

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA.**

**CAMPUS JOINVILLE
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM
MECATRÔNICA INDUSTRIAL**

VITOR GABRIEL RAMOS

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CA PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA
FOTOVOLTAICOS**

Joinville

2016

VITOR GABRIEL RAMOS

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CA PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA
FOTOVOLTAICOS**

JOINVILLE, 2016

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE SANTA CATARINA.**

**CAMPUS JOINVILLE
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM
MECATRÔNICA INDUSTRIAL**

VITOR GABRIEL RAMOS

**ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CA PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA
FOTOVOLTAICOS**

**Submetido ao Instituto Federal
de Educação, Ciência e
Tecnologia de Santa Catarina
como parte dos requisitos de
obtenção do título de Tecnólogo
em Mecatrônica Industrial.**

**Orientador: José Flávio Dums, M.
Eng.**

JOINVILLE, 2016

Ramos, Vitor Gabriel.

Estudo de um conversor CC-CA para aplicação em sistemas de energia fotovoltaicos / Ramos, Vitor Gabriel—Joinville: Instituto Federal de Santa Catarina, 2016. 118 f. Trabalho de Conclusão de Curso - Instituto Federal de Santa Catarina, 2016. Graduação. Curso superior de tecnologia em Mecatrônica Industrial. Modalidade: Presencial.

Orientador: José Flávio Dums, M. Eng.

1. Energia 2. Conversão 3. Projeto 4. Implementação

ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CA PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA FOTOVOLTAICOS

VITOR GABRIEL RAMOS

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Tecnólogo em Mecatrônica Industrial e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso Mecatrônica Industrial do Instituto Federal de Educação, ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Joinville, 25 de abril de 2016.

Banca Examinadora:

**Prof. José Flávio Dums, M. Eng
Orientador**

**Prof. Rafael Gomes Faust
Avaliador**

**Prof. Luis Mariano Nodari, M. Eng
Avaliador**

Dedico este trabalho aos
responsáveis por todo o
meu crescimento: Meu
pai, Vitor Hugo Ramos e
minha mãe, Roselene
Roczanski.

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus por me iluminar durante esta caminhada, não deixando com que faltasse força e coragem.

Agradeço aos meus pais e demais familiares por dar todo o apoio e suporte durante a minha carreira acadêmica.

Agradeço ao professor José Flávio Dums por todas as orientações durante o projeto e implementação dos conversores.

Agradeço ao técnico de laboratório José Adriano Damacena Diesel pela ajuda na fabricação dos protótipos.

“A genialidade é 1% inspiração e 99%
transpiração.” Thomas Edison

RESUMO

Os sistemas de energia fotovoltaicos são considerados como fontes de energia elétrica limpa, quando comparados aos sistemas de geração convencionais (hidrelétricos, termelétricos, nuclear, etc.), contudo nesta mesma comparação esses sistemas ainda são considerados como fontes alternativas de geração, visto que sua representação frente às fontes convencionais ainda é muito pequena. Uma unidade de conversão fotovoltaica é constituída pelos sistemas de: geração, armazenamento, conversão e distribuição de energia. Este estudo está focado na elaboração de um conversor de energia tipo CC-CA responsável pela tarefa de “adequação” da energia armazenada em um banco de baterias ao padrão do sistema elétrico brasileiro de baixa tensão, vislumbrando a sua inserção futura neste sistema. Como etapas deste desenvolvimento segue-se do projeto teórico para a implementação prática e avaliação de resultados experimentais das topologias dos conversores adotados. Em relação às topologias de conversores utilizadas, são estudados a disposição de conversores “Boost” em cascata para a elevação da tensão e um circuito inversor de tensão em ponte completa, com modulação PWM senoidal e filtro de saída, para a inversão da tensão. No que diz respeito ao comando dos conversores foram utilizados circuitos integrados para a geração do sinal PWM e também um circuito microcontrolado. Os resultados obtidos mostraram um bom funcionamento do sistema, permitido que se atingisse uma eficiência global de 82% utilizando-se uma carga resistiva.

Palavras-chave: Energia. Conversão. Projeto. Implementação.

ABSTRACT

The photovoltaic energy systems are considered as clean electric power sources, when compared to conventional power generation systems (hydroelectric, thermoelectric, nuclear, etc.), however taking the same comparison, these systems are still considered as alternative sources of power generation, since it's representation against conventional sources is still very small. The photovoltaic conversion unit consists in the following systems: energy generation, storage, conversion and distribution. This study is focused on the elaboration of a DC-AC power converter responsible for the task of "adequacy" of the energy stored in a battery bank to the Brazilian electrical low voltage system standard, glimpsing it's future insertion in this system. As steps in this development follows the theoretical project to the practical implementation and evaluation of experimental results of the power converter topologies adopted. Regarding the power converters topologies used, it's studied the arrangement of "boost" converters cascaded to the voltage increase in a inverter circuit voltage full bridge, with sinusoidal PWM and output filter, to the voltage inversion. In respect to the converters command it were used integrated circuits to a PWM signal generation and also a microcontrolled circuit. The gotten results showed a good system operation, allowing to reach an overall efficiency of 82% using a resistive load.

