

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

SALVADOR GARCIA NETO

CONVERSOR ISOLADO PARA USO EM LABORATÓRIO

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

SALVADOR GARCIA NETO

CONVERSOR ISOLADO PARA USO EM LABORATÓRIO

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

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

PATO BRANCO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **CONVERSOR ISOLADO PARA USO EM LABORATÓRIO** do acadêmico **Salvador Garcia Neto** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora **Nº 178** de **2018**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

Prof. Dr. Cesar Rafael Claire Torrico

Prof. Dr. Diogo Ribeiro Vargas

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

What is never a force that can be an alternative is to be strong.

Johnny Depp

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a minha família, em especial aos meus pais Maria Cristina Marinho Garcia e Salvador Garcia Junior (*in memoriam*) pelo apoio incondicional durante essa etapa.

Meu muito obrigado ao orientador Carlos Marcelo de Oliveira Stein pela dedicação e comprometimento ao longo desse trabalho.

Agradeço também meus amigos e companheiros de laboratório Felipe, Paulo, Lucas, Cássio, Cassiano, Gabriel, Luiz Henrique, Elias, João e Roner que contribuíram de alguma forma ao longo desse trabalho.

RESUMO

NETO, Salvador Garcia. **Conversor isolado para uso em laboratório**. 2018. 62 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Departamento Acadêmico de Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2018.

Esse trabalho tem como objetivo implementar um conversor monofásico isolado de baixa potência, com tensão de saída controlada através de um sistema de controle digital e podendo fornecer um sinal contínuo ou alternado. O projeto do conversor foi inicialmente estruturado para aplicações onde há variações no nível de tensão, como em aplicações de energia fotovoltaica, onde há variações constantes de tensão fornecida. O conversor deve regular o nível de tensão fornecido a carga respeitando os limites estabelecidos durante a execução do projeto e criar isolamento elétrico entre o sinal de entrada e de saída, por isso são apresentados alguns modelos de conversores CC-CC sendo alguns deles isolados e outros não para uma análise quanto a viabilidade do uso no projeto de cada um. É apresentado um estudo de modelagem bem como resultados práticos do estágio CC. Por fim, tem-se os resultados do estágio CA.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; SEPIC; Indutor acoplado.

ABSTRACT

This work has been a low power single phase converter with output control controlled through a digital control system and it is possible to provide a remote or alternating signal. The connection design was structured for applications where there is variation of voltage level, as in photovoltaic energy applications, where there are also voltage constants. The converter must have the voltage level included in the input and output signal during project execution and create the electrical output after the input and output signal. not for an analysis as to the feasibility of using any project of each. We present a modeling study of as well as practical results of the CC stage. Finally, we have the results of the CA stage.

Keywords: DC-DC converter; SEPIC; Coupled inductor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Diagrama de blocos do protótipo desenvolvido	13
Figura 2:	Modo de operação: (a) condução contínua, (b) condução des- contínua e (c) crítico	14
Figura 3:	(a) Circuito com transformador (b) Circuito com indutor acoplado e com saída de corrente do lado L_2 no mesmo sentido de L_1 (c) Circuito com indutor acoplado e com saída de corrente do lado L_2 no sentido oposto de L_1	15
Figura 4:	Conversores CC-CC	16
Figura 5:	Circuito do conversor <i>SEPIC</i>	17
Figura 6:	<i>SEPIC</i> (a) chave fechada (b) chave aberta.	18
Figura 7:	Circuito do conversor <i>SEPIC</i> com indutor acoplado	20
Figura 8:	Circuito equivalente com a chave fechada.	24
Figura 9:	Circuito equivalente com a chave aberta.	25
Figura 10:	Inversores do tipo (a) meia ponte (b) ponte completa	27
Figura 11:	Ponte H com filtro LC passa-baixa	28
Figura 12:	Circuito <i>snubber</i> RCD.	30
Figura 13:	Etapas de operação do circuito <i>snubber</i> RCD.	31
Figura 14:	Núcleo EE e carretel	32
Figura 15:	Condicionamento do sinal de saída do conversor <i>SEPIC</i>	35
Figura 16:	Condicionamento do sinal de saída para carga	36
Figura 17:	(a) V_{CA} positivo e V_{CB} negativo (b) V_{CA} negativo e V_{CB} positivo .	37
Figura 18:	Circuito do <i>driver</i> IR2110	37
Figura 19:	Circuito do <i>driver</i> IR2132	38
Figura 20:	Exemplo da malha de controle.	39
Figura 21:	Formas de onda V_{ft} e V_{os}	40
Figura 22:	Modulação PWM.	40

Figura 23:	Circuito simulado do conversor SEPIC em malha fechada. . . .	43
Figura 24:	Corrente de entrada e saída do conversor.	44
Figura 25:	Corrente de entrada e saída do conversor.	44
Figura 26:	Corrente lado primário e secundário do indutor acoplado. . . .	45
Figura 27:	Tensões do lado primário e secundário do indutor acoplado. . .	45
Figura 28:	Corrente de entrada e saída do conversor.	46
Figura 29:	Tensão de entrada e saída do conversor	46
Figura 30:	Carga conectada ao barramento CC.	47
Figura 31:	Carga conectada ao barramento CA.	47
Figura 32:	Variação da tensão de entrada (V_{in}) para verificação da ação de controle sobre a carga.	48
Figura 33:	V_{in} , V_{os} e I_{os} acordo com a variação da carga para uma tensão de referência de 100V.	48
Figura 34:	Tensões sobre o indutor acoplado.	49
Figura 35:	Correntes sobre o indutor acoplado.	49
Figura 36:	Tensões de entrada e saída do circuito.	50
Figura 37:	Correntes de entrada e saída do circuito.	50
Figura 38:	Onda de tensão e corrente antes e depois de variar a carga. . .	51
Figura 39:	Tensões sobre o indutor acoplado.	51
Figura 40:	Correntes sobre o indutor acoplado.	52
Figura 41:	Tensão de saída do conversor <i>SEPIC</i> e tensão sobre a carga. .	52
Figura 42:	Tensão e corrente sobre a carga.	53
Figura 43:	Tensão de saída do conversor <i>SEPIC</i> e corrente e tensão sobre a carga de acordo com a variação no valor da resistência. . . .	53
Figura 44:	Protótipo implementado.	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Parâmetros para o conversor <i>SEPIC</i> isolado com potência de 240 W.	29
Tabela 2: Componentes do conversor <i>SEPIC</i> isolado com potência de 240 W.	30
Tabela 3: Parâmetros para o filtro LC	31
Tabela 4: Parâmetros para confecção dos indutores	34

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	OBJETIVO GERAL	12
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	12
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	13
2.1	CONVERSORES CC-CC	13
2.2	CONVERSOR <i>SEPIC</i>	17
2.3	CONVERSOR <i>SEPIC</i> ISOLADO	20
2.4	MODELAGEM DO CONVERSOR <i>SEPIC</i>	22
2.4.1	Etapa de operação: chave fechada	23
2.4.2	Etapa de operação: chave aberta	25
2.4.3	Função de transferência	26
2.5	INVERSORES	26
3	METODOLOGIA	29
3.1	PROJETO <i>SEPIC</i> ISOLADO	29
3.2	PROJETO DO CIRCUITO <i>SNUBBER</i>	30
3.3	PROJETO DO INVERSOR	31
3.4	PROJETO DOS INDUTORES	32
3.5	INSTRUMENTAÇÃO E CONDICIONAMENTO DOS SINAIS	35
3.6	PROJETO DOS <i>DRIVER'S</i>	37
3.7	MALHAS DE CONTROLE	39
4	ANÁLISE DOS RESULTADOS	43
4.1	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	43
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	46
4.2.1	<i>SEPIC</i> em malha fechada	47
4.2.2	<i>SEPIC</i> em malha aberta e ponte H em malha fechada	51

5 CONCLUSÃO	55
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	57
APÊNDICE A - PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	58

1 INTRODUÇÃO

Atualmente pesquisas de desenvolvimento de tecnologias para o aproveitamento de fontes de energias renováveis vem recebendo cada vez mais incentivos. Nesse sentido, a energia solar fotovoltaica é considerada uma das mais promissoras e de grande potencial (JUNIOR, 2011).

A tensão fornecida por painéis solares é do tipo CC e a amplitude varia de acordo com a radiação solar ao longo do dia. Devido a isso são utilizados conversores de tensão para garantir um nível de tensão desejado. Por haver variação da potência fornecida pelo painel ao longo do dia, técnicas para rastreamento do máximo ponto de potência são comumente utilizadas nesse tipo de aplicação. Esse trabalho apresentará apenas controle de tensão de acordo com os limites estipulados.

Para aumentar os níveis de tensão, circuitos conversores são utilizados para se obter níveis desejados de acordo com as limitações físicas do circuito. Uma variação de tensão em sua entrada, sem algum tipo de controle da tensão de saída, pode levar o circuito a ter um baixo rendimento ou até mesmo apresentar danos em seus componentes (OLIVEIRA, 2015).

Atualmente conversores CC-CC e CA-CC utilizam chaves de estado sólido comandadas por um sinal com largura de pulso variável (PWM - *Pulse Width Modulation*). Esse recurso permite que a faixa de potência na saída do conversor seja alterada sem que precise haver alterações nos componentes do mesmo (SILVA; SEIXAS; MELO, 2010). Com a elevação da frequência de chaveamento, obtém-se a redução do tamanho e volume do indutor, além de possibilitar uma resposta mais rápida do controle do conversor (JUNIOR, 2011).

Em muitas aplicações é necessário que uma parte do circuito esteja eletricamente isolada para que se possa fazer leituras de sinais com referência de tensão diferente do sinal de entrada. Uma maneira de se conseguir uma isolamento elétrica entre a entrada e a saída do circuito é usar um transformador em um esquema de chaveamento, com frequência de chaveamento seja muito maior que a da fonte de alimentação (HART, 2012).

Outro benefício de ter um circuito isolado, é que caso haja uma sobretensão

ou um curto circuito na entrada do circuito, o núcleo magnético satura e o lado secundário fica protegido sem que haja a propagação desse problema.

O projeto foi implementado nos laboratórios do Programa de Pós-Graduação de Engenharia e Elétrica (PPGEE), onde são desenvolvidas pesquisa na área de geração fotovoltaica. Com a finalidade de auxiliar nos testes para técnicas de controle de conversores CC-CC e CC-CA, o projeto permite que tanto no barramento CC quanto no barramento CA, podem ter seus valores de referência alterados pelo usuário.

1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo do trabalho é implementar um conversor monofásico isolado com tensão de saída controlada.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Estudo de conversores CC-CC isolados;
2. Estudo de circuitos inversores;
3. Isolar eletricamente o sinal de entrada do sinal de saída do circuito;
4. Implementar um circuito didático de baixa potência com tensão de saída controlada.

O trabalho está estruturado com fundamentação teórica sobre alguns tipos de conversores CC-CC, conversor *SEPIC* com isolamento e inversores. Em seguida tem-se as metodologias empregadas para a implementação do protótipo. Por fim, são apresentadas as análise dos resultados computacionais e práticos do protótipo.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O protótipo implementado foi projetado para ser capaz de fornecer tensão CC e CA. Deve-se ressaltar que o circuito é implementado de forma que permita ser modificado pelo usuário para se ter a forma de onda desejada na saída do protótipo. A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do circuito implementado.

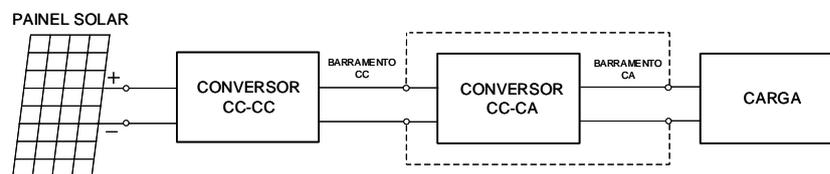


Figura 1: Diagrama de blocos do protótipo desenvolvido

Fonte: Autoria própria.

A carga é alimentada por um tensão senoidal quando ligada diretamente no barramento CA. Caso deseja-se um sinal contínuo, deve-se desacoplar a saída do barramento CA e ligar a carga diretamente na saída do barramento CC, conforme indicado pela linha tracejada.

A seguir será apresentados uma breve comparação entre alguns conversores CC-CC. Em seguida um estudo mais detalhado sobre o conversor *SEPIC* isolado, tipos de inversores e filtro LC.

2.1 CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC de acordo com HART (2012), são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão CC para diferentes níveis de tensão CC através de uma saída regulada. Tais conversores também são chamados de fontes chaveadas. Esses conversores possuem três modos de funcionamento: Condução Contínua (CCM - *Continuous Conduction Mode*), Condução Descontínua (DCM - *Discontinuous Conduction Mode*) e o Crítico (BCM - *Boundary Conduction Mode*).

O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em regime

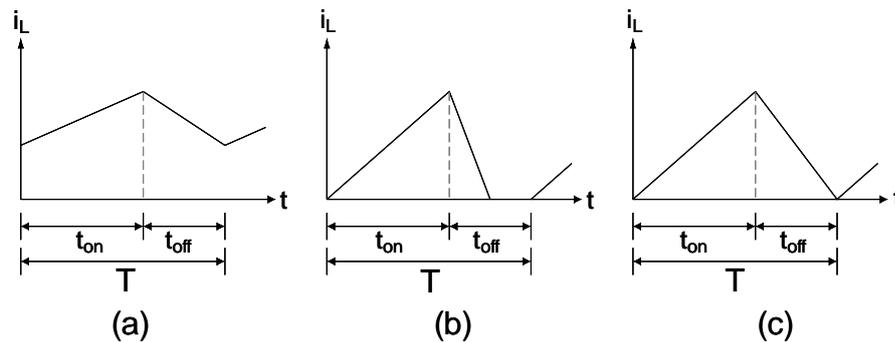


Figura 2: Modo de operação: (a) condução contínua, (b) condução descontínua e (c) crítico

Fonte: Adaptado de Mohan, Undeland e Robbins (2003).

permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua. Se a corrente atinge o valor zero e permanece nesse valor por um determinado tempo, então está operando no modo de condução descontínua. Por fim, se a corrente no indutor vai a zero no instante em que a chave fecha a cada etapa de comutação, o conversor está operando em modo crítico (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Em muitas aplicações é necessário que uma parte do circuito esteja eletricamente isolada para que se possa fazer leituras de sinais com referência de tensão diferente do sinal de entrada. Uma maneira de se conseguir uma isolação elétrica entre a entrada e a saída do circuito é usar um transformador num esquema de chaveamento, onde a frequência de chaveamento seja muito maior que a da fonte de alimentação (HART, 2012). Devido ao arranjo do circuito, o transformador, representado na Figura 3 (a), passa a ser referenciado como indutor acoplado, Figura 3 (b) ou (c) (POMILIO, 2016).

