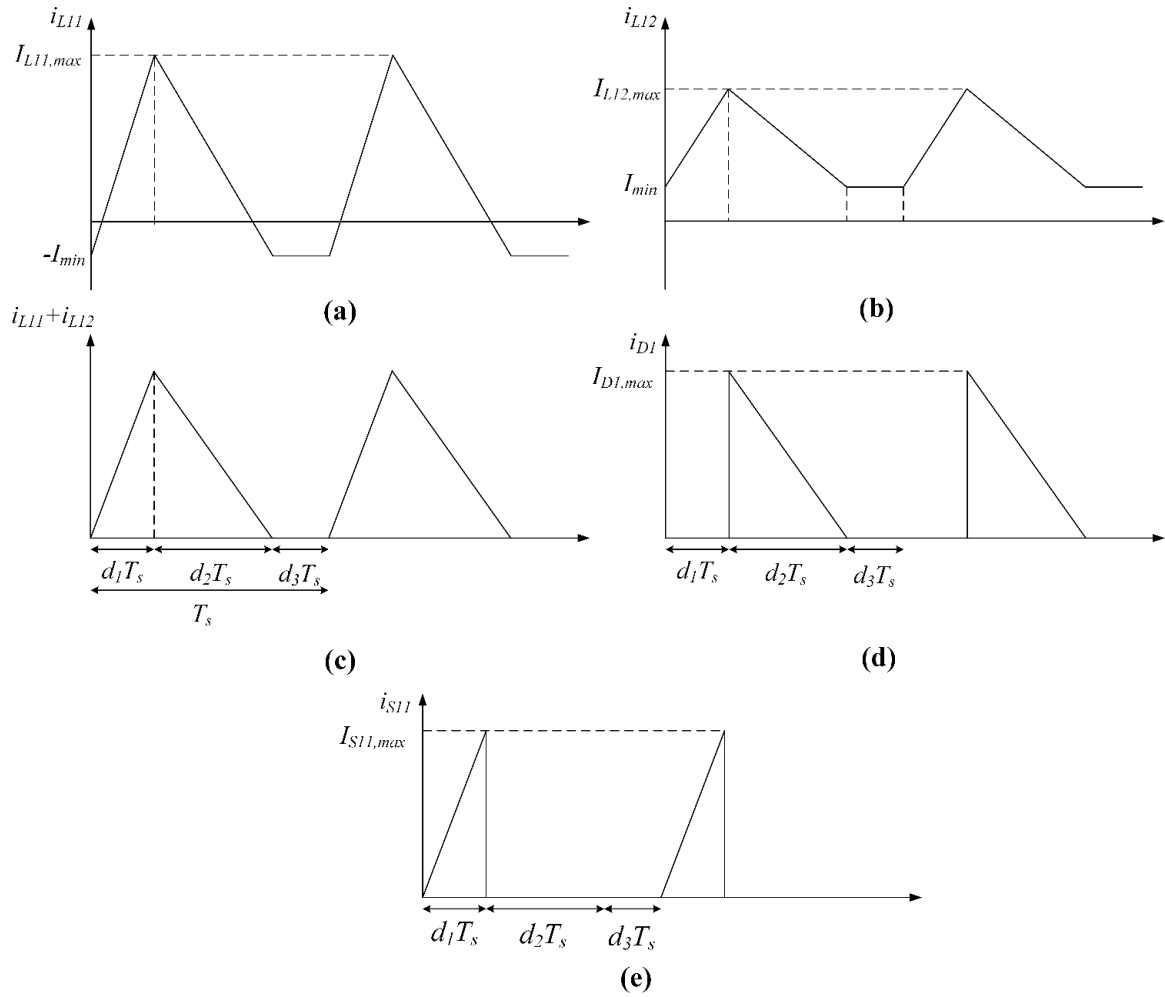
Figura 19 – Terceiro estágio de funcionamento.



Fonte: Autoria própria.

As formas de onda das correntes nos elementos para dois períodos de chaveamento são exibidas na Figura 20.

Devido à natureza da modulação utilizada, o tempo de duração de cada uma destas etapas é variável.

Figura 20 – Formas de onda (a) i_{L11} , (b) i_{L12} , (c) $i_{L11} + i_{L12}$, (d) i_{D1} e (e) i_{S11}


Fonte: Autoria própria.

3.3 Análise estática

Com o intuito de obter as equações necessárias para realizar o dimensionamento do circuito, é necessário fazer a análise estática do circuito.