Keywords: Power. Conversion. Project. Implementation.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - Unidade de conversão fotovoltaica.....	22
FIGURA 2 - Objetivo geral - Conversão para utilização...	23
FIGURA 3 – Exemplo do inversor de frequência.....	26
FIGURA 4 – Estágios intermediários do conversor	27
FIGURA 5 - Conversor Boost.....	28
FIGURA 6 - Razão cíclica	29
FIGURA 7 - Ganho X razão cíclica.....	30
FIGURA 8 - Boost etapa 1	31
FIGURA 9 - Boost etapa 2	31
FIGURA 10 - Formas de onda Boost 1	32
FIGURA 11 - Formas de onda Boost 2.....	33
FIGURA 12 - Formas de onda Boost 3.....	33
FIGURA 13 - Inversor ponte completa	35
FIGURA 14 - Inversor etapa 1	36
FIGURA 15 - Inversor etapa 2	37
FIGURA 16 - Inversor etapa 3	38
FIGURA 17 - Inversor etapa 4	38
FIGURA 18 - Modulação SPWM.....	39

FIGURA 19 - Construção do SPWM	40
FIGURA 20 - Filtro LC passa baixa.....	41
FIGURA 21 - Tensão nos interruptores do inversor.....	42
FIGURA 22 - Tensão e corrente na carga do inversor	43
FIGURA 23 - Conversor CC-CA completo.....	44
FIGURA 24 - Diagrama de comando	45
FIGURA 25 - SG3524	45
FIGURA 26 - Acionamento conversores Boost	47
FIGURA 27 - Sinais de comando inversor	48
FIGURA 28 - IR2112.....	49
FIGURA 29 - Cálculo da corrente eficaz no indutor	52
FIGURA 30 - Núcleo 42/21/15.....	58
FIGURA 31 – Comando conversores Boost	66
FIGURA 32 - Circuito acionamento conversores Boost ..	68
FIGURA 33 - Circuito de comando do inversor	69
FIGURA 34 – Fluxograma do software do inversor.....	70
FIGURA 35 – Simulação de comando do inversor	73
FIGURA 36 – Circuito de acionamento do inversor	73
FIGURA 37 - Esquemático Spice.....	75

FIGURA 38 - Formas de onda Spice.....	76
FIGURA 39 - Perdas na chave	77
FIGURA 40 - Cálculo da corrente eficaz na chave	79
FIGURA 41 - Cálculo da corrente eficaz no diodo.....	82
FIGURA 42 - Etapa de operação para cálculo de perdas.	87
FIGURA 43 - Comando dos conversores Boost.....	93
FIGURA 44 - Comando de um braço do inversor	94
FIGURA 45 – Comando complementar inversor	94
FIGURA 46 - Razão cíclica inicial SPWM	95
FIGURA 47 - Razão cíclica final SPWM.....	95
FIGURA 48 - Tensão de saída do conversor	96
FIGURA 49 - Tensão e corrente de saída do conversor ..	96
FIGURA 50 - Tensão na chave Boost 1	97
FIGURA 51 - Tensão na chave Boost 2.....	97
FIGURA 52 - Tensão na chave S1 inversor.....	98
FIGURA 53 - Tensão na chave S2 inversor.....	98
FIGURA 54 - Direita: Elevação. Esquerda: Inversão	100
FIGURA 55 - Protótipo completo com carga resistiva ...	100
FIGURA 56 - Diagrama de controle	101

FIGURA 57 - Diagrama de bode de módulo	106
FIGURA 58 - Conversor controlado	107
FIGURA 59 - Circuito de controle	108
FIGURA 60 - Tensão de saída com degrau de carga	108
FIGURA 61 - Tensão de saída com alívio de carga	109
FIGURA 62 - Conversores acoplados	109
FIGURA 63 - Variação da tensão de saída	110

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - Fios esmaltados.....	60
TABELA 2 – Interruptores boost	63
TABELA 3 – Diodos.....	63
TABELA 4 - Capacitor 1 - primeiro boost	64
TABELA 5 - Capacitor 2 - primeiro boost	64
TABELA 6 - Capacitor único - segundo boost	64
TABELA 7 - Indutor - primeiro boost	64
TABELA 8 - Indutor - segundo boost.....	65
TABELA 9 - Interruptores inversor.....	65
TABELA 10 - Capacitores inversor	65
TABELA 11 - Parâmetros do indutor de filtragem.....	66
TABELA 12 - Parâmetros das perdas nas chaves	78
TABELA 13 - Parâmetros das perdas nos diodos.....	83
TABELA 14 - Parâmetros das perdas no inversor	88
TABELA 15 - Parâmetros do rendimento experimental... 	99
TABELA 16 - constantes do controle.....	105