Outra diferença do transformador e relação ao indutor acoplado, é que no transformador tem corrente elétrica passando pelo primário e secundário ao mesmo tempo. Já no indutor acoplado, o período em que isso ocorre depende do chaveamento do circuito.

Partindo das expressões iniciais usadas no projeto do indutor, pode-se chegar ao dimensionamento físico do transformador. No caso dos transformadores não há a necessidade da utilização de entreferro. Idealmente em um transformador não há armazenamento de energia, pois toda energia é transferida do primário para o secundário. Por isso não há utilização de entreferro, diferente do indutor acoplado, onde

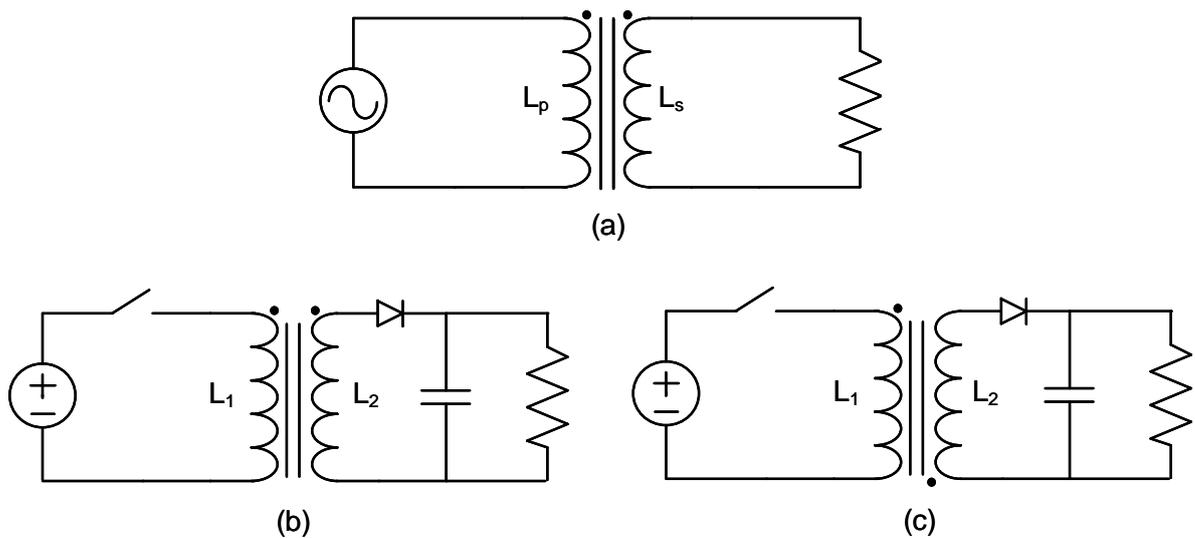


Figura 3: (a) Circuito com transformador (b) Circuito com indutor acoplado e com saída de corrente do lado L_2 no mesmo sentido de L_1 (c) Circuito com indutor acoplado e com saída de corrente do lado L_2 no sentido oposto de L_1

Fonte: Adaptado de Pomilio (2016).

fica energia armazenada na indutância de magnetização até chave ser aberta para que a mesma volte a ser zero (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Entre os conversores CC-CC utilizados atualmente pode-se destacar o *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC*, *Zeta*, *Flyback* e *Foward*. As topologias de tais conversores são apresentadas na Figura 4.

Conversores que não apresentam isolamento, têm-se o *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC*, *Zeta*, porém um dos critérios de escolha é que haja a presença de um indutor em paralelo com a saída do conversor, facilitando assim a incorporação de isolamento no circuito. Entre os que não apresentam um indutor em paralelo com a saída e com a entrada do circuito, como é o caso do *Buck*, *Boost* e *Cuk*, têm sua utilização descartada, visto que a ideia inicial é a substituição do indutor por um indutor acoplado, criando assim isolamento elétrico entre o sinal de entrada e o de saída do conversor.

O *Buck-Boost* pode sofrer um rearranjo dos seus componentes e com o acréscimo um indutor acoplado, torna-se o conversor *Flyback*. Devido a chave do conversor *Flyback* estar em série com o indutor do primário, acaba gerando grandes esforços de tensão, exigindo assim um circuito *snubber* para limitar picos de tensão. Quando comparado aos outros conversores com a chave em paralelo com o indutor e com a mesma potência de saída, o conversor *Flyback* apresenta um baixo rendimento

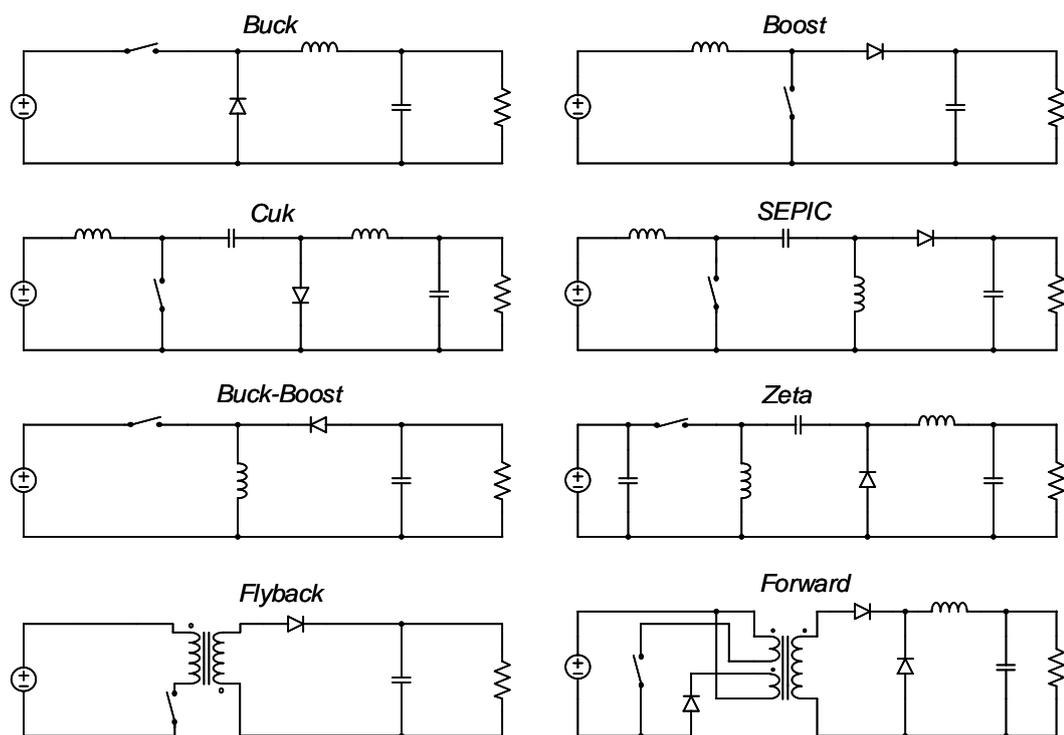


Figura 4: Conversores CC-CC

Fonte: Autoria própria.

para potências maiores que 100 W, pois exige maior energia dissipada no circuito *snubber* (PIMENTEL; CAVALCANTE, 2011).

Testes iniciais para escolha da potência de saída do conversor tornam inviável a utilização do mesmo em modo de condução descontínua, visto que para construção dos elementos magnéticos o valor de pico da corrente é um parâmetro de projeto (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Conforme visto anteriormente, para um mesmo valor médio, a corrente em modo descontínuo apresenta valores de pico maiores do que em modo contínuo. Sendo assim o conversor *Zeta* não atende a esse critério, pois opera apenas em modo descontínuo (POMILIO, 2016).

Após análise dos conversores, o *SEPIC* em modo contínuo foi escolhido por permitir substituir o indutor presente no circuito por um indutor acoplado. A topologia do conversor também permite que a chave e as demais partes do circuito estejam na mesma referência, proporcionando um circuito de comando sem isolamento (LODH; MAJUMDER, 2016).

2.2 CONVERSOR SEPIC

O conversor com indutância simples no primário (*SEPIC - Single Ended Primary Inductor Converter*), que é apresentado na Figura 5 como um circuito sem isolamento, é um conversor que permite ter em sua saída uma tensão menor ou maior que a de entrada e sem inverter sua polaridade (ZHANYOU *et al.*, 2015).

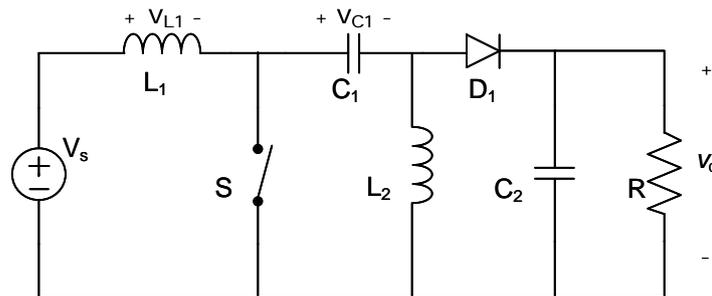


Figura 5: Circuito do conversor SEPIC

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

De acordo com Hart (2012), o *SEPIC* apresenta um ciclo de trabalho D , onde o tempo em que a chave S fica fechada é DT e aberta por um tempo $(1-D)T$. Sendo T a soma do tempo em que a chave permanece fechada e do tempo que ela está aberta.

No período em que a chave está fechada, Figura 6 (a), o diodo D_1 não está conduzindo e a tensão sobre o indutor L_1 é

$$v_{L_1} = V_s \quad (1)$$

No período em que a chave está aberta, Figura 6 (b), o diodo está conduzindo e a tensão sobre o indutor L_1 é

$$v_{L_1} = V_s - (v_{c_1} + V_o) \quad (2)$$

Em regime permanente a tensão v_{c_1} tende a ter seu valor médio igualado a tensão V_s

$$v_{L_1} = V_s - (V_s + V_o) \quad (3)$$

$$v_{L_1} = -V_o \quad (4)$$

Em regime permanente, a corrente média no indutor deve ser constante, re-

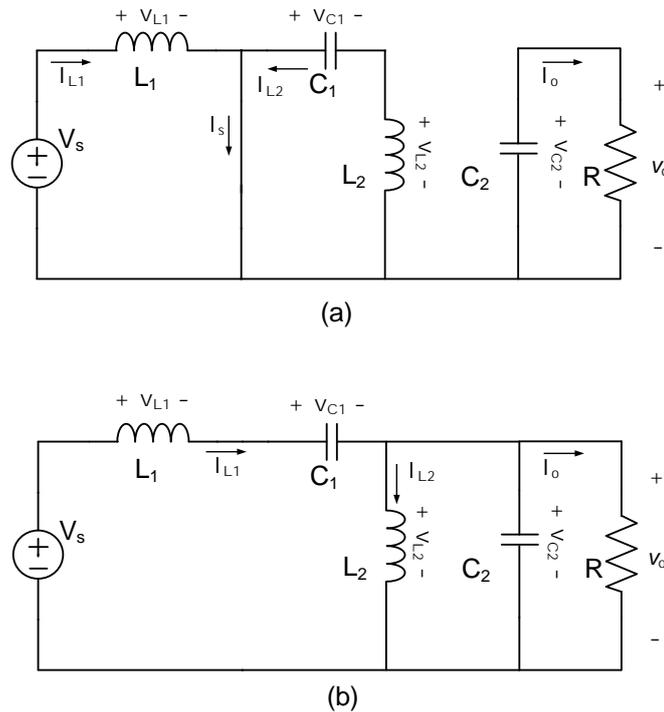


Figura 6: **SEPIC** (a) chave fechada (b) chave aberta.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

sultando em uma tensão média nula sobre ele. Durante um ciclo de trabalho periódico, pode-se combinar as Equações 2 e 4 para chegar até o ganho estático do conversor

$$V_s(DT) - V_o(1 - D)T = 0 \quad (5)$$

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_s} \quad (6)$$

Considerando os componentes ideais e sem perdas no conversor, a potência de entrada (P_s) é igual a potência de saída (P_o)

$$P_s = P_o \quad (7)$$

Como a potência de um sinal CC é o produto entre tensão e corrente média, o balanço de potência pode ser escrito como

$$P_s = V_s I_s \quad (8)$$

$$P_o = V_o I_o \quad (9)$$

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (10)$$

Nesse tipo de conversor a corrente média no indutor de entrada I_{L1} é igual a corrente média da fonte I_s

$$I_{L1} = \frac{V_o I_o}{V_s} \quad (11)$$

A variação da corrente no indutor L_1 pode ser encontrada durante o período em que a chave permanece fechada

$$v_{L1} = V_s = L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \right) = L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1}}{DT} \right) \quad (12)$$

Assim, o indutor L_1 é determinado de acordo com a seguinte relação

$$L_1 = \frac{V_s DT}{\Delta i_{L1}} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L1} f_s} \quad (13)$$

A variação da corrente no indutor L_2 também pode ser encontrada durante o período em que a chave permanece fechada. Como citado anteriormente a tensão v_{c1} tende a ter seu valor médio igualado a tensão V_s em regime permanente.

$$v_{L2} = v_{c1} = V_s = L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} \right) = L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2}}{DT} \right) \quad (14)$$

Assim, o indutor L_2 é determinado de acordo com a seguinte relação

$$L_2 = \frac{V_s DT}{\Delta i_{L2}} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L2} f_s} \quad (15)$$

A variação de tensão sobre o capacitor C_1 , pode ser obtida no período em que a chave se encontra fechada e está diretamente relacionada com a corrente de saída I_o

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_o DT}{C_1} \quad (16)$$

Substituindo I_o por V_o/R , pode-se então encontrar a equação para o capacitor C_1

$$\Delta V_{C1} = \frac{V_o D}{RC_1 f_s} \quad (17)$$

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_o} \right) f_s} \quad (18)$$

Para o cálculo do valor do capacitor C_2

$$\Delta V_o = \Delta V_{c_2} = \frac{V_o D}{RC_2 f_s} \quad (19)$$

$$C_2 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f_s} \quad (20)$$

2.3 CONVERSOR SEPIC ISOLADO

De acordo com Pomilio (2016) e Martins, Oliveira e Barbi (2001), no conversor *SEPIC* a utilização de um indutor acoplado com o intuito de criar isolamento, o elemento magnético pode ser dimensionado de modo que a indutância de magnetização (L_{2P}), assumo o valor da indutância L_2 da Equação 15.