3.3.1 Determinação da duração de cada estágio de operação

Na primeira etapa de operação do circuito, a corrente nos indutores cresce linearmente de acordo com as equações (3.1) e (3.2).

$$i_{L11} = \frac{V_{dc}}{L_{11}} \cdot t + i_{L11}(0) \quad (3.1)$$

$$i_{L12} = \frac{V_{dc}}{L_{12}} \cdot t + i_{L12}(0) \quad (3.2)$$

O valor máximo destas correntes é atingido ao final da etapa de magnetização, no instante d_1T_s . Assim,

$$I_{L_{11},\max} = \frac{V_{dc}}{L_{11}} \cdot d_1T_s + i_{L_{11}}(0) \quad (3.3)$$

$$I_{L_{12},\max} = \frac{V_{dc}}{L_{12}} \cdot d_1T_s + i_{L_{12}}(0) \quad (3.4)$$

No segundo estágio de condução, as correntes nos indutores começam a decair partindo do valor dado pelas equações (3.3) e (3.4). Este decaimento também é linear, e é dado pelas equações (3.5) e (3.6).

$$i_{L_{11}} = \frac{V_{dc}}{L_{11}} \cdot d_1T_s + i_{L_{11}}(0) - \frac{V_{ac}}{L_{11}} \cdot t \quad (3.5)$$

$$i_{L_{12}} = \frac{V_{dc}}{L_{12}} \cdot d_1T_s + i_{L_{12}}(0) - \frac{V_{ac}}{L_{12}} \cdot t \quad (3.6)$$

Ao final desta etapa, a soma das correntes dos indutores será igual a zero, assim,

$$i_{L_{11}} + i_{L_{12}} = 0 \quad (3.7)$$

Ao substituir as equações (3.5) e (3.6) na equação (3.7) e substituindo o instante de tempo em que ocorre o fim da etapa ($t = d_2T_s$), é obtida a equação (3.8).

$$d_2T_s = \frac{V_{dc}}{V_{ac}} \cdot d_1T_s \quad (3.8)$$

Por fim, para encontrar o valor do intervalo d_3T_s deve-se utilizar a equação (3.9).

$$d_3T_s = T_s - d_1T_s - d_2T_s \quad (3.9)$$

Portanto, ao se analisar as equações (3.8) e (3.9), o tempo de duração dos estágios de funcionamento do circuito dependem da variação do ciclo de trabalho d_1 resultante da modulação SPWM.

3.3.2 Determinação da corrente no diodo

Observando o circuito equivalente da segunda etapa, quando aplicada a Lei de Kirchhoff das correntes no nó que interliga o diodo e o capacitor C_1 , pode-se obter a equação (3.10) que indica a corrente de pico no diodo.

$$I_{D_{1,\max}} = I_{L_{11},\max} + I_{L_{12},\max} \quad (3.10)$$

Ao substituir as equações (3.3) e (3.4) na equação (3.10) e manipulando as expressões resultantes, pode-se obter a equação (3.11).

$$I_{D_{1,\max}} = \left(\frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{12}} \right) \cdot V_{dc} d_1 T_s \quad (3.11)$$

Neste momento, é interessante definir uma variável denominada L_{eq} , que representa a associação em paralelo das indutâncias L_{11} e L_{12} .

$$L_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{12}}} = \frac{L_{11} \cdot L_{12}}{L_{11} + L_{12}} \quad (3.12)$$

É possível então simplificar a equação (3.11), substituindo o resultado da equação (3.12).

$$I_{D_{1,\max}} = \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{dc} d_1 T_s \quad (3.13)$$

Ao observar a forma de onda da corrente do diodo, na Figura 20, pode-se encontrar o valor da corrente média no diodo para um período de chaveamento.

$$I_{D_{1,\text{med}}} = \frac{I_{D_{1,\max}}}{2} \cdot \frac{d_2}{T_s} \quad (3.14)$$

Substituindo as equações (3.8) e (3.13) na equação (3.14), obtemos:

$$I_{D_{1,\text{med}}} = \frac{1}{2L_{eq}} \cdot \frac{V_{dc}^2}{V_{ac}} \cdot d_1^2 T_s \quad (3.15)$$

3.3.3 Determinação do índice de modulação

Aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes no nó entre o diodo D_1 e o capacitor C_o no segundo estágio de operação, é obtida a seguinte relação:

$$I_{D_{1,\text{med}}} = I_{C_{2,\text{med}}} + \frac{V_{ac}}{R} \quad (3.16)$$

Visto que a análise é realizada em regime permanente, a corrente média nos capacitores do circuito é zero. Assim,

$$I_{D_{1,\text{med}}} = \frac{V_{ac}}{R} \quad (3.17)$$

Substituindo a (3.15) na (3.16), obtemos

$$\frac{V_{ac}}{R} = \frac{1}{2L_{eq}} \cdot \frac{V_{dc}^2}{V_{ac}} \cdot d_1^2 T_s \quad (3.18)$$

Em seguida, após algumas manipulações algébricas, é obtida a equação (3.19).

$$\frac{v_{ac}}{V_{dc}} = d_1 \sqrt{\frac{R_o T_s}{2L_{eq}}} \quad (3.19)$$

O índice de modulação de um conversor é a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, como mostrado na (3.20).

$$M = \frac{v_{ac}}{V_{dc}} \quad (3.20)$$

Assim, igualando as equações (3.20) e (3.19), pode-se obter

$$M = d_1 \sqrt{\frac{R_o T_s}{2L_{eq}}} \quad (3.21)$$

Esta é a equação que relaciona a tensão de entrada com a tensão de saída. Ao isolar d_1 na equação (3.21), encontramos

$$d_1 = \frac{v_{ac}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{\frac{2L_{eq}}{R_o T_s}} \quad (3.22)$$