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 Objetivo Geral.....	23
1.2 Objetivos Específicos	24
2 ANÁLISE QUALITATIVA.....	25
2.1 Introdução aos conversores.....	25
2.1.1 Conversores em cascata	26
2.1.2 Modelo funcional	26
2.1.3 Topologias de conversores propostos	27
2.2 Conversor Boost	28
2.2.1 Etapas de operação	30
2.2.3 Principais formas de onda	32
2.3 Inversor monofásico ponte completa	35
2.3.1 Etapas de operação para carga RL	36
2.3.2 Modulação PWM senoidal a três níveis	39
2.3.3 Filtro de saída.....	40
2.3.4 Formas de onda para carga R + filtro de saída.....	41
2.4 Conversor CC-CA completo	43
2.5 Circuitos de comando e acionamento	44
2.5.1 Comando dos conversores Boost.....	45
2.5.2 Acionamento dos conversores Boost.....	47
2.5.3 Comando do Inversor	47
2.5.4 Acionamento do Inversor	48
2.6 Resultados da análise	49

3 ANÁLISE QUANTITATIVA	50
3.1 Os conversores Boost em cascata	50
3.1.1 Cálculo das razões cíclicas	51
3.1.2 Cálculo das correntes	52
3.1.3 Cálculo das indutâncias	54
3.1.4 Cálculo das capacitâncias	55
3.1.5 Projeto físico dos indutores	56
3.2 O inversor	61
3.2.1 Filtro de saída	61
3.3 Resultados da análise	62
 4 PROJETO DOS CIRCUITOS	 63
4.1 Componentes dos conversores Boost	63
4.2 Componentes do inversor	65
4.3 Circuitos de comando e acionamento	66
4.3.1 Comando dos conversores Boost	66
4.3.2 Acionamento dos conversores Boost	67
4.3.3 Comando do inversor	68
4.3.4 Algoritmo de comando do inversor	69
4.3.5 Acionamento do inversor	73
 5 SIMULAÇÕES E CÁLCULO DE PERDAS	 75
5.1 Simulação dos conversores Boost	75
5.2 Cálculo das perdas nos conversores Boost	77
5.2.1 Cálculo das perdas nas chaves	77
5.2.2 Cálculo das perdas nos diodos	82
5.2.3 Cálculo das perdas nos indutores	84
5.2.4 Cálculo das perdas no estágio de elevação	85

5.3 Cálculo das perdas no inversor	87
5.4 Rendimento teórico do conversor	92
 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	 93
6.1 Principais formas de onda.....	93
6.2 Rendimento experimental.....	99
6.3 Protótipo	100
 7 TÓPICO ESPECIAL SOBRE CONTROLE	 101
7.1 A malha de controle	101
7.2 O controlador PI	102
7.3 Modelo do conversor Boost	103
7.4 Projeto do controlador	104
7.4.1 Metodologia de projeto	104
7.4.2 Resultados do projeto.....	104
7.5 Simulações	107
7.6 Considerações finais	110
 8 TRABALHOS FUTUROS.....	 112
 CONCLUSÃO	 113
 REFERÊNCIAS.....	 115

1 INTRODUÇÃO

O planeta terra tem como fonte primária de energia o sol. Através desta energia ocorrem os processos químicos que dão origem a vida tal qual ela é. Como o sol é uma fonte de energia altamente potente e sua forma de captação está sujeita a interferência de fatores externos (como condições climáticas por exemplo), tem-se a necessidade de estocar energia para que seja possível apropriar-se dela de forma eficaz.

A exemplo disso pode-se citar as plantas que, através do processo de fotossíntese, armazenam a energia solar e a utilizam quando necessária para suprir seu organismo. (SILVA, 2003, p.2)

O ser humano, por sua vez, utiliza de energia elétrica em boa parte dos processos que estão ligados a ele. Assim como utiliza-se eletricidade na produção e processamento de alimentos, se utiliza na produção de bens de consumo. Para que isso ocorra são utilizados mecanismos complexos de conversão de energia, como por exemplo as usinas Hidrelétricas, Termelétricas, Eólicas e Fotovoltaicas.

As unidades de conversão de energia Fotovoltaicas residenciais não eram tão cogitadas a tempos atrás, devido a relação entre o custo de instalação e o aproveitamento de energia, que não se mostrava ser tão favorável, mas tendo em vista o processo de globalização e o grande aumento na demanda energética mundial, esta fonte começou a ser estudada e aplicada mais repetidamente, levando também em consideração que a energia solar é considerada uma energia limpa.