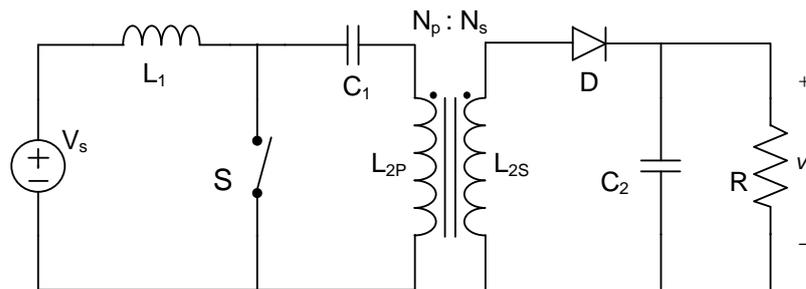


Figura 7: Circuito do conversor *SEPIC* com indutor acoplado

Fonte: Adaptado de Martins, Oliveira e Barbi (2001).

A referência aos elementos do circuitos leva em consideração a relação de transformação

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (21)$$

Os parâmetros do lado secundário do conversor para o lado primário da Figura 7, são equacionados da seguinte maneira

$$V'_o = V_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \quad (22)$$

$$R' = R \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \quad (23)$$

$$C'_2 = C_2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \quad (24)$$

Substituindo nas equações de L_1 , L_2 , C_1 e C_2 encontrados na seção anterior, obtêm-se as novas equações com o indutor acoplado:

$$L_1 = \frac{V_s D}{\Delta i_{L1} f_s} \quad (25)$$

$$L_{2P} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L2} f_s} \quad (26)$$

$$C_1 = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{C1}}{V_o} \right) f_s} \quad (27)$$

$$C_2 = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f_s} \quad (28)$$

Por haver mais de um enrolamento, estando eles um sobreposto ao outro, o fluxo criado durante a passagem da corrente em um deles, induz uma tensão sobre o outro. Como existe uma interação mútua, obtêm-se as seguintes relações para a indutância mútua L_{mut} :

$$L_{mut} = K \sqrt{L_{2P} L_{2S}} \quad (29)$$

Por haver um acoplamento magnético têm-se dois fluxos sendo gerados, fluxo produzido no enrolamento secundário pela corrente que passa pelo enrolamento primário (Φ_{ps}) e fluxo produzido no enrolamento primário pela corrente que passa pelo enrolamento secundário (Φ_{ps}).

O coeficiente de acoplamento K indica o grau de acoplamento magnético entre dois enrolamentos, sendo seu valor maior que zero e menor ou igual a um (BASTOS, 2012) (BUCK; JUNIOR, 2013).

$$0 < K \leq 1 \quad (30)$$

Em caso de $K = 1$, os fluxos de dispersão são nulos, ou seja, não tem perdas por dispersão nos enrolamentos.

Considerando os aspectos construtivos do indutor acoplado, L_{2P} e L_{2S} tem seus valores relacionados diretamente com o número de espiras. Sendo assim, para esse trabalho adotou-se a relação de transformação igual a um ($N_p = N_s$) para que não haja algum tipo de ganho de tensão e corrente sobre o acoplamento magnético.

A indutância mútua e o coeficiente de acoplamento encontrados após a construção do indutor acoplado, serão apresentados na Seção 3.4.

2.4 MODELAGEM DO CONVERSOR SEPIC

Para modelagem do conversor *SEPIC* com indutor acoplado foi utilizado o método do modelo médio em espaço de estados. Para isso pode-se definir as tensões nos indutores L_1 e $L_{L_{2P}}$ e as correntes nos capacitores C_1 e C_2 :

$$v_{L_1} = L_1 \frac{\partial I_{L_1}}{\partial t} \quad (31)$$

$$v_{L_{2P}} = L_{2P} \frac{\partial I_{L_{2P}}}{\partial t} \quad (32)$$

$$I_{C_1} = C_1 \frac{\partial V_{C_1}}{\partial t} \quad (33)$$

$$I_{C_2} = C_2 \frac{\partial V_{C_2}}{\partial t} \quad (34)$$

De acordo com Barbi (2015) e Ferreira (2017), as equações de estados do sistema podem ser escritas conforme as Equações 35 e 36:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (35)$$

$$y = Ex + Fu \quad (36)$$

na qual x é o vetor das variáveis estados, u o vetor dos sinais de entrada do sistema e y vetor dos sinais de saída do sistema:

$$x = \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ I_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$u = [V_{in}] \quad (38)$$

$$y = [V_o] \quad (39)$$

Na equação 38, a variável de entrada é V_{in} , porém para esse trabalho não

é o melhor caso. Assumindo uma variação ao longo do tempo t e reescrevendo a equação 6, pode-se isolar V_{in} em função do ciclo de trabalho e da tensão de saída

$$V_{in}(t)(d(t)) = V_o(t)(1 - d(t)) \quad (40)$$

Multiplicando ambos os lados da igualdade por $d(t)$

$$(V_{in}(t)(d(t)))(d(t)) = (V_o(t)(1 - d(t)))(d(t)) \quad (41)$$

$$V_{in}(t) = V_o(t) \frac{(1 - d(t))}{(d(t))^2} (d(t)) \quad (42)$$

Linearizando $d(t)$, as equações de estados passam a ser:

$$\dot{x} = A \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + B \left[V_o \frac{(1-D)}{D^2} \right] d(t) \quad (43)$$

$$y = E \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + F \left[V_o \frac{(1-D)}{D^2} \right] d(t) \quad (44)$$

Por haver um chaveamento do conversor, divide-se em dois ciclos de trabalho. Quando a chave está fechada, D é o período de trabalho e A_1 , B_1 , E_1 e F_1 matrizes encontradas nessa etapa

Ao abrir a chave, $(1 - D)$ é o período de trabalho e A_2 , B_2 , E_2 e F_2 matrizes encontradas nessa etapa.

2.4.1 ETAPA DE OPERAÇÃO: CHAVE FECHADA

Nessa etapa a chave está fechada e o diodo não está conduzindo, Figura 8. Devido a isso não há corrente circulando pelo secundário do indutor acoplado, portanto considera-se a indutância L_{2P} .

Aplicando as leis de Kirchhoff, é possível obter as seguintes relações:

$$\dot{I}_{L1} = \frac{V_s}{L_1} \quad (45)$$

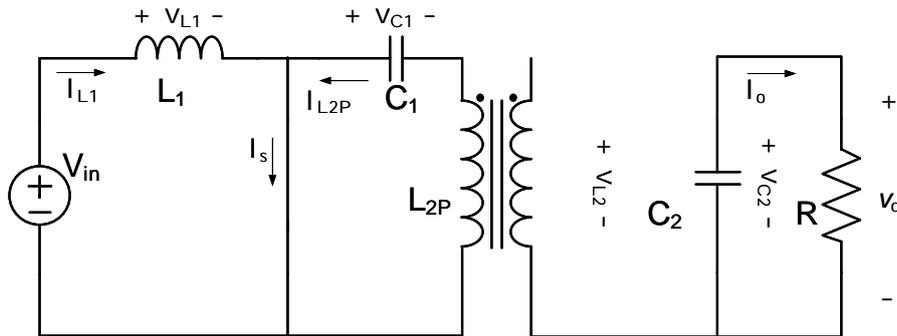


Figura 8: Circuito equivalente com a chave fechada.

Fonte: Autoria própria

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{I_{L_{2P}}}{C_1} \quad (46)$$

$$\dot{I}_{L_{2P}} = -\frac{v_{C_1}}{L_{2P}} \quad (47)$$

$$\dot{v}_{C_2} = -\frac{v_{C_2}}{RC_2} \quad (48)$$

$$V_o = v_{C_2} \quad (49)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{2P}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (52)$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (53)$$

2.4.2 ETAPA DE OPERAÇÃO: CHAVE ABERTA

Nessa etapa a chave está aberta e o diodo está conduzindo, Figura 9. Nessa etapa a corrente que passa no enrolamento do primário ($I_{L_{2P}}$), pode ser es-

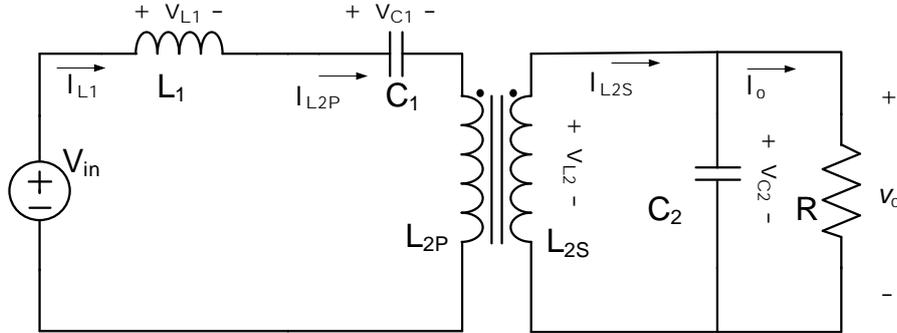


Figura 9: Circuito equivalente com a chave aberta.

Fonte: Autoria própria

crita em relação a corrente do secundário ($I_{L_{2s}}$) levando em consideração a relação de transformação:

$$I_{L_{2P}} = I_{L_{2S}} \frac{N_s}{N_p} \quad (54)$$

Como há corrente circulando pelo secundário do indutor acoplado, deve-se considerar a indutância mútua L_{mut} no lugar de L_{2P} , pois agora a corrente que passa no primário induz uma corrente no secundário. Aplicando as leis de Kirchhoff, é possível obter as seguintes relações:

$$\dot{I}_{L_1} = \frac{V_s - v_{C_1} - \left(\frac{N_s}{N_p}\right) v_{C_2}}{L_1} \quad (55)$$

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{I_{L_1}}{C_1} \quad (56)$$

$$\dot{I}_{L_{2P}} = \dot{I}_{L_{2S}} = \frac{v_{C_1}}{L_{2P}} = \frac{1}{L_{mut}} \quad (57)$$

$$\dot{v}_{C_2} = -\frac{v_{C_2}}{RC_2} \quad (58)$$

$$V_o = v_{C_2} \quad (59)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\left(\frac{N_s}{N_p} \frac{1}{L_1}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{mut}} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (62)$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (63)$$

2.4.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Assim as matrizes A , B , E e F são determinadas de acordo com as seguintes equações:

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) \quad (64)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D) \quad (65)$$

$$E = E_1 D + E_2 (1 - D) \quad (66)$$

$$F = F_1 D + F_2 (1 - D) \quad (67)$$

A partir dessas equações é possível encontrar a função de transferência $G(s)$:

$$G(s) = E(sI - A)^{-1} B + F \quad (68)$$

2.5 INVERSORES

Inversores são circuitos capazes de converter tensão CC em CA. Dois modelos são bastante utilizados, o meia ponte e o ponte completa (HART, 2012), Figura (10).

De acordo com Barbi, Lazzarin e Piazza (2007), a ponte completa, também conhecida como ponte H, apresenta menor esforço de tensão e corrente sobre as

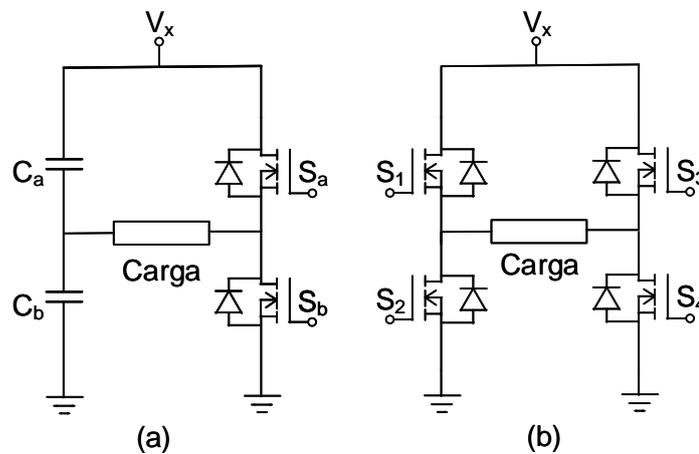


Figura 10: Inversores do tipo (a) meia ponte (b) ponte completa

Fonte: Autoria própria.

chaves quando comparadas a estrutura de meia ponte, em inversores de tensão monofásico. Assim optou-se pelo uso da ponte H nesse trabalho em vez da meia ponte.

Para o controle das chaves da ponte H, deve-se atentar para que as S_1 e S_4 sejam fechadas ao mesmo tempo para que exista um caminho da corrente da fonte até a referência. Quando S_1 e S_4 estiverem abertas, as chaves S_2 e S_3 devem estar fechadas para que crie outro caminho para a corrente. Esse processo de comutação das chaves em pares faz com que corrente na carga alterne entre valores positivos e negativos. Conseqüentemente a tensão também alternará entre os valores positivos e negativos, criando assim um sinal alternado.

Em aplicações como o do circuito proposto nesse trabalho, deseja-se na saída um sinal alternado senoidal. Para isso o controle das chaves da ponte H deve ser feito através da técnica de modulação PWM, que é proveniente da comparação entre uma onda moduladora (senoide) e uma onda portadora (onda triangular com uma frequência no mínimo dez vezes maior que a da moduladora) (HART, 2012).

Para reconstruir a senoide novamente, utiliza-se um filtro passa-baixa com frequência de corte uma década a cima da frequência da onda moduladora. Entre os vários modelos de filtros passa-baixa, optou-se pelo filtro LC. Tal filtro utiliza um indutor em série com o paralelo entre um capacitor e a carga, conforme mostra a Figura 11.