A tensão de saída é uma tensão senoidal que pode ser escrita de acordo com a equação (3.23).

$$v_{ac} = V_{ac} \text{sen}(\omega t) \quad (3.23)$$

Ao substituir a equação (3.23) na equação (3.21) pode-se obter o ciclo de trabalho em função da tensão de saída, conforme a equação (3.24).

$$d_1 = \frac{|V_{ac} \text{sen}(\omega t)|}{V_{dc}} \cdot \sqrt{\frac{2L_{eq}}{R_o T_s}} \quad (3.24)$$

O valor máximo do ciclo de trabalho ocorre quando a tensão de saída v_{ac} chega ao seu valor máximo, quando $|\text{sen}(\omega t)| = 1$. Assim, ao substituir esta informação na (3.24), é obtido assim o valor máximo de d_1 .

$$d_{1,max} = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{\frac{2L_{eq}}{R_o T_s}} \quad (3.25)$$

3.3.4 Cálculo do ciclo de trabalho crítico

Para que o inversor trabalhe sempre no modo de condução descontínua, a equação (3.9) deve ser respeitada. Quando o circuito passa a operar no MCC, temos

$$T_s = d_1 T_s + d_2 T_s \quad (3.26)$$

$$d_1 + \frac{V_{dc}}{v_{ac}} \cdot d_1 = 1 \quad (3.27)$$

Substituindo a equação (3.20) na equação (3.26) e sabendo que no limite entre os dois modos de condução teremos o ciclo de trabalho $d_{1,critico}$. Então,

$$d_{1,critico} = \frac{M}{M+1} \quad (3.28)$$

Desta forma, para garantir a operação no MCD, o valor de $d_{1,max}$, calculado na (3.22), deverá ser menor que $d_{1,critico}$. Assim,

$$d_{1,max} < \frac{M}{M+1} \quad (3.29)$$

3.3.5 Cálculo da corrente de entrada

Para calcular a corrente de entrada, considera-se que não há perdas no conversor. Assim, para um período de chaveamento, tem-se que

$$P_{entrada} = P_{saida} \quad (3.30)$$

$$V_{dc} I_{dc} = V_{ac} \dot{I}_{D_{1,med}} \quad (3.31)$$

Ao substituir a equação (3.15) na equação acima, e isolando o termo com a corrente de entrada, é possível obter a equação (3.32).

$$I_{dc} = \frac{1}{2L_{eq}} \cdot V_{dc} d_1^2 T_s \quad (3.32)$$

3.3.6 Dimensionamento dos indutores

Os indutores são dimensionados baseando-se na variação da corrente durante um período de chaveamento, indicada por $\Delta I_{L_{11}}$. Assim, ao observar o primeiro estágio de funcionamento, pode-se obter o valor de L_{11} .

$$L_{11} = \frac{V_{dc}}{\Delta I_{L_{11}}} \cdot d_1 T_s \quad (3.33)$$

Já o valor de L_{12} é obtido ao se manipular matematicamente a equação (3.12).

$$L_{12} = \frac{L_{11} L_{eq}}{L_{11} - L_{eq}} \quad (3.34)$$

3.3.7 Dimensionamento dos capacitores

O capacitor de saída C_o é dimensionado considerando que a corrente que a corrente que passa por ele é menor que a metade da corrente da carga. Assim,

$$C_o \leq \frac{I_{C_o}}{2 \cdot V_{ca} \cdot 2\pi \cdot f_{rede}} \quad (3.35)$$

O capacitor C_1 é calculado usando a (3.36).

$$C_1 = \frac{d_1^2 T_s}{R_o \cdot \frac{\Delta V_{C_1}}{V_{C_1}}} \cdot \sqrt{\frac{R_o T_s}{2L_{eq}}} \quad (3.36)$$

Para encontrar o valor de C_1 para que o circuito funcione no modo de condução descontínua, deve-se utilizar o valor $d_{1,critico}$ na equação (3.36). Assim,

$$C_1 \geq \frac{d_{1,critico}^2 T_s}{R_o \cdot \frac{\Delta V_{C_1}}{V_{C_1}}} \cdot \sqrt{\frac{R_o T_s}{2L_{eq}}} \quad (3.37)$$

3.4 Modelo em espaço de estados médio

O inversor proposto foi modelado em espaço de estados utilizando a técnica de espaço de estados médio. Para cada estágio de operação, as equações desenvolvidas anteriormente foram utilizadas para encontrar as matrizes referentes ao modelo em espaço de estados, de forma a satisfazer as equações (3.38) e (3.39).