Análogo ao organismo das plantas, a energia fotovoltaica passa por processos de captação, armazenamento e conversão para que possa ser utilizada diretamente no dia-a-dia. A figura 1 apresenta um diagrama com as etapas deste processo em uma unidade residencial. (SILVA, 2003, p.2)

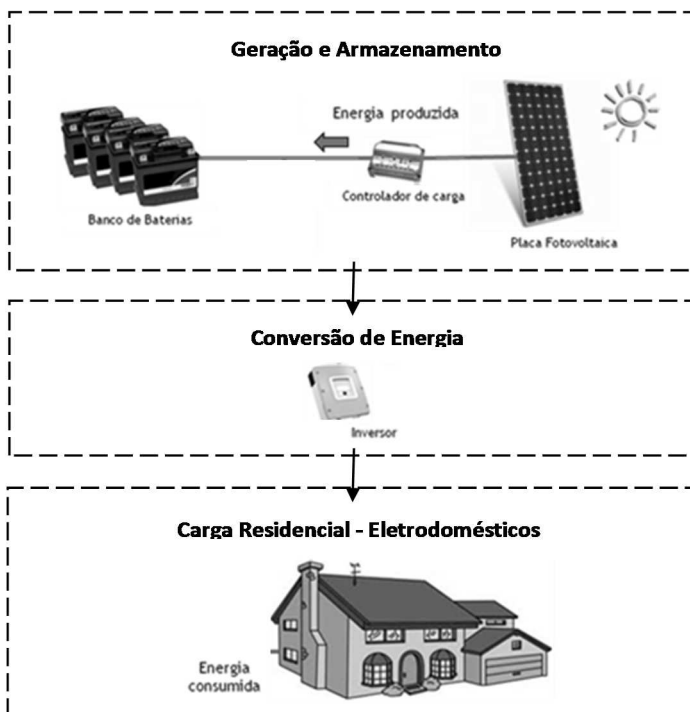


FIGURA 1 - Unidade de conversão fotovoltaica
Fonte: Adaptado - Site Energia Tec Solar

1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é o estudo e a implementação de um conversor capaz de transformar a energia armazenada em um banco de baterias (proveniente de um sistema fotovoltaico) na energia consumida em uma residência.

A figura 2 apresenta este objetivo, inserido no âmbito dos sistemas de energia fotovoltaicos.

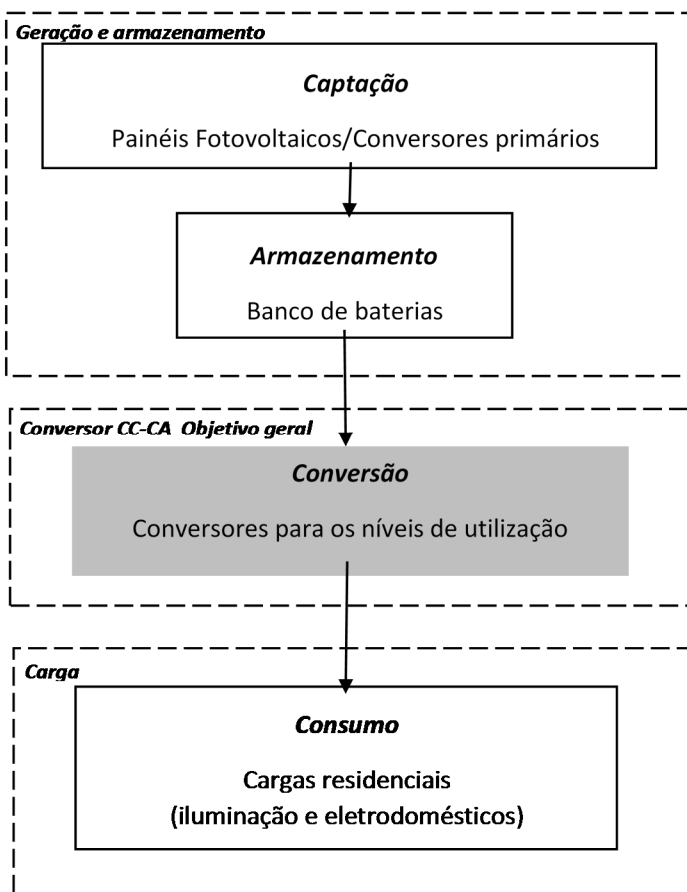


FIGURA 2 - Objetivo geral - Conversão para utilização

1.2 Objetivos Específicos

A energia proveniente de sistemas fotovoltaicos pode ser consumida em variados níveis de tensão, sejam eles contínuos ou alternados.

O objetivo específico deste trabalho é o estudo de um conversor capaz de transformar uma tensão contínua de 24 Volts (V_{cc}), tensão típica de um banco de baterias, em uma tensão alternada senoidal com valor eficaz de 220 Volts (V_{CA}) e frequência de 60 Hertz (Hz), com potência nominal de saída de 100 Watts (W) aplicada a uma carga resistiva. Como o foco deste trabalho é o estudo da topologia em si não serão empregadas técnicas de controle de conversores.

Para que este objetivo seja alcançado, serão utilizadas duas topologias de conversores. A primeira para a elevação da tensão contínua, gerando um potencial que será chamado de barramento CC, e a outra para a inversão da tensão deste barramento.

A elevação da tensão será feita por uma associação de conversores do tipo Boost e a inversão será feita por um circuito inversor de tensão em ponte completa, comandado por uma modulação por largura de pulsos conhecida como PWM senoidal (AHMED, 2000, p.370), e com filtro de saída, disponibilizando assim uma tensão senoidal para a carga.

2 ANÁLISE QUALITATIVA

Neste capítulo será realizado um estudo prévio das topologias de conversores e dos demais circuitos utilizados neste projeto.