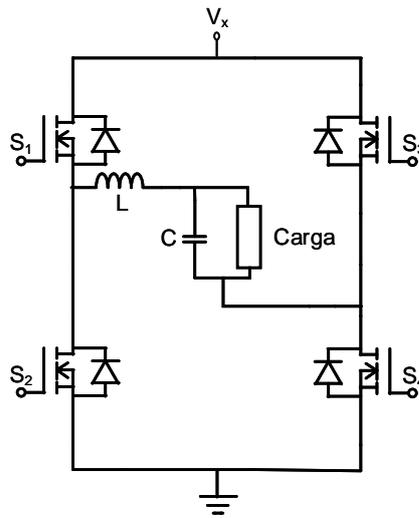


Figura 11: Ponte H com filtro LC passa-baixa

Fonte: Autoria própria.

Segundo Pomilio (2016), sendo f_{cf} a frequência de corte do filtro, V_{carga} e I_{carga} a tensão e a corrente sobre a carga alimentada pelo circuito, obtêm-se os valores do capacitor e do indutor:

$$C = \frac{I_{carga}}{2\pi f_{cf} V_{carga}} \quad (69)$$

$$L = \frac{V_{carga}}{6\pi f_{cf} I_{carga}} \quad (70)$$

3 METODOLOGIA

3.1 PROJETO *SEPIC* ISOLADO

Primeiramente definiu-se os níveis de tensão do conversor *SEPIC*, onde a entrada pode variar entre 120 e 150 V e a tensão de saída de 100 a 120 V. Esses valores foram escolhidos pois atualmente no mercado comercializa-se painéis solares com valores de tensão próximo dos 30 V e associando painéis tem-se um circuito de baixa potência quando comparados aos circuitos comerciais que são capazes de atender demandas residenciais ou até mesmo industriais.

Para o processo de implementação, utilizou-se a maior tensão de entrada (150 V) para a maior tensão de saída (120 V), como parâmetro inicial.

Estipulou-se o valor máximo de potência de saída do conversor de 240 W para o valor de tensão de saída de 120 V. Resultando assim em uma corrente fornecida pelo conversor de 2 A. Os cálculos dos componentes para implementação, são apresentados com base nesses valores citados.

Os parâmetros adotados para o conversor *SEPIC* isolado são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros para o conversor *SEPIC* isolado com potência de 240 W.

Potência de saída (P_o)	240 W
Corrente de saída (I_o)	2 A
Rendimento (η)	95 %
Tensão de entrada (V_{in})	150 V
Tensão de saída (V_{os})	120 V
Relação de transformação (N)	1 : 1
Frequência de chaveamento (f_s)	50 kHz
Varição de corrente (ΔI_{L1})	0,5 A
Varição de corrente (ΔI_{L2})	0,5 A
Varição de tensão (ΔV_{C1})	1 V
Varição de tensão (ΔV_{Co})	1 V

Utilizando-se dos procedimentos apresentados anteriormente, os valores

encontrados para os componentes do conversor estão apresentados na Tabela 2.

Tabela 2: Componentes do conversor SEPIC isolado com potência de 240 W.

Ciclo de trabalho (D)	0,444
Corrente de entrada (I_{L1})	1,76 A
Indutor de entrada (L_1)	2,67 mH
Indutor acoplado (L_{2P})	2,67 mH
Coef. de acoplamento (K)	0,99998
Indutância Mútua (L_{mut})	2,66 mH
Capacitor de entrada (C_1)	4,75 μF
Capacitor de Saída (C_o)	13,33 μF

3.2 PROJETO DO CIRCUITO *SNUBBER*

Circuitos *snubber* são utilizados para reduzir a perda de potência sobre a chave durante o processo de chaveamento. Normalmente tem a função de diminuir o esforço do chaveamento em tensões e correntes elevadas (HART, 2012).

Para esse trabalho utilizou-se um circuito *snubber* do tipo RCD, Figura 12, apenas no conversor SEPIC.

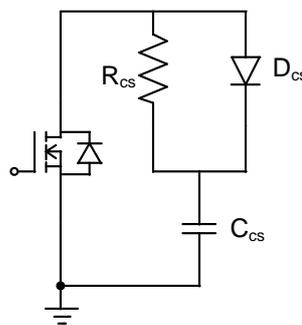


Figura 12: Circuito *snubber* RCD.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

O circuito opera em duas etapas: Etapa 1: com a chave aberta, a corrente passa pelo diodo D_{cs} e carrega o capacitor C_{cs} , Figura 13 (a); Etapa 2: com a chave fechada, o capacitor C_{cs} descarrega através do resistor R_{cs} , Figura 13 (b).

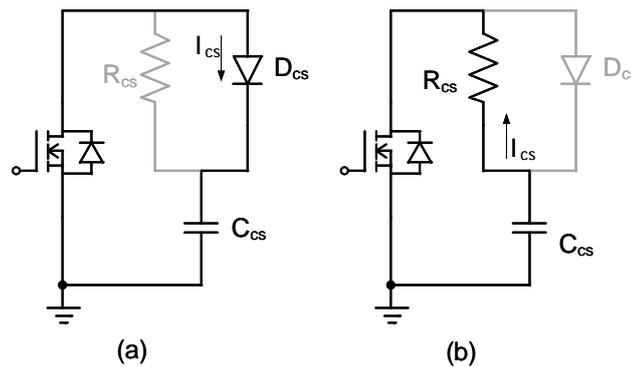


Figura 13: Etapas de operação do circuito *snubber* RCD.

Fonte: Autoria própria.

De acordo com a metodologia de Hart (2012), o resistor R_{cs} é determinado para garantir que o capacitor seja descarregado durante o período em que a chave permanece fechada. Foi escolhido inicialmente um capacitor de 33 nF e através da relação

$$R_{cs} < \frac{T_{on}}{5C_{cs}} \quad (71)$$

No qual T_{on} é o tempo em que a chave permanece fechada, obteve-se o valor de $42\ \Omega$ e na prática foi utilizado um de $33,3\ \Omega$, para um tempo mínimo de $6\ \mu\text{s}$.

3.3 PROJETO DO INVERSOR

Conforme os parâmetros do conversor *SEPIC* descritos anteriormente, pode-se assumir que a tensão no barramento CC foi projetada para estar entre 100 e 120 V. Assim o conversor CC-CA foi projetado para fornecer uma tensão eficaz de 60 V_{rms} (90 V) e uma corrente de 1 A_{rms} ($1,5\text{ A}$). Esses valores foram escolhidos pois atendem o intuito do protótipo que é de auxiliar em testes com inversores em baixa potência.

Para o projeto do filtro LC da ponte H, levou-se em consideração os parâmetros apresentados na Tabela 3:

Tabela 3: Parâmetros para o filtro LC

Frequência de corte (f_{cf})	600 Hz
Tensão na carga (V_{carga})	90 V
Corrente na carga (I_{carga})	1,5 A

Assim os valores encontrados foram $10 \mu F$ para o capacitor e $2,4 mH$ para o indutor.

3.4 PROJETO DOS INDUTORES

Para o projeto dos indutores, foi utilizado a metodologia apresentada por BARBI; FONT; ALVES (2002) e os núcleos utilizados são de ferrite e do tipo EE da empresa Thornton. A Figura 14 apresenta-se o modelo do núcleo e o modelo do carretel utilizado.

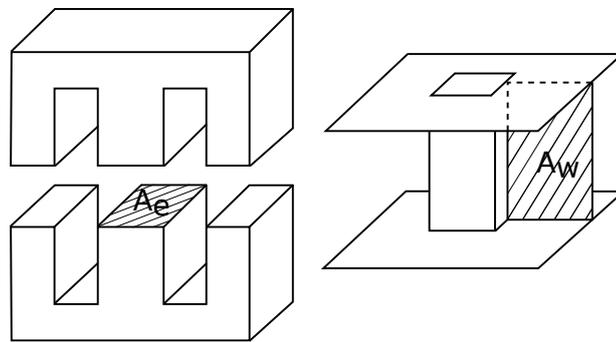


Figura 14: Núcleo EE e carretel

Fonte: Adaptado de BARBI (2002).

A corrente elétrica I ao passar por um indutor L gera um fluxo ϕ :

$$\phi = LI = BA_e N \quad (72)$$

Isolando N

$$N = \frac{LI}{BA_e} = \frac{LI_{pk}}{B_{max}A_e} \quad (73)$$

no qual:

N é o número de espiras;

L é o valor da indutância [H];

I_{pk} é o valor de pico da corrente que passará pelo indutor [A];

B_{max} é o valor de máxima densidade de fluxo magnético [T];

A_e é a área da secção transversal do núcleo [m²].

Para fins de se facilitar os cálculos, pode-se usar A_e em centímetros quadrados, alterando assim a equação 73 para:

$$N = \frac{LI_{pk}}{B_{max}A_e} 10^4 \quad (74)$$

A corrente elétrica I que circula pelas espiras gera uma densidade de corrente no condutor ao longo da área ocupada pelo enrolamento:

$$NI = JA_p = JA_w k_w \quad (75)$$

J é a densidade de corrente [A/cm^2]; em que A_p é a área ocupada pelo enrolamento no núcleo [cm^2];

A_w é a área da janela do núcleo;

k_w é o fator de utilização da área do enrolamento.

Reescrevendo a equação 75 e utilizando os termos J_{max} para densidade de corrente máxima e I_{rms} para corrente eficaz, obtém-se a seguinte equação para o número de espiras:

$$N = \frac{A_w k_w J_{max}}{I_{rms}} \quad (76)$$

Igualando as equações 74 e 76 é possível chegar na relação $A_e A_w$ em [cm^2]:

$$\frac{LI_{pk}}{B_{max} A_e} = \frac{A_w k_w J_{max}}{I_{rms}} \quad (77)$$

$$A_e A_w = \frac{LI_{pk} I_{rms}}{B_{max} k_w J_{max}} 10^4 [cm^2] \quad (78)$$

Para determinar o entreferro l_g , aproxima-se a indutância em um circuito magnético que possua entreferro, sendo assim, é possível fazer a seguinte relação:

$$L = \frac{N^2}{R_0} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{l_g} \quad (79)$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} 10^{-2} [cm] \quad (80)$$

A permeabilidade do ar (μ_0) tem um valor constante de $4\pi \cdot 10^{-7} N/A^2$.

Por fim, é preciso dimensionar a área da secção transversal do fio que será utilizado. Por haver chaveamento em alta frequência, deve se atentar para o efeito *skin*.

Para amenizar os problemas que esse efeito causa em uma alta frequência de operação (f_{op}), são utilizados condutores em paralelo desde que seus diâmetros sejam inferior a 2Δ :

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{op}}} \quad (81)$$

$$d_{cond} < 2\Delta \quad (82)$$

O cálculo da área da secção transversal necessária depende da máxima densidade de corrente admitida pelo condutor:

$$S_{fio} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (83)$$

Na maioria dos casos o diâmetro do condutor é superior ao limite fixado pelo efeito pelicular. Por isso associa-se condutores em paralelo com a finalidade de conduzir a corrente sem superaquecimento.

O número de condutores em paralelo pode então ser calculados a partir da seguinte equação:

$$n_{cond} = \frac{S_{fio}}{S_{skin}} \quad (84)$$

no qual S_{skin} é a área do condutor de diâmetro máximo limitado por 2Δ [cm²].

Com base na metodologia apresentada foi possível chegar aos parâmetros para confecção dos indutores L , L_{2P} e L_f , Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros para confecção dos indutores

	L_1	L_{2P}	L_f
Indutância	2,67 mH	2,67 mH	2,4 mH
Frequência	50 kHz	50 kHz	18 kHz
Corrente de pico	5 A	5 A	3 A
Corrente eficaz	4,5 A	4 A	2 A
Espiras	61	61	85
Fios em paralelo	4	4	3
Entreferro	0,129 cm ²	0,105 cm ²	0,157 cm ²
Núcleo	E – 65/26	E – 65/26	E – 42/20
Condutor	AWG24	AWG24	AWG24

3.5 INSTRUMENTAÇÃO E CONDICIONAMENTO DOS SINAIS

Devido aos níveis de tensões no circuito serem elevadas quando comparadas a tensão permitida nas entradas do microcontrolador, foi necessário uma instrumentação para condicionar esses sinais até os limites de 3,3 V.

Para realizar o condicionamento dos sinais de saída do conversor *SEPIC* e da carga, foi utilizado o CI LM324 da empresa FairchildSemiconductor[®]. Tem como principais características quatro amplificadores operacionais, permite o uso de alimentação apenas positiva (*single supply*) de 3 a 30 V e opera em uma faixa de frequência de até 1 MHz.

Foram utilizados dois CI's, onde ambos estavam alimentados nos terminais positivos com tensão de 10 V e os terminais negativos ligados a referência dos circuitos. Suas saídas foram condicionadas para uma tensão máxima de 3,3 V.

A Figura 15 apresenta as etapas para o condicionamento do sinal de saída do conversor *SEPIC*.

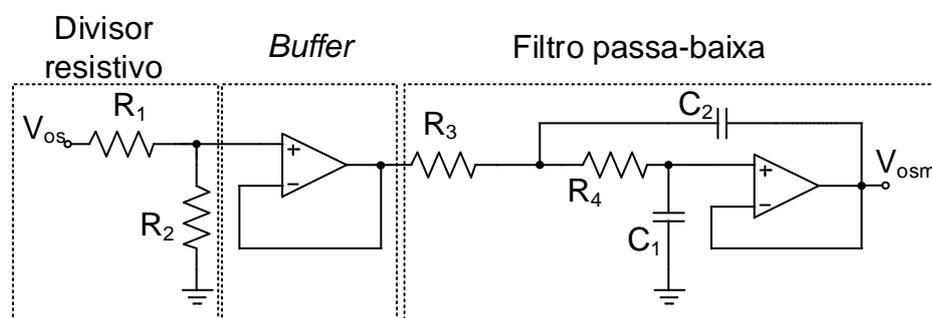


Figura 15: Condicionamento do sinal de saída do conversor *SEPIC*

Fonte: Autoria própria.

Estipulou-se a tensão V_{os} máxima de 150 V e $R_1 = 400\text{ k}\Omega$ no divisor resistivo. Assim obteve-se o resistor $R_2 = 9\text{ k}\Omega$ para que a tensão de entrada no *buffer* seja de 3,3 V. O valor elevado dos resistores foram estipulados de maneira que seja dissipada uma baixa potência sobre eles.

Foi utilizado um *buffer* para adequar as impedâncias entre o condicionamento da amplitude da tensão e o filtro passa-baixa, para que as resistências R_1 e R_2 não influenciem no ganho e na frequência de corte do filtro.