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u \quad (3.38)$$

$$y = C \cdot x + D \cdot u \quad (3.39)$$

O vetor de estados e a entrada escolhidas foram

$$x = \begin{bmatrix} i_{L_{11}} \\ i_{L_{12}} \\ v_{C_1} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$u = V_{dc} \quad (3.41)$$

Ao analisar o primeiro estágio de operação, podemos obter

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{11}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{11}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

No segundo estágio de operação, obtemos as matrizes

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_{11}} & \frac{1}{L_{11}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_{12}} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{11}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Por fim, as matrizes referentes ao terceiro estágio de operação são

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_{11}+L_{12}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{11}+L_{12}} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{11}+L_{12}} \\ \frac{-1}{L_{11}+L_{12}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

O espaço médio de estados é dado pelas equações (3.48) e (3.49).

$$A = A_1 \cdot d_1 + A_2 \cdot d_2 + A_3 \cdot d_3 \quad (3.48)$$

$$B = B_1 \cdot d_1 + B_2 \cdot d_2 + B_3 \cdot d_3 \quad (3.49)$$

Assim, substituindo as matrizes de (3.42) a (3.47) na equação (3.48), obtemos o espaço de estados médio.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-d_2}{L_{11}} - \frac{d_3}{L_{11}+L_{12}} & \frac{d_2}{L_{11}} \\ 0 & 0 & \frac{d_1}{L_{11}} - \frac{d_3}{L_{11}+L_{12}} & \frac{d_2}{L_{12}} \\ \frac{d_2}{C_o} + \frac{d_3}{C_1} & \frac{-d_1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{d_2}{C_o} & \frac{d_2}{C_o} & 0 & \frac{-(d_1+d_2+d_3)}{C_o R_o} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{d_1+d_2}{L_{11}} + \frac{d_3}{L_{11}+L_{12}} \\ \frac{-d_3}{L_{11}+L_{12}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

4 PROJETO E SIMULAÇÕES

Neste capítulo será mostrado o projeto do conversor proposto, baseado nos requisitos necessários para sua aplicação em sistemas fotovoltaicos. Além disto, será mostrado o diagrama de controle necessário para que a tensão da saída esteja sincronizada com a frequência da rede. Também serão mostrados os resultados das simulações executadas no software PSIM.

4.1 Projeto do inversor

Os requisitos utilizados para o projeto do inversor encontram-se listados na tabela 1.

Tabela 1 – Requisitos para o projeto

V_{dc}	80 V
$V_{ac,rms}$	220 V
f_{ref}	60 Hz
f_s	10 kHz
$\Delta i_{L_{11}}$	1 A

Utilizando as equações obtidas no capítulo 3, foram obtidos os valores dos elementos do inversor. A seguir, é mostrada a sequência de passos utilizada para o dimensionamento do conversor.

- 1 - Calcular o valor de M utilizando a equação (3.20);
- 2 - Calcular o valor de $d_{1,critico}$ utilizando a equação (3.28);
- 3 - Calcular o valor máximo da indutância equivalente ao substituir $d_{1,critico}$ na equação (3.22);
- 4 - Calcular o valor máximo das indutâncias L_{11} e L_{12} utilizando as equações (3.33) e (3.34), respectivamente;
- 5 - Calcular os valores de referência para as capacitâncias C_1 e C_0 utilizando as equações (3.35) e (3.37), respectivamente.

Os valores escolhidos para estes componentes encontram-se listados na tabela 2.

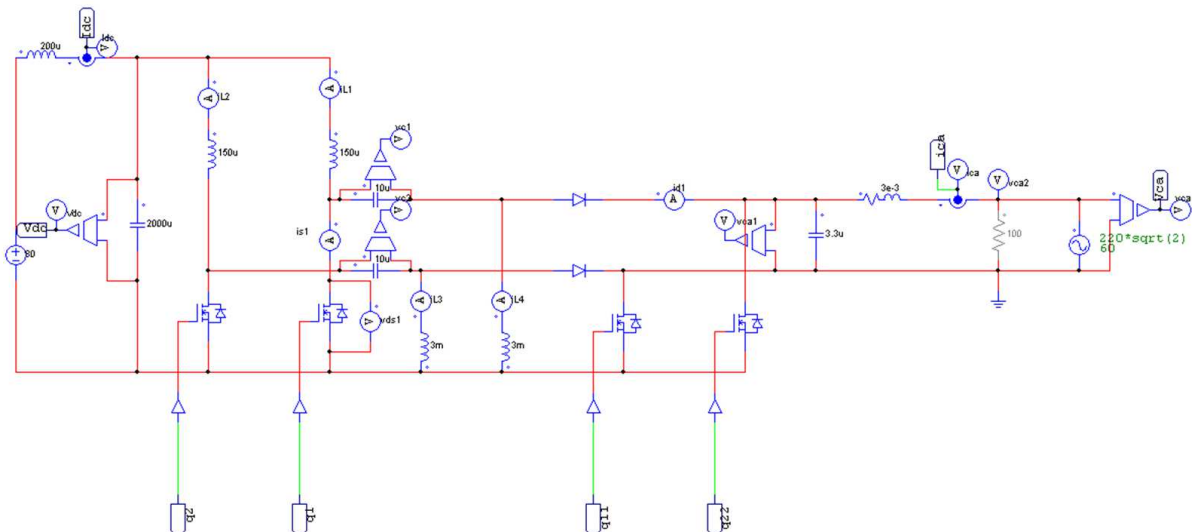
Tabela 2 – Dimensionamento dos componentes

Componente	Valor escolhido
L_{11}	150 μH
L_{12}	300 mH
C_1	10 μF
L_{21}	150 μH
L_{22}	300 mH
C_2	10 μF
C_0	3,3 μF

4.2 Resultados por Simulação no PowerSim

Utilizando todos os valores correspondentes ao projeto, o inversor foi simulado utilizando o software PSIM. A Figura 21 mostra como o circuito foi montado no simulador.