2.1 Introdução aos conversores

Os sistemas de energia fotovoltaicos são capazes de realizar múltiplas transformações de energia, para que ao final do processo, boa parte da energia capturada pelos painéis solares seja, de alguma forma, utilizada pelo usuário. No que diz respeito à estas transformações, a eletrônica de potência compõe diversas soluções de conversores.

A eletrônica de potência trata da aplicação de dispositivos semicondutores de potência, [...] na conversão e no controle de energia elétrica em níveis altos de potência. (AHMED, 2000, p.15)

Para cada tipo de transformação desejada existem algumas topologias de conversores que podem ser utilizadas, sendo que cada uma delas possui suas características específicas de funcionamento, tornando-as mais ou menos adequadas à aplicação. A forma com que estão associados os componentes bem como suas etapas de operação definem a topologia do conversor.

Um conversor estático pode ser definido como um sistema constituído por elementos passivos (resistores, capacitores, indutores, ...) e elementos ativos (interruptores), associados de uma forma pré-estabelecida para o controle de fluxo de energia elétrica. (RECH, 2015, p.4)

Para que possam ser realizadas conversões múltiplas em um mesmo equipamento, é possível utilizar a associação de conversores estáticos, sendo que essas associações podem ser tanto combinações série (cascata), como combinações paralelo.

De maneira similar à que inspira a associação de chaves de potência, uma linha de pesquisa estuda as possibilidades de associação de conversores em série e em paralelo. A ideia principal por trás desta técnica consiste em repartir a tensão ou corrente total de um conversor [...] entre um número determinado de conversores menores. (BARBI, 2000, p.2)

2.1.1 Conversores em cascata

Tendo em vista o objetivo específico deste trabalho e o conceito de associação de conversores, pode-se perceber que várias são as soluções possíveis de serem estudadas para que se atinja a conversão final desejada. No caso deste projeto é estudada a configuração conhecida como associação em cascata.

Nas palavras de Hart (2012, p.2) “a associação de conversores em cascata visa o processamento de energia em etapas”, ou seja, cada topologia adicionada representa uma nova transformação em termos de tensão, corrente ou modulação.

A figura 3 exemplifica este conceito, cujo exemplo representa a estrutura interna de um equipamento conhecido industrialmente como “inversor de frequência”.

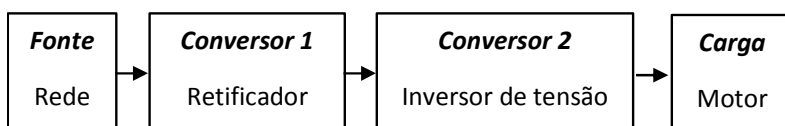


FIGURA 3 – Exemplo do inversor de frequência

2.1.2 Modelo funcional

Conforme citado anteriormente, o conversor de corrente contínua para alternada a que se dirige este estudo será

concebido através da técnica de associação de conversores em cascata.

Ao analisar as características de entrada e saída deste equipamento, percebe-se que ele pode ser dividido em dois estágios de conversão menores, onde o primeiro é responsável pela elevação da tensão e o segundo pela inversão desta tensão com uma modulação senoidal.

O primeiro estágio de conversão deverá ser capaz de receber a tensão de $24 V_{cc}$ e eleva-la para um barramento CC intermediário com no mínimo 311 V. Esta tensão é necessária porque é a tensão de pico de uma rede monofásica de 220 V eficazes.

Na sequência, o segundo estágio irá converter a tensão contínua do barramento em uma tensão senoidal com valor eficaz de 220 V. A figura 4 ilustra os estágios do conversor que será estudado.



FIGURA 4 – Estágios intermediários do conversor

2.1.3 Topologias de conversores propostos

Neste trabalho são estudadas duas topologias específicas de conversores, as quais foram previamente selecionadas durante a elaboração da pesquisa.

Para a elevação da tensão se optou por utilizar dois conversores do tipo “Boost” em série, operando no modo de condução contínua, visando atender o elevado ganho de tensão e considerando a falta de necessidade de isolamento, visto que a fonte de energia já está isolada.

O estágio de inversão de tensão é baseado na topologia conhecida como inversor monofásico em ponte completa com modulação senoidal. (BATSCHAUER, 2015, p.3) A modulação utilizada no estágio inversor é conhecida como modulação por

largura de pulsos (comumente chamada de PWM, do inglês “pulse width modulation”) e é baseada em uma onda senoidal. No estágio de inversão será utilizado também um filtro seletor de frequências com o objetivo de entregar a tensão senoidal a carga.

Ambas as topologias citadas são previamente estudadas na continuação deste capítulo.

2.2 Conversor Boost

O conversor Boost é uma estrutura de conversor comutado, também chamado de fonte chaveada, que é capaz de proporcionar uma elevação de tensão em um potencial contínuo.

Nesta topologia é empregada uma célula de comutação composta por um indutor, um diodo e um interruptor de potência, onde o indutor é ligado em série com a fonte de alimentação e tem papel indispensável no que diz respeito a linearização da corrente de entrada.