Por fim foi utilizado um filtro passa-baixa com frequência de corte em 1200 Hz, conforme as instruções do guia *Op Amps For Everyone* da empresa TexasInstru-

ments[®], de atenuar uma década acima da frequência desejada que é de 120 Hz. A função desse filtro é de eliminar as componentes do chaveamento em alta frequência e sinais ruídos que atrapalhem na leitura do sinal. O valores dos componentes foram $R_3 = 19,8\text{ k}\Omega$, $R_1 = 355\text{ k}\Omega$, $C_1 = 1\text{ nF}$ e $C_2 = 10\text{ nF}$.

Na Figura 16 estão apresentadas etapas para o condicionamento do sinal de saída para carga.

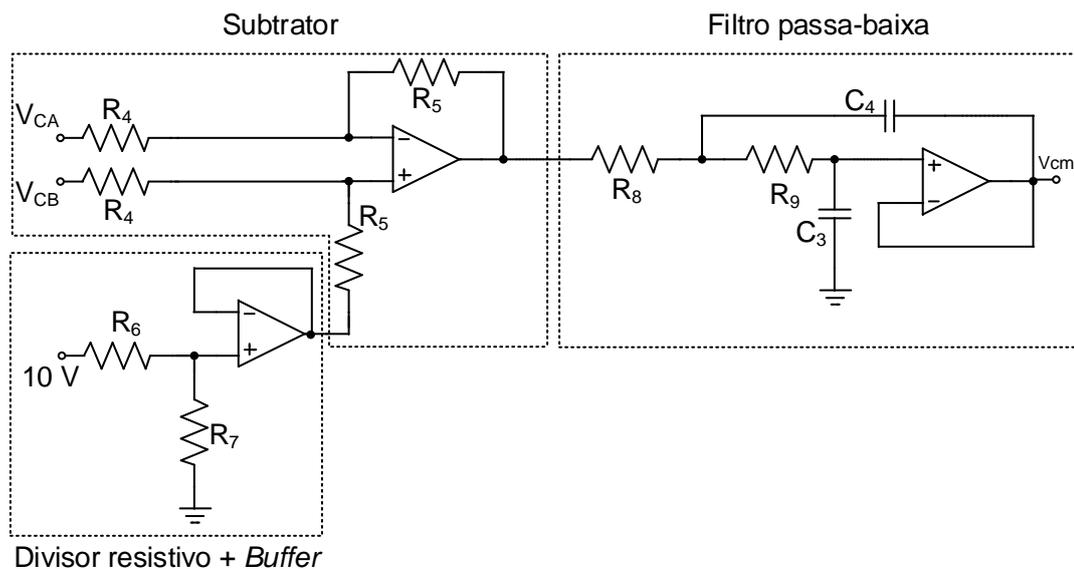


Figura 16: Condicionamento do sinal de saída para carga

Fonte: Autoria própria.

Por se tratar de um sinal alternado sobre a carga, foi necessário utilizar um subtrator juntamente com um *off-set* para adequar o sinal. Conforme mostra a Figura 17, V_{CA} e V_{CB} , alternam seus valores entre positivo e negativo, isso faz com que o valor de saída do subtrator alterne entre o valor máximo positivo e zero, visto que o amplificador operacional não está alimentado com tensão negativa.

Estipulou-se um valor máximo de tensão de 100 V para V_{CA} e V_{CB} , e uma resistência de $100\text{ k}\Omega$ para os resistores R_4 . Assim obteve-se $R_5 = 825\ \Omega$ para a tensão tenha um pico máximo de 1,65 V, já que para atingir o limite máximo de 3,3 V foi somado mais 1,65 V proveniente do *off-set* de tensão.

Foi utilizado um divisor resistivo ($R_6 = 10\text{ k}\Omega$ e $R_7 = 1,97\text{ k}\Omega$) para condicionar a tensão de 10 V, proveniente da fonte de alimentação do CI, para 1,65 V na entrada do *buffer*.

Assim como no circuito da Figura 15, foi utilizado um filtro passa-baixa,

porém para uma frequência de corte em 600 Hz e atenuando em 60 Hz. Os valores dos componentes são $R_8 = 9,89 k\Omega$, $R_9 = 177 k\Omega$, $C_1 = 1 nF$ e $C_2 = 10 nF$.

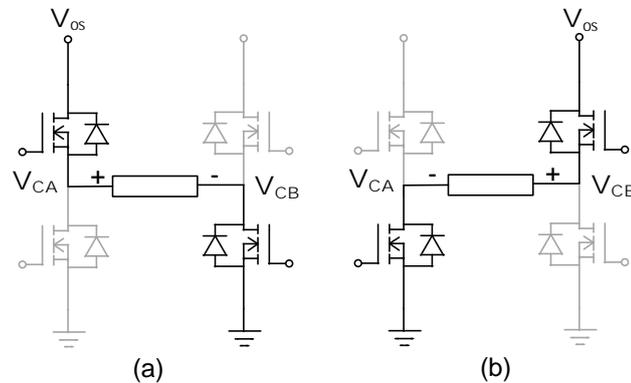


Figura 17: (a) V_{CA} positivo e V_{CB} negativo (b) V_{CA} negativo e V_{CB} positivo

Fonte: Autoria própria.

3.6 PROJETO DOS DRIVER'S

Para o acionamento da chave do conversor *SEPIC*, foi utilizado o *driver* IR2110, da empresa InternationalRectifie®. Esse *driver* tem como principais características tensão máxima de 500 V, tensão de alimentação de 10 a 20 V, corrente de 2 A e tensão de comparação para nível lógico de 3,3 a 20 V.

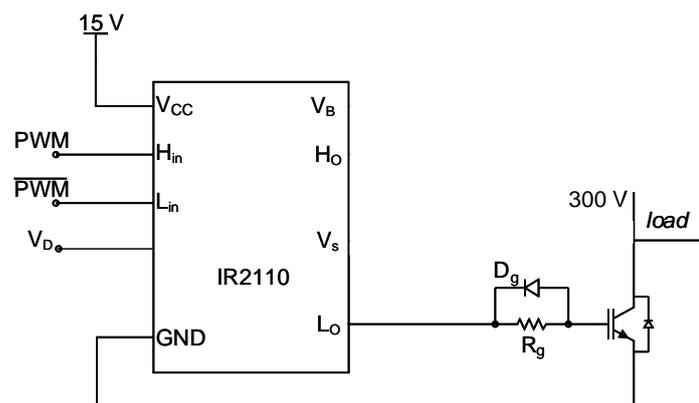


Figura 18: Circuito do *driver* IR2110

Fonte: Adaptado de International Rectifier (2011).

O IR2110 possui duas saídas de sinais complementares (H_o e L_o) sendo possível utilizar a técnica da fonte de alimentação *bootstrap* através da saída superior. O circuito foi montado conforme as instruções do fabricante e utilizou-se apenas a

saída inferior (L_o), o que dispensa o uso do *bootstrap*.

O resistor R_g foi determinado de maneira que a corrente não excedesse o limite do *driver*. Assim para uma tensão de alimentação de 15 V, o valor da resistência foi de 20Ω , o que resulta em uma corrente inferior a 2 A. O diodo D_g deve apresentar um tempo de recuperação reversa menor que o tempo do ciclo de chaveamento. Por isso foi utilizado um diodo com tempo de recuperação reversa de 55 ns, que é menor que $20 \mu\text{s}$. O modelo do diodo é MUR1540 da empresa FairchildSemiconductor[®].

Já para o acionamento das chaves da ponte H, foi utilizado o *driver* IR2132 também da empresa InternationalRectifier[®]. Esse *driver* tem como principais características tensão máxima de 600 V, tensão de alimentação de 10 a 20 V, corrente de 200 mA, tensão para nível alto maior que 3 V e apresenta fonte de alimentação *bootstrap*.

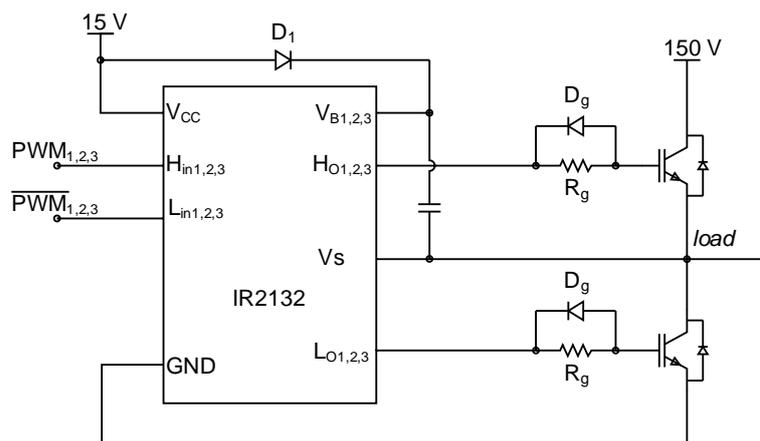


Figura 19: Circuito do *driver* IR2132

Fonte: Adaptado de International Rectifier (2011).

O IR2132 possui seis saídas de sinais complementares ($H_{o1,2,3}$ e $L_{o1,2,3}$) sendo possível utilizar a fonte de alimentação *bootstrap* através das saídas superiores. O circuito foi montado conforme as instruções do fabricante e utilizou-se apenas a saída superiores H_{o1} e H_{o2} e as saídas inferiores L_{o1} e L_{o2} .

Para esse *driver*, o resistor R_g foi determinado para uma tensão de alimentação de 15 V e uma corrente inferior a 200 mA. Assim o valor utilizado foi de 82Ω . O diodo D_g utilizado foi o mesmo do *driver* IR2110.

3.7 MALHAS DE CONTROLE

Para o controle de tensão na saída do conversor e do inversor, utilizou-se a técnica de controle proporcional integral (*PI*), o qual tem como características o aumento da velocidade de reposta e erro nulo em regime permanente (OGATA; SEVERO, 1998). O digrama de blocos da Figura 20 representa de maneira análoga o sistema de controle utilizado no projeto.

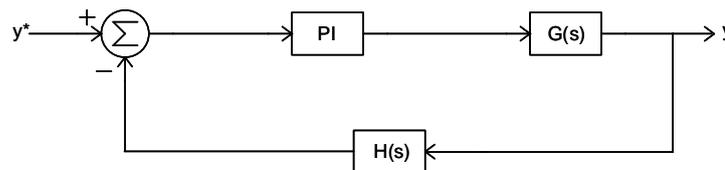


Figura 20: Exemplo da malha de controle.

Fonte: Adaptado de Ogata.

A função de transferência que representa o a planta do conversor é representada como $G(s)$, PI é controle proporcional integral do sistema e $H(s)$ representa um ganho para condicionamento do sinal de realimentação.

A função de transferência que descreve PI é:

$$PI = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (85)$$

Conforme o método apresentado na Seção 2.4 e com o auxílio do *software* MATLAB[®], foi possível chegar a função de transferência do conversor:

$$G(s) = \frac{V_o}{D} = \frac{5,293 \cdot 10^9 s^2 + 1,762 \cdot 10^{17}}{s^4 + 937,7 s^3 + 5,536 \cdot 10^7 s^2 + 3,561 \cdot 10^{10} s + 6,521 \cdot 10^{14}} \quad (86)$$

Com o auxílio do *software* PSIM[®], é possível comparar a tensão de saída da função de transferência (V_{ft}) com a do circuito simulado (V_{os}), conforme a Figura 21.

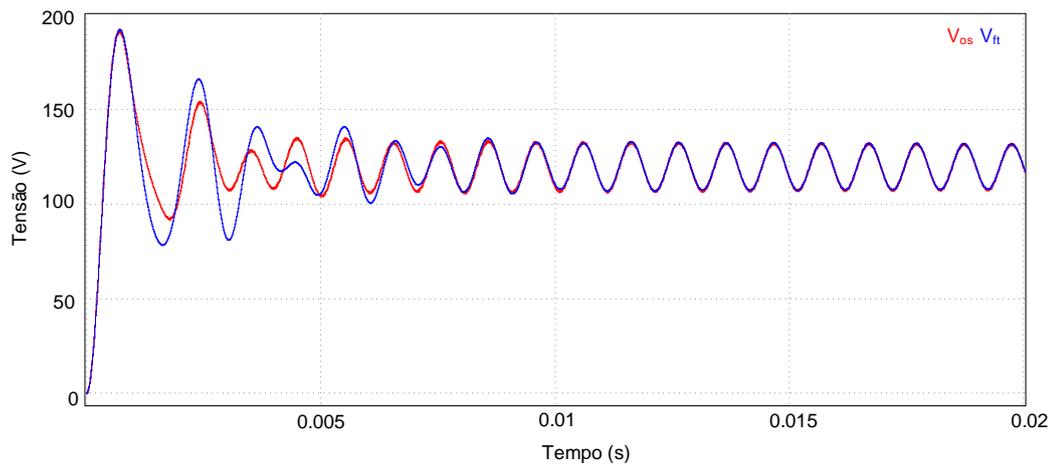


Figura 21: Formas de onda V_{ft} e V_{os} .

Fonte: Autoria própria.

O termo $H(s)$ se refere a instrumentação e condicionamento de sinais, o qual, nas análises numéricas foi substituído por um ganho unitário.

De acordo com Hart (2012), o controle das chaves através de um sinal PWM requer um sinal de referência, que nesse trabalho é uma senoide (moduladora) e uma onda triangular (portadora) que determina a frequência de chaveamento, Figura 22.

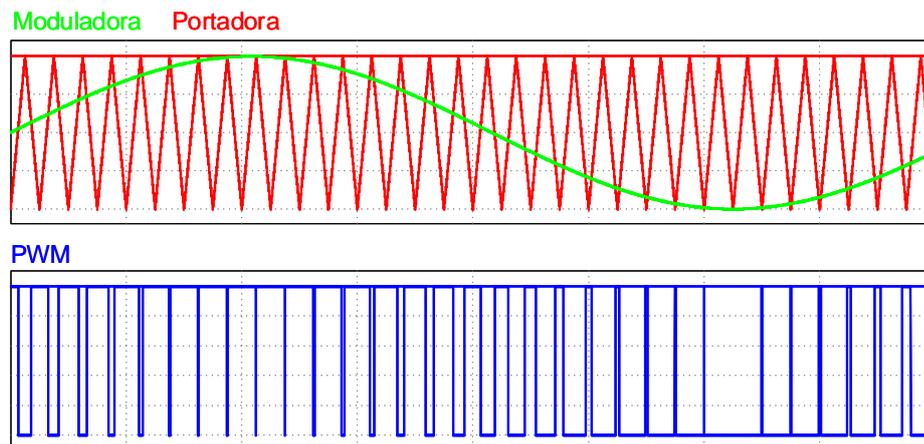


Figura 22: Modulação PWM.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Esse tipo de técnica pode ser chamada de bipolar, pois alterna a saída entre o valor positivo e negativo da tensão de alimentação CC.

$$v_o = +V_{cc} \text{ se } v_{sen} > v_{tri} \quad (87)$$

$$v_o = -V_{cc} \text{ se } v_{sen} < v_{tri} \quad (88)$$

Nas simulações apresentadas na Seção 4.1, feitas no *software* PSIM[®], foi utilizado um modelo de controle analógico baseado na Figura 20.