Figura 21 – Sepic paralelo esquematizado no PSIM.

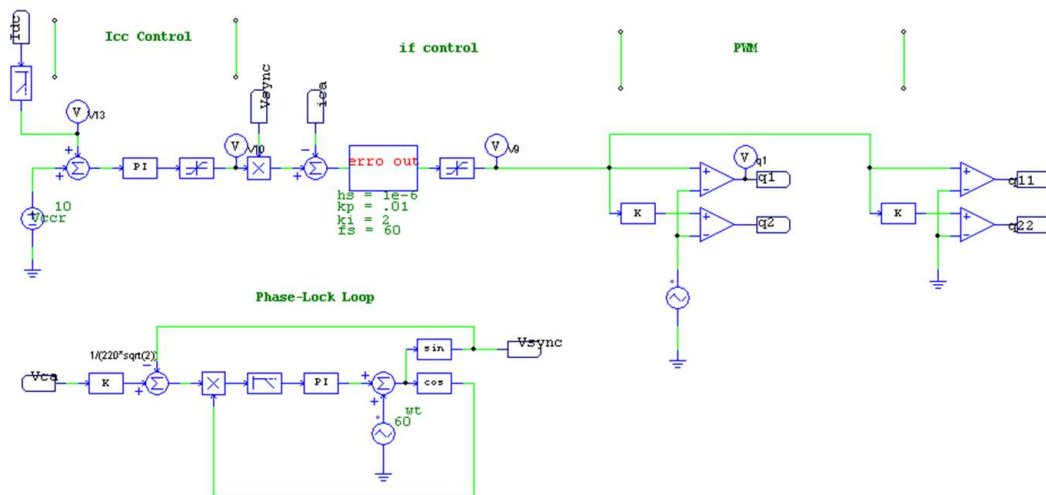


Fonte: Autoria própria.

Para que a corrente de saída estivesse sincronizada com a frequência da rede, foi necessário utilizar o circuito de controle ilustrado na Figura 22.

O esquema de controle utilizado neste inversor foi projetado para controlar as quatro chaves, com base na corrente de saída desejada. Para tal, a frequência da rede é utilizada como referência para o Phase-Locked Loop (PLL), que gera um sinal sincronizado com a frequência da rede. Este sinal é comparado à saída de corrente do conversor, gerando um sinal de erro que é usado para alimentar um controlador PI. Este controlador, por sua vez gera o sinal senoidal usado na entrada do gerador de sinal PWM.

Figura 22 – Malha de controle no PSIM.

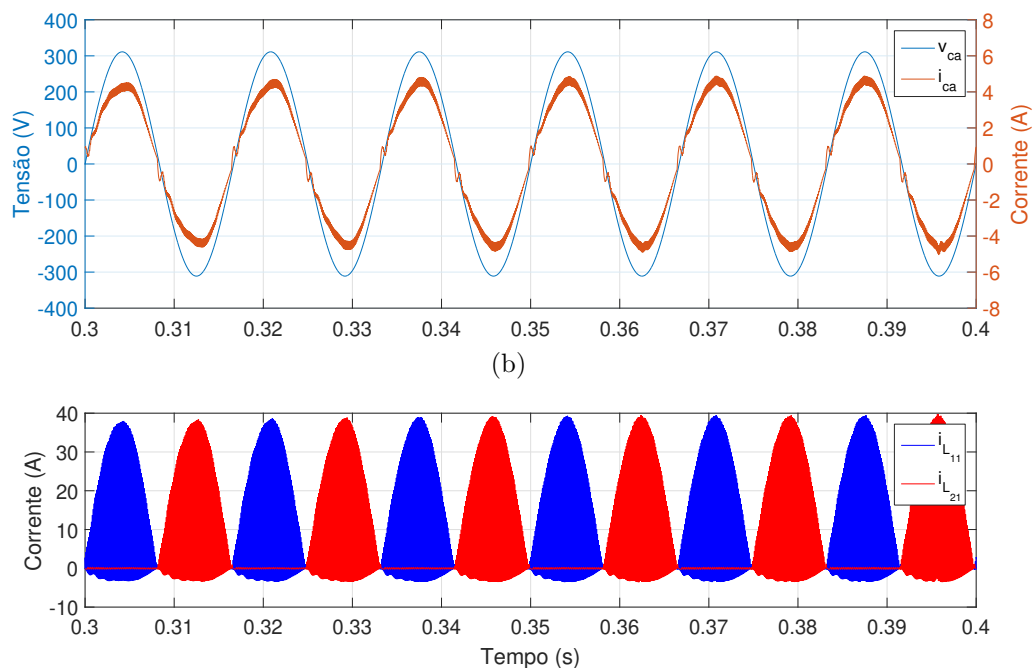


Fonte: Autoria própria.