Segundo Barbi (2006, p.67) “uma indutância L é colocada em série com a fonte de alimentação E (V_{in}), assim, a fonte de alimentação terá um comportamento de fonte de corrente.”

A figura 5 apresenta o esquemático de um conversor Boost. Nesta imagem estão destacados a fonte “ V_{in} ” de entrada, a nova fonte de saída “ V_o ” (que representa a tensão armazenada no capacitor de filtro) e a célula de comutação.

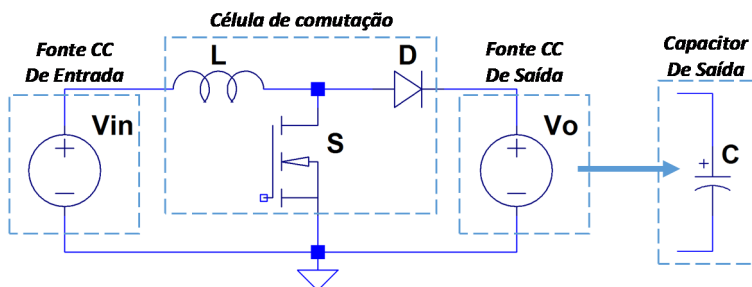


FIGURA 5 - Conversor Boost

No que diz respeito ao ganho estático do conversor Boost ideal (relação ideal entre a tensão de entrada e a tensão de saída) no modo de condução contínua, este pode ser escrito pela equação (1):

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

Onde,

G : é o ganho estático;

V_{out} : é a tensão de saída;

V_{in} : é a tensão de entrada;

D : é a razão cíclica.

A razão cíclica é determinada pela razão do tempo em que a chave “S” está fechada (DT) em relação a um período (T) completo de comutação. A equação (2) e a figura 6 exemplificam a razão cíclica.

$$D = \frac{DT}{T} \quad (2)$$

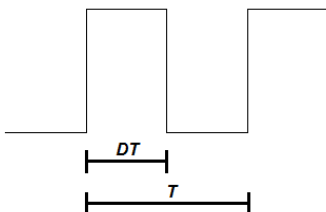


FIGURA 6 - Razão cíclica

Diante disso, a relação de ganho em função da razão cíclica do conversor Boost ideal pode ser representada através da figura 7.

Nesta figura pode-se perceber que o ganho do conversor tende ao infinito quando a razão cíclica tende a 1, e em oposição, o ganho tende a 1 quando a razão cíclica tende a zero.

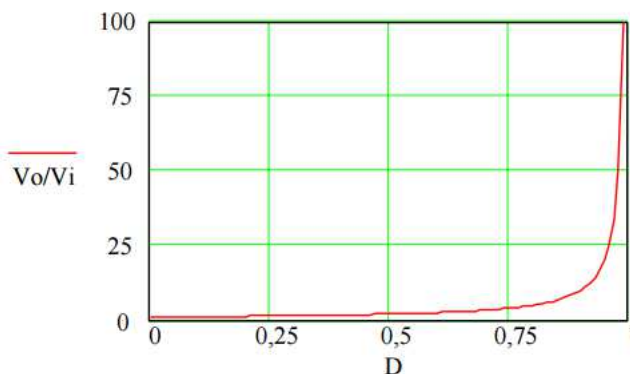


FIGURA 7 - Ganho X razão cíclica
Fonte: Conversores CC/CC - Professor Petry

2.2.1 Etapas de operação

O conversor Boost ideal, em condução contínua, apresenta duas etapas de operação, definidas pela abertura e pelo fechamento da chave “S”. A seguir são descritas estas etapas.

Etapas 1, análise para chave fechada:

Com a chave fechada uma corrente começa a circular no indutor, aumentando linearmente e fazendo com que o mesmo armazene energia. Durante este tempo o diodo está polarizado reversamente.

A corrente que circula pelo indutor é a mesma que circula pela chave “S”. A figura 8 ilustra esta etapa.

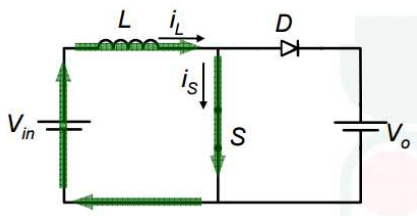


FIGURA 8 - Boost etapa 1
Fonte: Conversor Boost - Prof. Cassiano Rech

Etapa 2, análise para chave aberta:

Após algum tempo de chave fechada, o indutor “L” se encontra com energia armazenada. Ao abrir a chave o diodo “D” fica diretamente polarizado e fornece um caminho para que esta energia seja deslocada para o capacitor.

Esta transferência de energia ocorre pela circulação da corrente do indutor pela fonte de saída (capacitor de filtro e carga).

Como a taxa de variação na corrente do indutor é constante, o mesmo descarrega linearmente.

A corrente que circula no indutor é a mesma que circula no diodo “D”. A figura 9 ilustra esta etapa.