Durante a implementação experimental o controle utilizado foi do tipo digital devido praticidade quando há necessidade de modificações de parâmetros e/ou métodos de controle.

Foi utilizado o processador digital de sinais (DSP) modelo TMS320F28069 da empresa TexasInstruments[®]. Optou-se por esse dispositivo devido a sua frequência de operação de até 90 MHz, conversor analógico/digital com resolução de 12 bits, disponibilidade de 16 canais de PWM e unidades de ponto flutuante.

Para implementação do controle digital foi necessário a discretização do controlador *PI*, para isso utilizou-se a técnica de discretização *Backward*, de acordo com a equação 89

$$s = \frac{Z - 1}{Z T_s} \quad (89)$$

na qual T_s é período de amostragem, que para o conversor *SEPIC* é de 20 μ s e do inversor de 100 μ s.

A rotina de controle para cada conversor foi implementada dentro de uma rotina de interrupção do módulo e PWM do DSP. Nessa rotina o valor lido pelo conversor analógico digital é convertido para valores de tensão, na faixa de operação dos conversores. Com esse valor, juntamente com a referência de tensão, um sinal CC para o conversor *SEPIC*, e um sinal senoidal para o inversor, o sinal de erro é gerado. Esse sinal de erro é a entrada do controlador PI discreto, o qual gera a ação de controle para o sistema. Essa ação de controle é carregada no registrador de configuração de *duty cycle* e do PWM.

Deve-se ressaltar que os controles foram implementados independentemente, sendo que primeiramente foi realizado o controle do conversor *SEPIC* e depois do inversor. Para a implementação final, o conversor *SEPIC* foi utilizado em malha aberta, sendo o controle de tensão somente realizado pelo inversor. Os quatro sinais PWM gerados para o controle do inversor são de dois a dois iguais, sendo um o inverso do outro. Para evitar o curto-circuito entre o barramento CC e a referência do circuito, uma estratégia de tempo morto foi implementada no DSP por meio de um registrador específico.

Operando com um controlador PI, o conversor *SEPIC* apresentou uma boa resposta, tanto transitória quanto em regime permanente. Em regime permanente o

conversor apresentou erro nulo para uma entrada em degrau, tanto com variações em sua tensão de entrada quanto com variações na carga de saída. Diferentemente do conversor *SEPIC*, o controle PI do inversor, teve seu desempenho degradado devido a variação temporal de sua referência, a qual não é bem tratada pelo controlador PI, devido a seu atraso característico.

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

4.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Foram feitas simulações para análise do conversor *SEPIC* isolado com diferentes níveis de tensão na entrada e na saída. Primeiramente foi simulado o circuito para $V_{in} = 150\text{ V}$ e $V_{os} = 120\text{ V}$, em seguida são apresentados os resultados para os valores $V_{in} = 120$ e $V_{os} = 100$.

Os resultados das correntes nos indutores e tensão sobre o indutor acoplado, são apresentados apenas para $V_{in} = 150\text{ V}$ e $V_{os} = 120\text{ V}$, pois o circuito está operando na potência máxima do projeto.

A simulação do circuito em malha fechada do conversor *SEPIC* com indutor acoplado, foi feita de acordo com a Figura 23. Os valores dos componentes estão de acordo com a Tabela 2:

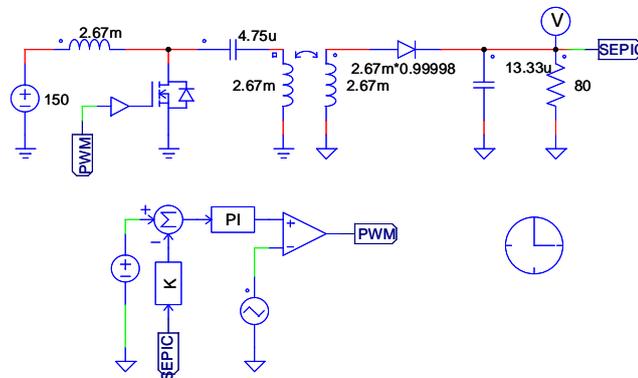


Figura 23: Circuito simulado do conversor SEPIC em malha fechada.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 24 apresenta as correntes de entrada I_{in} e de saída I_o do conversor. Pode-se verificar que a corrente de entrada está no modo contínuo. Já na Figura 25, pode-se analisar a variação de tensão na entrada do conversor e o controle da tensão de saída V_{os} do conversor, para uma referência de 120 V e variação no valor da carga alimentada.

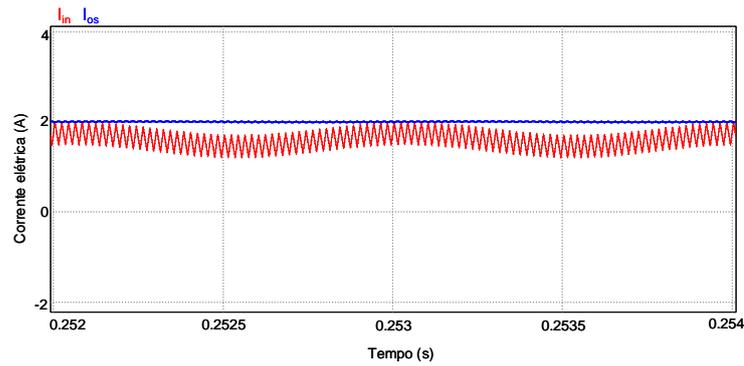


Figura 24: Corrente de entrada e saída do conversor.

Fonte: Autoria própria.

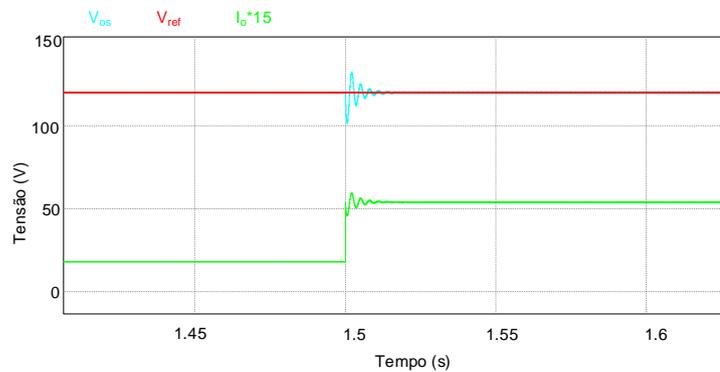


Figura 25: Corrente de entrada e saída do conversor.

Fonte: Autoria própria.

A corrente no lado secundário apresenta o mesmo sentido do que no primário, como pode ser observado na Figura 26. Com o chaveamento a corrente I_{L2P} alterna entre valores negativos e positivos, já a corrente I_{L2S} alterna seu valor entre seu máximo positivo e zero, devido a etapa onde a chave se encontra fechada o lado secundário está como circuito aberto.

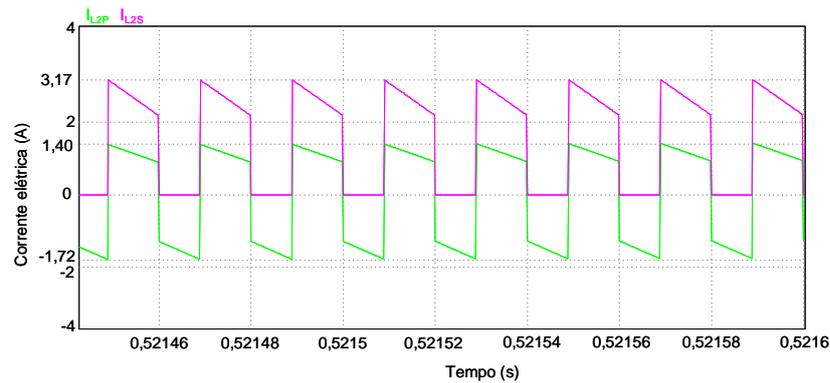


Figura 26: Corrente lado primário e secundário do indutor acoplado.

Fonte: Autoria própria.

Já as tensões V_{L2P} e V_{L2S} são iguais devido a relação de transformação ser igual a um e mesmo quando não há corrente no lado secundário, ainda há tensão refletida do primário.

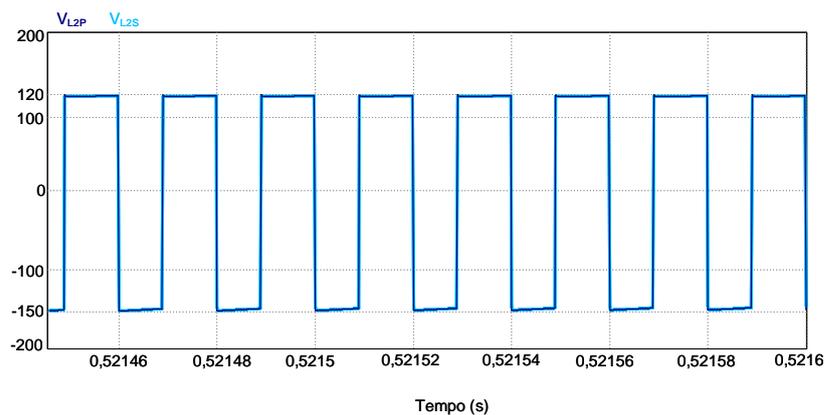


Figura 27: Tensões do lado primário e secundário do indutor acoplado.

Fonte: Autoria própria.

Alterando a tensão de entrada para 120 V tem-se na Figura 28 as correntes de entrada I_{in} e de saída I_o do conversor. É possível verificar que a corrente de entrada está no modo contínuo. Já na Figura 29 pode-se se analisar a variação de tensão na entrada do conversor e o controle da tensão de saída V_{os} do conversor, para uma referência de 100 V .

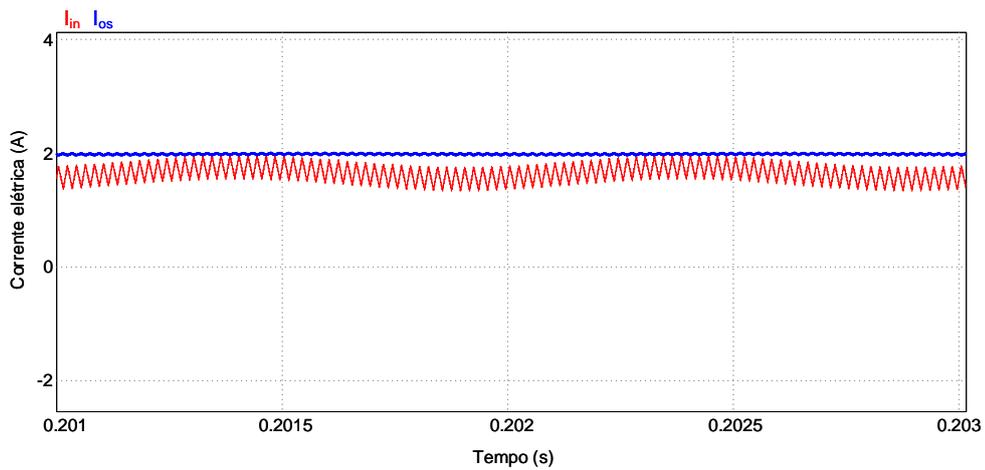


Figura 28: Corrente de entrada e saída do conversor.

Fonte: Autoria própria.

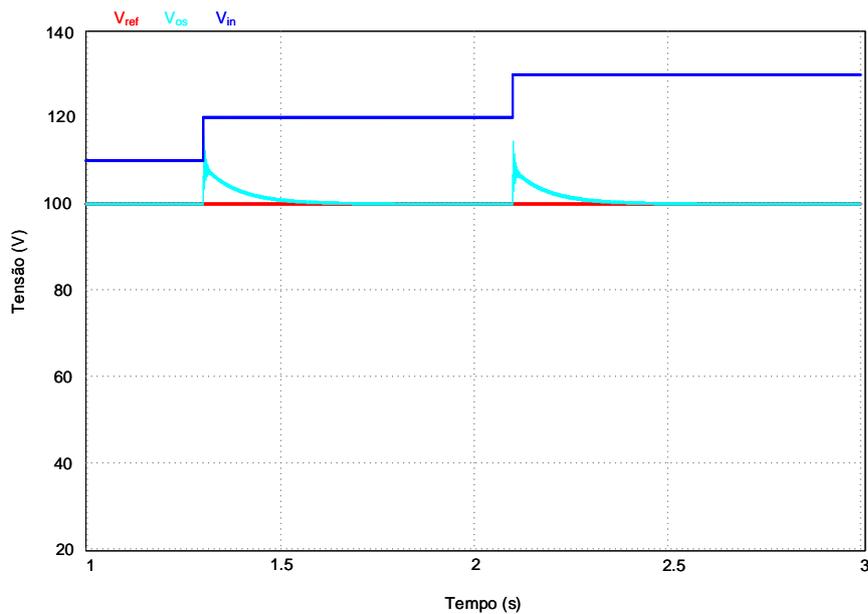


Figura 29: Tensão de entrada e saída do conversor

Fonte: Autoria própria.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os testes com o protótipo foram divididos em duas partes. Na primeira a carga foi conectada diretamente na saída do conversor *SEPIC*, conforme o diagrama de blocos da Figura 30. Os resultados serão apresentados na Seção 4.2.1.

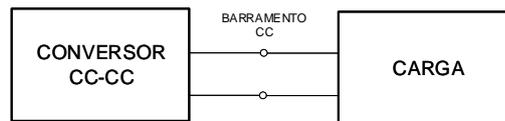


Figura 30: Carga conectada ao barramento CC.

Fonte: Autoria própria.