No gerador de PWM, o sinal senoidal de referência é comparado com uma onda triangular, gerando o sinal que controla as chaves s_{11} e s_{21} para trabalhar na frequência de 10 kHz. Estas são as chaves responsáveis pelo controle do ciclo de trabalho do conversor. As chaves s_{12} e s_{22} são controladas para trabalhar na frequência de 60 Hz.

A Figura 23 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de saída do conversor, além das correntes nos indutores L_{11} e L_{21} .

Figura 23 – Formas de onda: (a) tensão e corrente na saída, (b) corrente nos indutores.

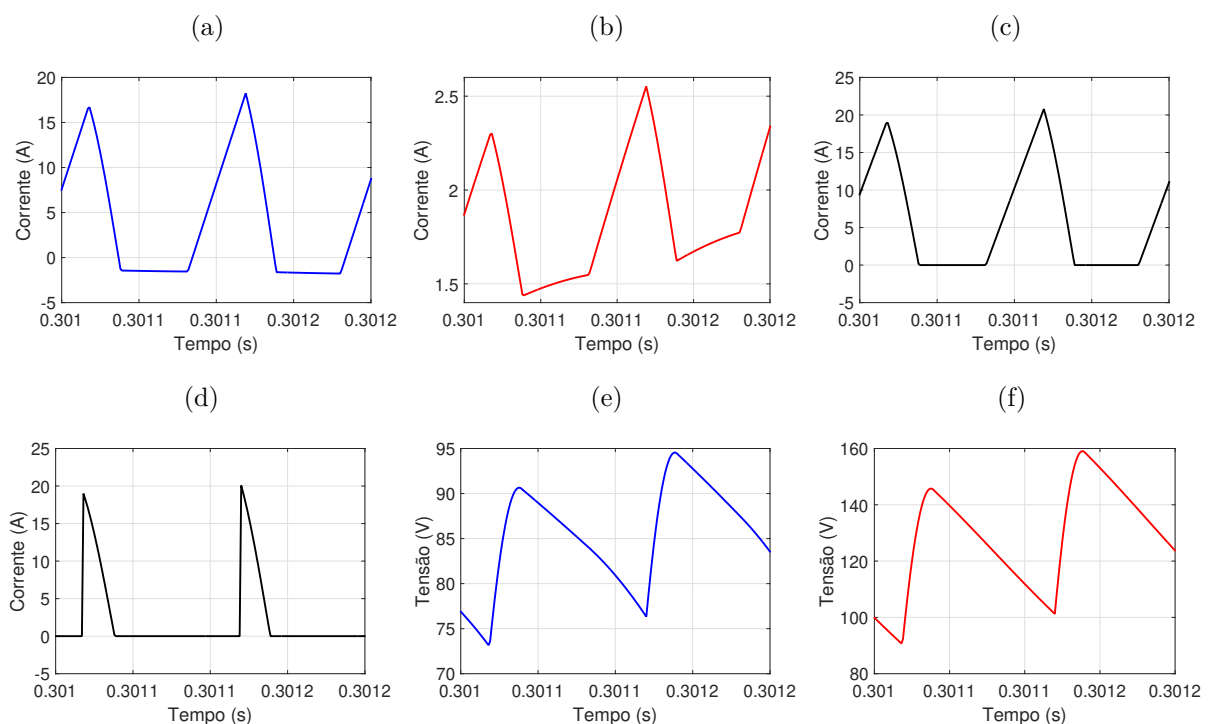


Fonte: Autoria própria.

Como pode ser visto na Figura 23 (a), a corrente de saída possui um formato muito aproximado de uma senóide e se encontra praticamente em fase com o sinal de tensão. Desta forma, o fator de potência obtido na saída do inversor foi acima de 0,99 para esta configuração. Além disto, utilizando o software, foi possível obter a THD da corrente, que ficou aproximadamente 9%. Na Figura 23 (b), percebe-se que cada uma das chaves funciona apenas durante um semiciclo do sinal de tensão da saída, garantindo, assim, que apenas um dos circuitos esteja em funcionamento.

As formas de onda para os demais elementos encontram-se na Figura 24.

Figura 24 – Formas de onda: (a) $i_{L_{11}}$, (b) $i_{L_{12}}$, (c) $i_{L_{11}} + i_{L_{12}}$, (d) i_{D_1} , (e) v_{C_1} , (f) v_{C_0} .



Fonte: Autoria própria.