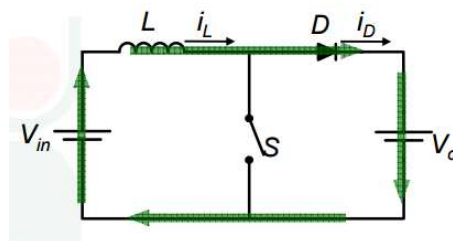


FIGURA 9 - Boost etapa 2
Fonte: Conversor Boost - Prof. Cassiano Rech

2.2.3 Principais formas de onda

Considerando um conversor boost operando no modo de condução contínua, supondo um capacitor de saída muito grande, onde a ondulação da tensão de saída pode ser desprezada e supondo ainda que os componentes da célula de comutação são ideais, pode-se atribuir as formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor conforme mostrado nas figuras 10, 11 e 12.

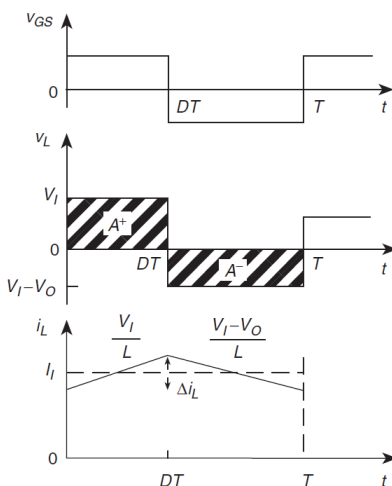


FIGURA 10 - Formas de onda Boost 1

Fonte: Pulse-width modulated DC/DC P.C. – Marian K. K.

Onde,

V_{GS} : é a tensão entre gate e source (comando);

V_L : é a tensão no indutor;

I_L : é a corrente no indutor;

V_I : é a tensão de entrada do circuito (V_{in});

V_O : é a tensão de saída do circuito.

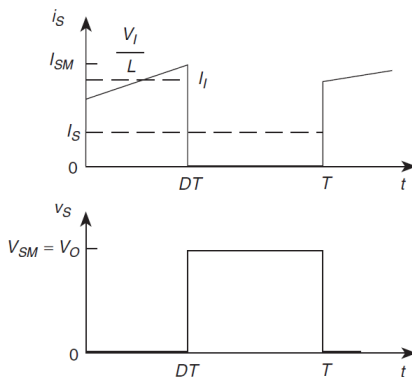


FIGURA 11 - Formas de onda Boost 2

Fonte: Pulse-width modulated DC/DC P.C. – Marian K. K.

Onde,

i_s : é a corrente na chave;

I_{SM} : é a corrente máxima na chave;

v_s : é a tensão na chave;

V_{SM} : é a tensão máxima na chave.

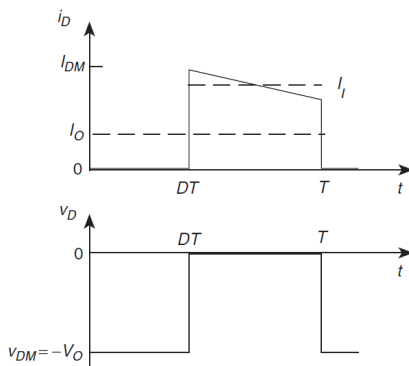


FIGURA 12 - Formas de onda Boost 3

Fonte: Pulse-width modulated DC/DC P.C. – Marian K. K.

Onde,

i_D : é a corrente no diodo;

I_{DM} : é a corrente máxima no diodo;

v_D : é a tensão no diodo;

V_{DM} : é a tensão máxima no diodo.

A partir das formas de onda é possível equacionar a corrente no indutor. Partindo da equação fundamental de tensão em um indutor:

$$V_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

No intervalo de tempo de “0” a “DT” a tensão no indutor é igual a tensão de entrada e com isso:

$$V_{in} = L \frac{di(t)}{dt} \quad (4)$$

Isolando a corrente:

$$di(t) = \frac{V_{in}}{L} dt \quad (5)$$

Realizando a integração de “0” a um tempo “DT”:

$$\int_0^{DT} di(t) = \int_0^{DT} \frac{V_{in}}{L} dt \quad (6)$$

Temos a equação:

$$i(DT) = \frac{V_{in}}{L} DT + i(0) \quad (7)$$

Seguindo o mesmo procedimento de cálculo, no intervalo de “DT” a “T” (descarga do indutor), tem-se a equação (8) para a corrente no indutor.

$$i(T) = \frac{V_{in} - V_o}{L} (T - DT) + i(DT) \quad (8)$$

2.3 Inversor monofásico ponte completa

Os inversores são conversores capazes de transformar tensão contínua em alternada. Nas palavras de Hart (2012, p.333) “os inversores transferem potência de uma fonte CC para uma carga CA.”

Os inversores em ponte completa são compostos por quatro interruptores de potência dispostos em dois braços de inversão. A figura 13 apresenta a estrutura básica de um inversor ponte completa, também conhecido como full-bridge.