Na segunda parte a carga foi conectada no inversor (ponte H), onde o mesmo foi conectado na saída do barramento CC, Figura 31. Os resultados com a carga conectada no barramento CA estão apresentados na Seção 4.2.2.

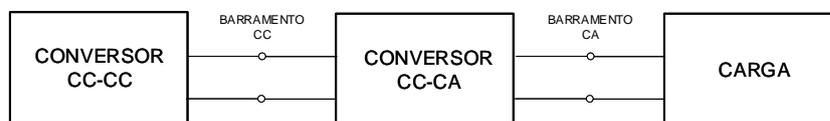


Figura 31: Carga conectada ao barramento CA.

Fonte: Autoria própria.

4.2.1 SEPIC EM MALHA FECHADA

Com uma carga resistiva conectada a saída do conversor, o primeiro teste foi feito variando a tensão de entrada (V_{in}) para verificar a ação de controle da tensão de saída (V_{os}).

Os valores para tensão de saída e da carga alimentada são respectivamente de 100 V e $70\ \Omega$. A Figura 32 mostra a variação no valor da tensão de entrada de $109,8\text{ V}$ para $128,1\text{ V}$. Isso foi feito pois como citado anteriormente, o menor valor de tensão V_{in} deve ser de 120 V e com isso de controlar a tensão na carga mesmo que haja variação na tensão de entrada.

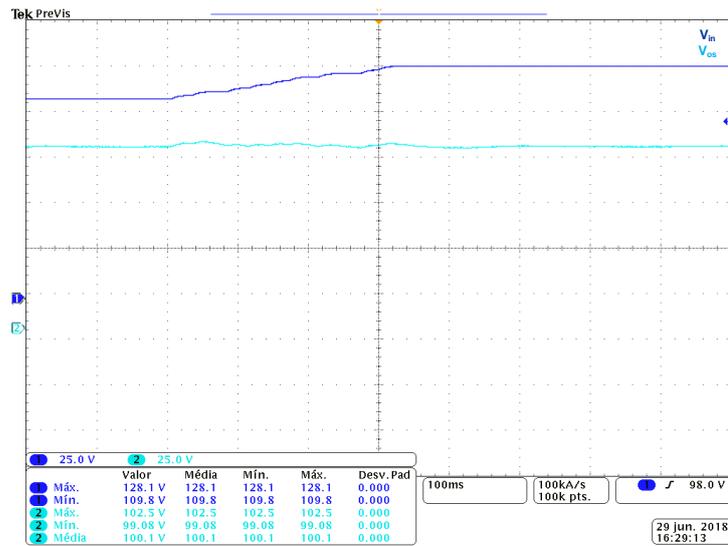


Figura 32: Variação da tensão de entrada (V_{in}) para verificação da ação de controle sobre a carga.

Fonte: Autoria própria.

Para analisar o controle da tensão sobre a carga, variou-se o valor da resistência de 70 para 85 e por fim 70 Ω novamente. A Figura 33 apresenta a corrente (I_{os}) e a tensão (V_{os}) sobre a carga durante essa variação.

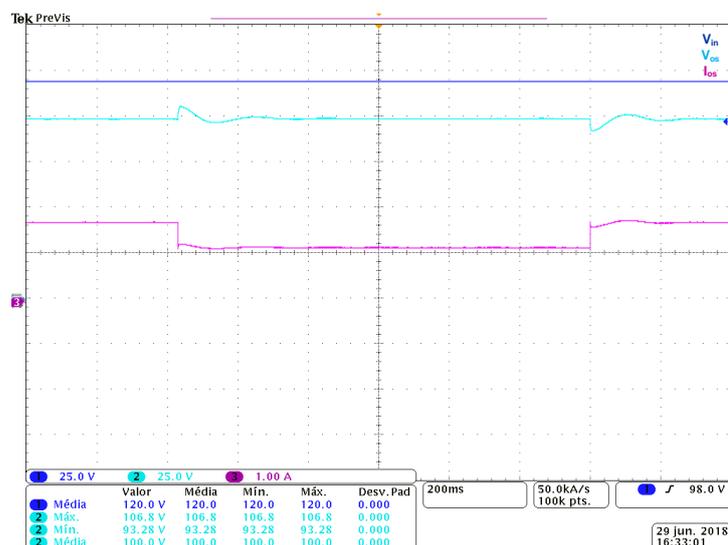


Figura 33: V_{in} , V_{os} e I_{os} acordo com a variação da carga para uma tensão de referência de 100V.

Fonte: Autoria própria.

Com a variação da carga é possível verificar o transitório da ação de controle sobre o valor de referência da tensão V_{os} .

Após essa verificação, valor da tensão de referência na saída do conversor foi alterado para 150V e as Figuras 34 e 35 apresentam, respectivamente, as tensões (V_{L2P} e V_{L2S}) e as correntes (I_{L2P} e I_{L2S}) sobre o indutor acoplado.

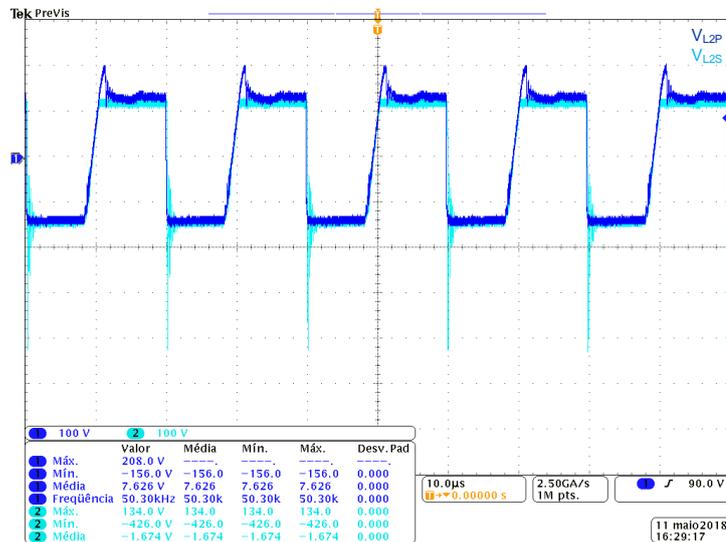


Figura 34: Tensões sobre o indutor acoplado.

Fonte: Autoria própria.

Percebe-se que a tensão do primário e do secundário apresentam aproximadamente o mesmo valor mesmo com alguns picos de tensão em etapa diferentes do chaveamento.

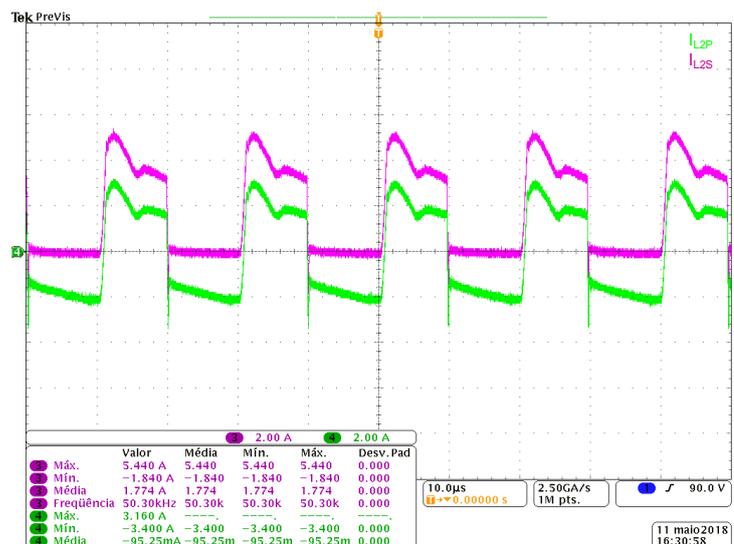


Figura 35: Correntes sobre o indutor acoplado.

Fonte: Autoria própria.

As correntes também apresentam o mesmo sentido e mesma forma de

onda durante o período em que a chave permanece aberta. A corrente do secundário tem seu valor reduzido a zero e a corrente do primário atinge seu valor negativo quando a chave está fechada.

Assim como feito anteriormente para a tensão de referência de 100 V sobre a carga, variou-se o valor da resistência que inicialmente era de 70, depois 85 e por fim 70 Ω novamente, para poder observar o controle da tensão V_{os} . A Figura 36 apresenta V_{in} , V_{os} e I_{os} sobre a carga durante para uma tensão de referência de 150V.

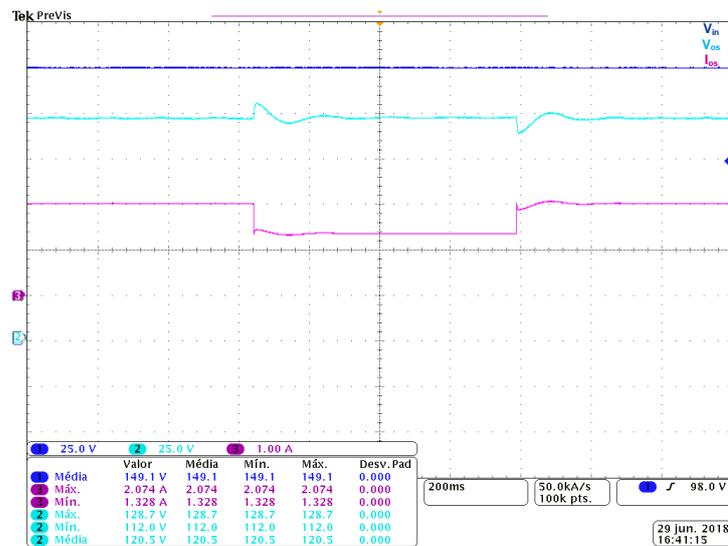


Figura 36: Tensões de entrada e saída do circuito.

Fonte: Autoria própria.

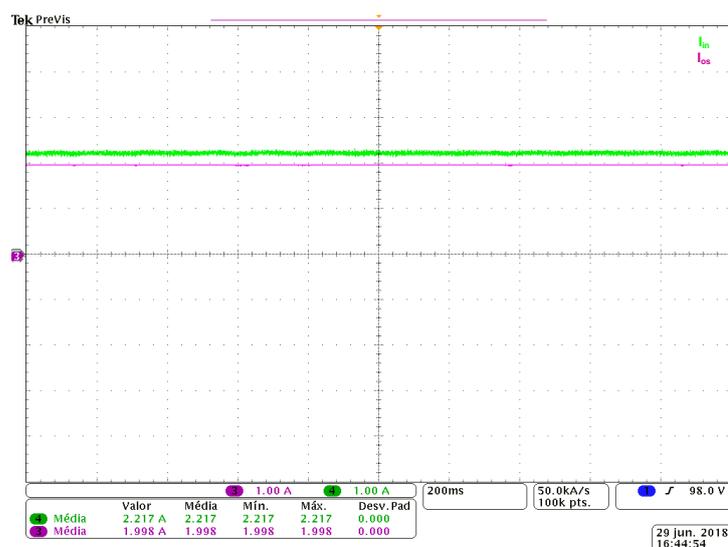


Figura 37: Correntes de entrada e saída do circuito.

Fonte: Autoria própria.

4.2.2 SEPIC EM MALHA ABERTA E PONTE H EM MALHA FECHADA

Para análise do barramento CA, ligou-se uma carga resistiva de $80\ \Omega$. Em seguida variou-se o valor de 80 para $100\ \Omega$ e resultados são apresentados na Figura 38 para uma tensão alternada senoidal de saída com valor de $60\ V_{rms}$ e frequência de $60\ Hz$.

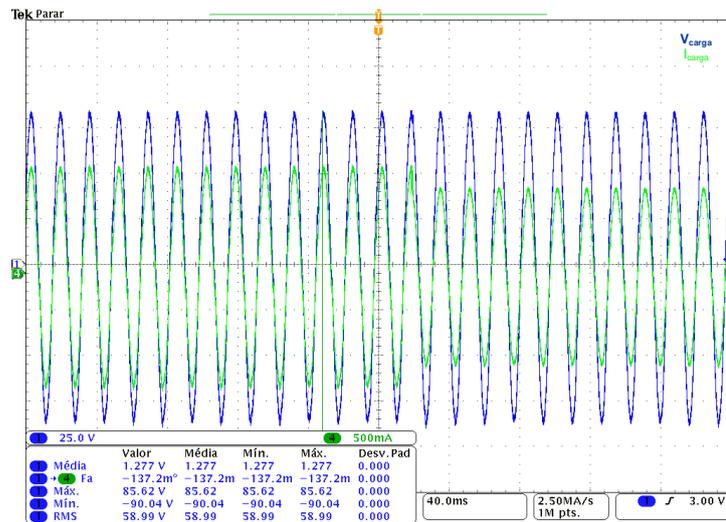


Figura 38: Onda de tensão e corrente antes e depois de variar a carga.

Fonte: Autoria própria

Assim como as formas de ondas da tensão sobre o indutor acoplado do conversor *SEPIC* em malha fechada, é possível ver na Figura 39, as tensões V_{L2P} e V_{L2S} apresentam valores muito próximos uma da outra.

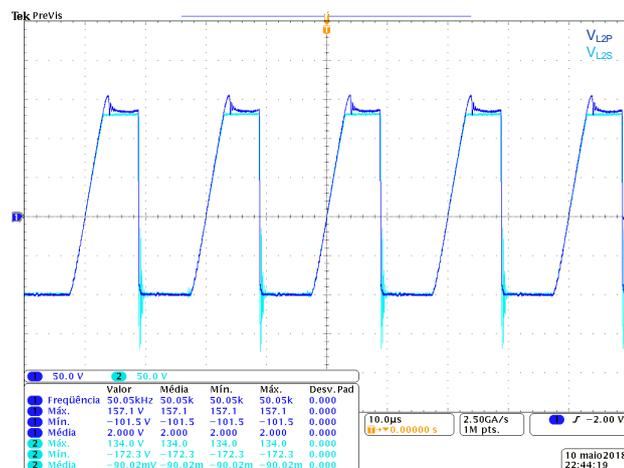


Figura 39: Tensões sobre o indutor acoplado.

Fonte: Autoria própria.

As correntes também apresentam o mesmo sentido e mesma forma de onda durante o período em que a chave permanece aberta. Sendo que a corrente do primário atinge seu valor negativo quando a chave está fechada e a do secundário vai para zero.