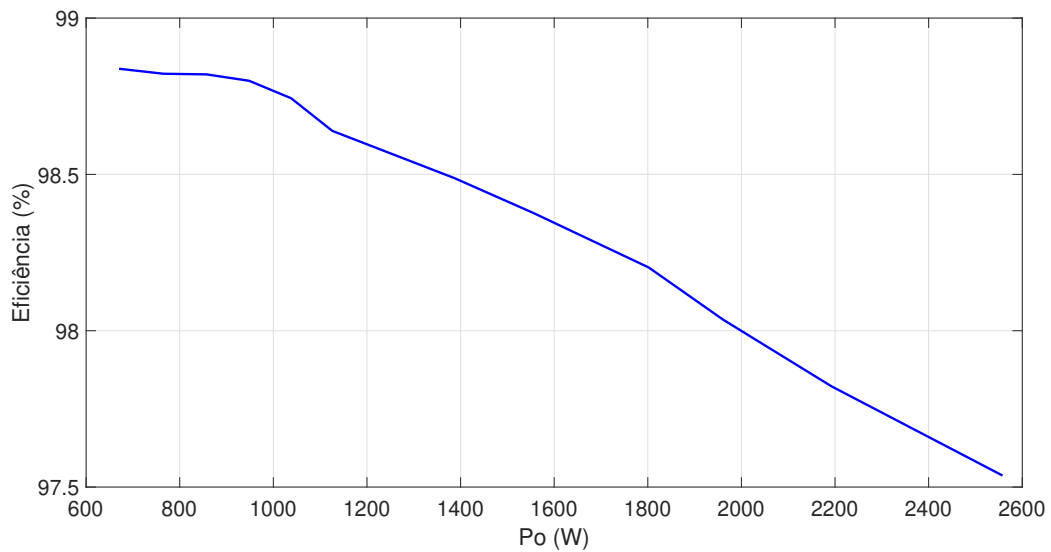
Como pode ser visto na Figura 24, as formas de onda são bastante semelhantes às aquelas encontradas na Figura (20). Ao se verificar a Figura 24 (c), existe um intervalo de tempo em que $i_{L_{11}} + i_{L_{12}} = 0$, indicando que o inversor está funcionando no MCD e, portanto, toda a análise matemática realizada anteriormente encontra-se válida.

Também foi analisado o funcionamento do inversor para diferentes potências de saída. Na Figura 25 está relacionada a eficiência do conversor em função de sua potência de saída.

É possível observar que o inversor simulado consegue manter uma eficiência maior que 98%, quando a carga consome até 2 kW de potência.

Porém, quando é analisada a THD da corrente (THDi), indicada na Figura 26, é

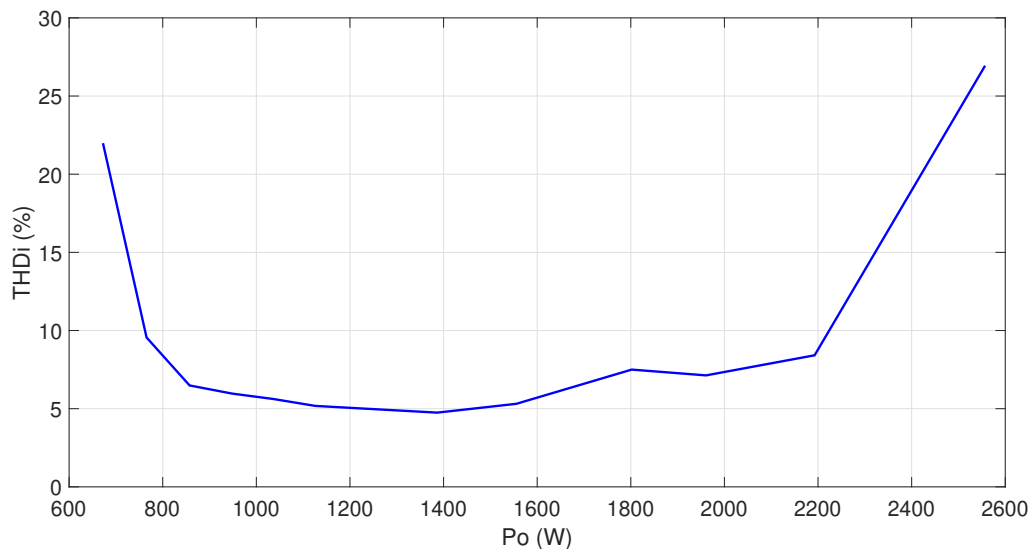
Figura 25 – Eficiência do conversor.



Fonte: Autoria própria.

possível identificar que para potências abaixo de 600 W e acima de 2,2 kW, o inversor produz uma corrente de saída com THD maior que 10%. Para esta faixa de carga mencionada, o inversor irá fornecer um sinal de corrente com elevada distorção harmônica. Além disto, a menor THD encontrada para o inversor foi um pouco maior que 5%.

Figura 26 – Taxa de distorção harmônica total da corrente de saída.

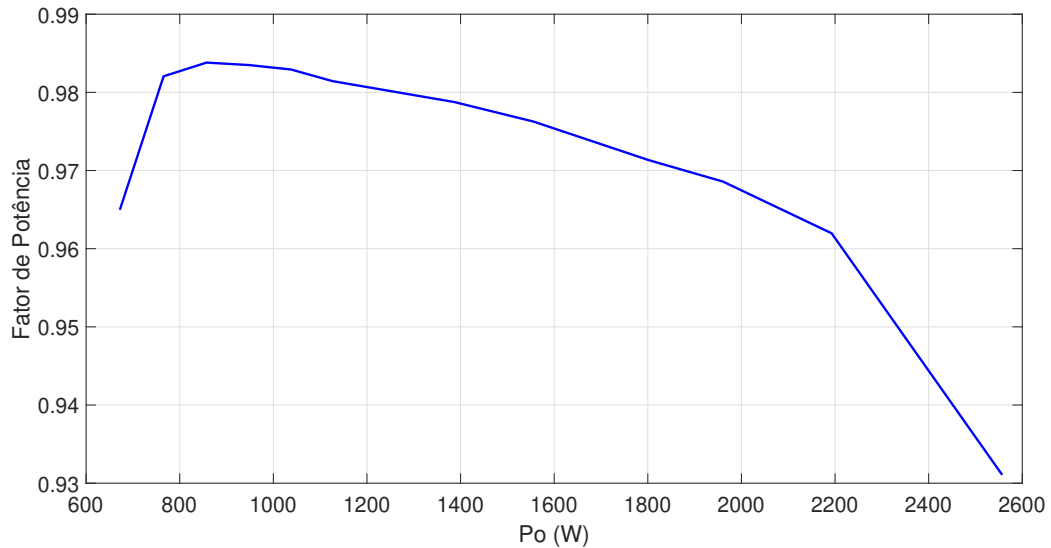


Fonte: Autoria própria.

Para a conexão com a rede elétrica da distribuidora, os sistemas fotovoltaicos devem possuir inversores com THD menor que 5%, quando operando em potência nominal. Portanto, como um dos pontos a serem melhorados no circuito analisado, pode ser verificada a inclusão de filtros passa-baixa na saída CA, de modo a diminuir a THD da corrente.

Por fim, foi analisado o fator de potência em função da potência de saída do inversor, mostrado na Figura 27.

Figura 27 – Fator de potência na saída do inversor.



Fonte: Autoria própria.

Ao analisar o gráfico, percebe-se que o menor fator de potência para a faixa simulada, ocorre quando a potência de saída chega em 2,6 kW, assumindo um valor próximo a 0,93. De acordo com a NDU 013 (ENERGISA, 2019), o fator de potência do sistema deve ser maior que 0,92. Desta forma, o inversor possui um bom fator de potência durante a faixa de potência de saída analisada.

Portanto, foi possível desenvolver um inversor de estágio único que pode ser utilizado para aplicações em sistemas de geração fotovoltaicos.

As principais vantagens apresentadas pelo inversor são a utilização de apenas duas chaves funcionando em alta frequência e fator de potência unitário, quando utilizado um sistema de controle da corrente de saída.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi analisado o inversor SEPIC paralelo para aplicação em sistemas fotovoltaicos de baixa potência. Inicialmente foi feita uma revisão bibliográfica sobre os sistemas de energia fotovoltaica, explicitando seus principais componentes. Em seguida, os princípios básicos dos inversores de eletrônica de potência foram analisados, bem como os conceitos relacionados à técnica de modulação PWM.

O inversor proposto foi apresentado, detalhando a operação do circuito e fazendo a análise do inversor no modo de condução descontínua. Com isto, foi possível encontrar equações para dimensionar os componentes do circuito, garantindo a operação no MCD. Além disto, o inversor foi modelado utilizando a técnica de espaço de médio.

Por fim, o inversor pôde ser simulado utilizando o software PowerSIM. Os resultados das simulações foram bastante promissores, visto que foi possível obter um fator de potência acima de 0,98 na potência nominal e fator de potência acima de 0,92 em toda a faixa de operação analisada. Além disto, a THD obtida para o sinal de corrente foi um pouco maior que 5% e, portanto, é um ponto a ser melhorado para a interligação do sistema com a rede da concessionária local.

A montagem de um protótipo e análise das características dinâmicas do inversor a partir da análise de pequenos sinais são os próximos objetivos a serem alcançados.

REFERÊNCIAS

- ALBUQUERQUE, I.; et. al. Análise das emissões brasileiras de gases de efeito estufa e suas implicações para as metas de clima do Brasil 1970-2019. *Sistema de Estimativas de Emissões e Remoções de Gases de Efeito Estufa (SEEG)*, 2020. Citado na página 11.
- ARAÚJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 9, p. 3118–3128, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 8, 17 e 18.
- ENERGISA. Norma de distribuição unificada ndu 013. *Critérios para a conexão de acessantes de geração distribuída em baixa tensão ao sistema de distribuição da Energisa-PB*, João Pessoa, 2019. Citado na página 41.
- HART, D. W. *Power Electronics*. New York: McGraw Hill, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1928–1940, 2007. Citado na página 17.
- KUMAR, A.; SENSARMA, P. Operating modes based review of single-stage buck-boost inverters. In: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, p. 1904–1909. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 24.
- MUNARETTO, L.; HELDWEIN, M. L. Single-phase transformerless dual buck-based grid-connected inverter. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 161–166. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 18.
- RASHID, M. *Power Electronics Handbook: devices, circuits, and applications handbook*. Third edition. Oxford: Elsevier Inc., 2011. Citado na página 17.
- RITCHIE, R.; et. al. Co2 and greenhouse gas emissions. *Our World in Data*, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 12.
- SUMATHI, S.; et. al. *Solar PV and Wind Energy Conversion Systems*. Suíça: Springer International Publishing, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 16.
- VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. Curitiba: Appris, 2019. Citado na página 23.