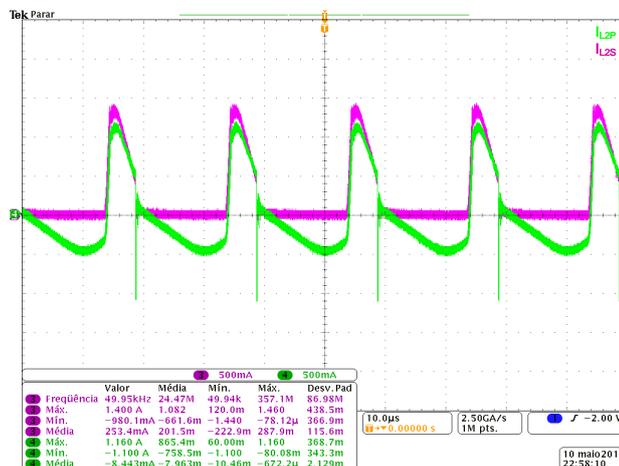


Figura 40: Correntes sobre o indutor acoplado.

Fonte: Autoria própria.

Nas Figuras 41 e 42 é possível analisar o sinal senoidal na saída do inversor.

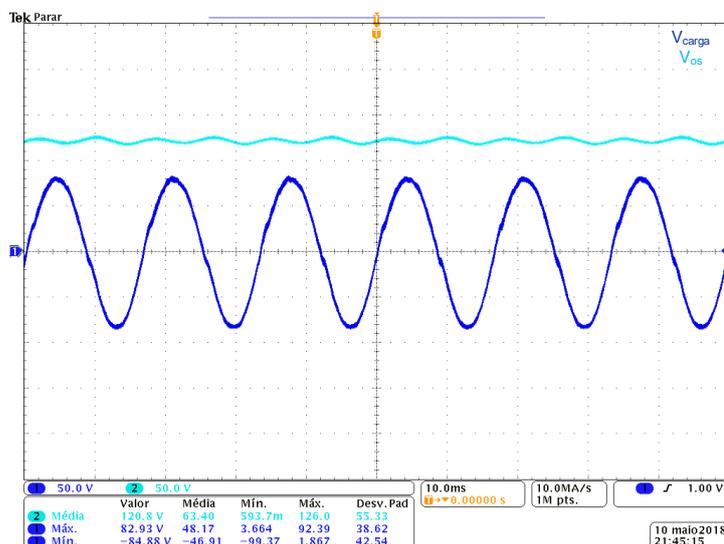


Figura 41: Tensão de saída do conversor SEPIC e tensão sobre a carga.

Fonte: Autoria própria.

Os sinais alternados de tensão e corrente apresentaram conforme o proposto, uma frequência de 60 Hz. Também é possível verificar que para uma carga resistiva, a defasagem angular entre eles foi de $2,249^\circ$ o que resulta em um fator de

potência de 0,999.

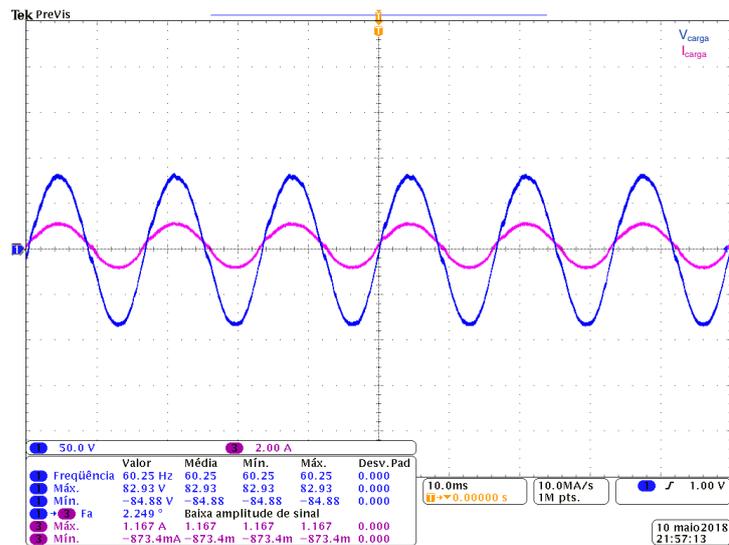


Figura 42: Tensão e corrente sobre a carga.

Fonte: Autoria própria.

Para analisar o controle da tensão sobre a carga para uma nova referência do valor de V_{carga} ($54 V_{rms}$), variou-se o valor da resistência que inicialmente era de 80Ω e depois 100Ω . A Figura 43 apresenta a tensão de barramento do conversor *SEPIC* (V_{os}), corrente (I_{carga}) e a tensão (V_{carga}) sobre a carga durante essa variação.

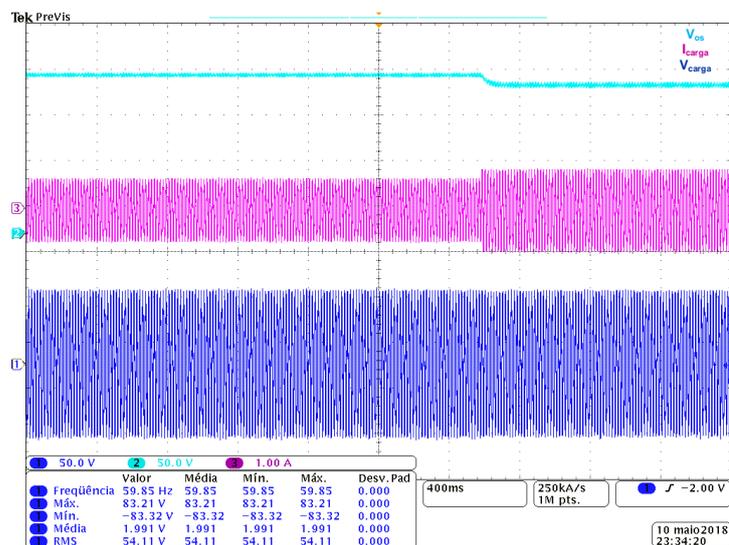


Figura 43: Tensão de saída do conversor *SEPIC* e corrente e tensão sobre a carga de acordo com a variação no valor da resistência.

Fonte: Autoria própria.

Por fim, é possível analisar que houve o controle do nível da tensão e que

também a frequência não se alterou ao longo dos eventos de variações dos valores da carga.

5 CONCLUSÃO

Esse trabalho apresentou algumas topologias de conversores com isolação elétrica através de indutores acoplados, e depois de uma análise entre os circuitos escolheu-se para o projeto *SEPIC*, devido as suas características que foram detalhadas ao longo do trabalho.

Foram apresentadas formas de ondas para analisar o modo de condução do conversor bem como os níveis de tensão e corrente para escolha dos componentes que foram utilizados na implementação do protótipo.

Simulações por meio dos *softwares* PSIM[®] e MATLAB[®] foram utilizadas para validar a modelagem apresentada para análise comportamento do conversor *SEPIC* com isolação. Os resultados simulados e práticos mostram uma discrepância entre seus valores porém uma coerência entre si durante variações de tensão, corrente e carga ao longo do tempo.

Os resultados mostram que ao variar o valor da referência da tensão de saída, o protótipo apresentou bons resultados tanto para sinais CC quanto para CA. Além disso, o desenvolvimento das etapas permite a integração da teoria de controle com eletrônica de potência através da implementação do circuito didático, disponibilizando flexibilidade ao usuário.

Os controles do conversor e do inversor apresentaram bons desempenhos, conforme apresentado nas Figuras 36 e 43, que mesmo com variações na carga a tensão se manteve constante na referência escolhida.

Para trabalhos futuros segue as seguintes sugestões:

- Análise de funcionamento do conversor *SEPIC* com indutor acoplado para variados níveis de potência;
- Estudo voltado a interferência eletromagnéticas em conversores CC-CC de acordo com o aumento da frequência de chaveamento;
- Análise de circuitos *snubber* regenerativos em conversores com indutor acoplado.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Retificadores monofásicos operando em condução descontínua**. Florianópolis: [s.n.], 2015.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis: [s.n.], 2002.
- BASTOS, João Pedro Assumpção. **Eletromagnetismo para engenharia**. 3. ed. Florianópolis: UFSC, 2012.
- BUCK, John A; JUNIOR, William Hayt. **Eletromagnetismo**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- FAIRCHILDSEMICONDUCTOR. Datasheet: Lm2902,lm324/lm324a,lm224/lm224a. **Reference Guide**, 2002.
- FAIRCHILDSEMICONDUCTOR. Datasheet: Mur1540, mur1560, rurp1540, rurp1560. **Reference Guide**, 2002.
- FERREIRA, Rodolfo Brigato. **Modelagem e controle de um conversor CC-CC operando como um inversor monofásico**. São Carlos: [s.n.], 2017.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise de potência**. Porto Alegre: AMGH, 2012.
- INTERNATIONALRECTIFIE. **Driver IR2110/ IR2113 -Data Sheet No. PD60147 rev.U**. [s.n.], 2011. 1–18 p. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110l4.pdf>>.
- INTERNATIONALRECTIFIER. **Data Sheet No. PD6033 rev.U - IR2132**. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/ir2130-.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c8757d169a>>.
- JUNIOR, Pedro. **Conversor CC-C boost entrelaçado aplicado no processamento da energia de arranjo solar fotovoltaico**. Juiz de Fora: [s.n.], 2011.
- LODH, Tirthasarathi; MAJUMDER, Tanmoy. **A high gain high efficiency and compact isolated sepic DC-DC converter**. 2016.
- MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converter, Applications and Design**. 3. ed. [S.l.]: Hoboken: John Wiley & Sons, 2003.
- OGATA, Katsuhiko; SEVERO, Bernador. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.: s.n.], 1998.
- OLIVEIRA, Filipe Dias De. **Monitoramento e Análise de Afundamentos Momentâneos de Tensão**. Belo Horizonte: [s.n.], 2015. 107 p.

PIMENTEL, Carlos E. F.; CAVALCANTE, Thayani T. **Projeto e desenvolvimento de um conversor CC-CC SEPIC com isolação galvânica em alta frequência**. Curitiba: [s.n.], 2011.

POMILIO, José A. **Pré-Reguladores de Fator de Potência**. Campinas: [s.n.], 2016. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/pfp/Cap6.p>>.

SILVA, Luciano S; SEIXAS, Falcondes M; MELO, Guilherme. **Conversor CA-CC com elevador fator de potência, sem ponte de diodos, utilizando o conversor boost entrelaçado**. Ilha Solteira: [s.n.], 2010.

TEXASINSTRUMENTS. Datasheet: Tms320f/c24x dsp controllers. **Reference Guide**, 1999.

TEXASINSTRUMENTS. Op Amps for Everyone Design Guide. In: . Rev b. [s.n.], 2002. p. 464. Disponível em: <https://e2echina.ti.com/cfs-file/_key/telligent-evolution-components-attachments/00-52-01-00-00-04-59-46/OP-amp-for-everyo>.

ZHANYOU, Sha; WANG, Xiaojun; WANG, Yanpeng; MA; HONGTAO. **OPTIMAL DESIGN OF SWITCHING POWER SUPPLY**. China: Wiley, 2015.

APÊNDICE A - PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

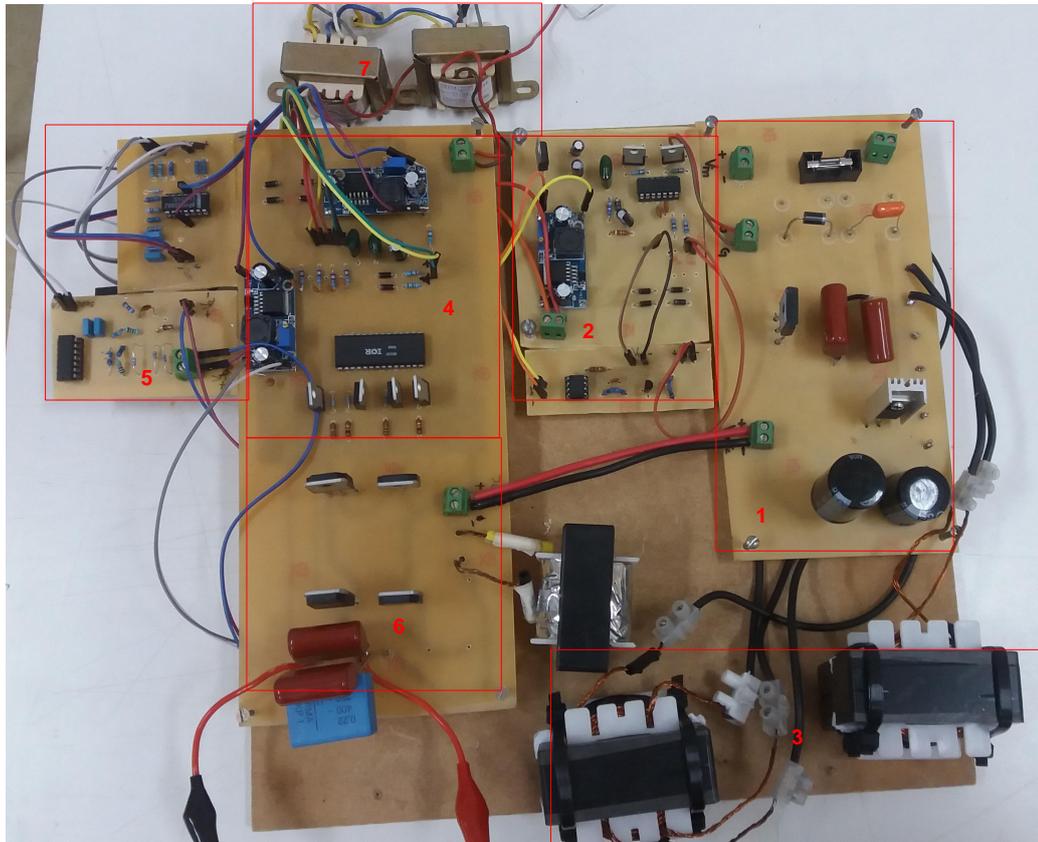


Figura 44: Protótipo implementado.

1. Conversor *SEPIC*;
2. Circuito do *driver* IR2110;
3. Indutores do conversor *SEPIC*;
4. Circuito do *driver* IR2132;
5. Sensores de tensão e condicionamento dos sinais enviados para o microcontrolador;
6. Ponte H;
7. Transformadores isolados para alimentação dos *driver's* e sensores de tensão.