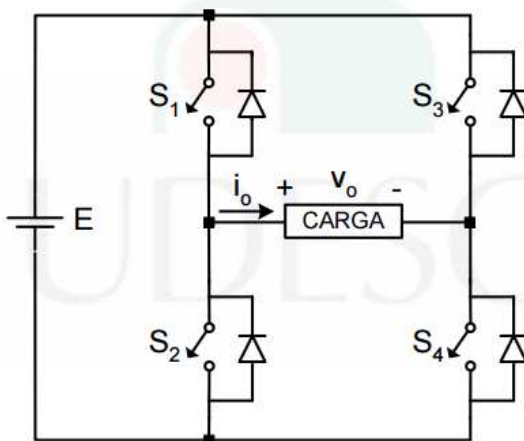


FIGURA 13 - Inversor ponte completa

Fonte: Inversores alimentados em tensão – Alessandro Batschauer

2.3.1 Etapas de operação para carga RL

O circuito de saída do inversor conta com um filtro LC (indutivo e capacitivo), tipo passa baixa, conectado a carga resistiva, formando assim um circuito RLC de saída.

Como o valor da indutância é relativamente alto frente a capacitância a reatância indutiva é muito maior que a capacitiva, e por isso, nesta etapa de projeto, a capacitância será desprezada e o circuito de saída será o de uma carga RL.

Considerando um inversor ponte completa genérico e ideal, alimentando uma carga do tipo RL (resistiva e indutiva), pode-se analisar seu funcionamento em 4 etapas de operação, as quais são descritas a seguir.

Etapa 1, S1 e S4 acionados:

Nesta etapa as chaves S1 e S4 são comandadas enquanto as demais permanecem abertas. Com isso a corrente i_0 cresce exponencialmente e a tensão na carga RL é igual a “E” (tensão da fonte CC). A figura 14 exemplifica esta etapa.

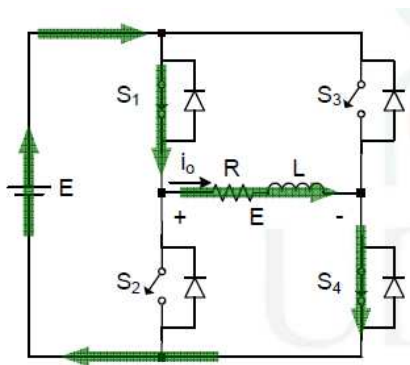


FIGURA 14 - Inversor etapa 1

Fonte: Inversores alimentados em tensão – Alessandro Batschauer

Etapa 2, abrindo S1 e S4 e acionando S2 e S3, D2 e D3 conduzindo:

Nesta etapa, considerando que a indutância da carga não permite variações bruscas de corrente, ao abrir S1 e S4, a polaridade da tensão na indutância inverte-se polarizando diretamente os diodos D2 e D3, fazendo com que a corrente decresça exponencialmente e a tensão na carga RL seja igual a “-E”. Durante esta etapa os interruptores S2 e S3 são acionados. A figura 15 exemplifica esta etapa.

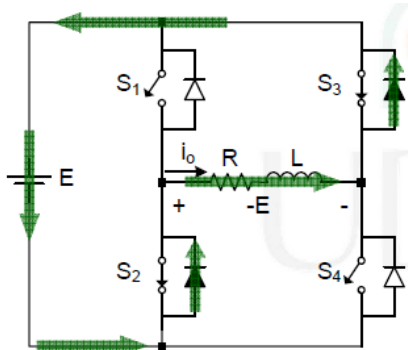


FIGURA 15 - Inversor etapa 2

Fonte: Inversores alimentados em tensão – Alessandro Batschauer

Etapa 3, S2 e S3 acionados:

No instante em que a corrente da etapa anterior se anula os interruptores S2 e S3 passam a entrar em condução, fazendo com que a corrente passe novamente a crescer exponencialmente, mas no sentido contrário ao da primeira etapa. A tensão na carga RL permanece igual a “-E”. A figura 16 exemplifica esta etapa.

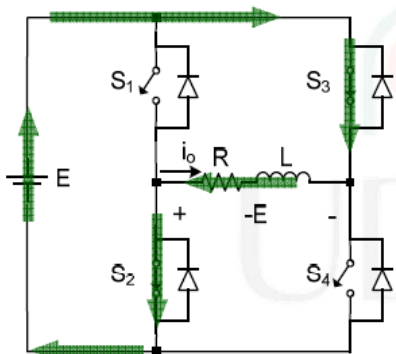


FIGURA 16 - Inversor etapa 3

Fonte: Inversores alimentados em tensão – Alessandro Batschauer

Etapa 4, abrindo S2 e S3 e acionando S1 e S4, D1 e D4 conduzindo:

Nessa etapa os interruptores S2 e S3 são abertos, entretanto, devido a indutância da carga, acontece novamente o fenômeno da inversão de polaridade da tensão na indutância e isso faz com que os diodos D1 e D4 passem a conduzir. Esta etapa termina com a anulação da corrente na carga e a passagem para o estado de condução dos interruptores S1 e S4, fazendo com que o processo reinicie. A figura 17 exemplifica esta etapa.

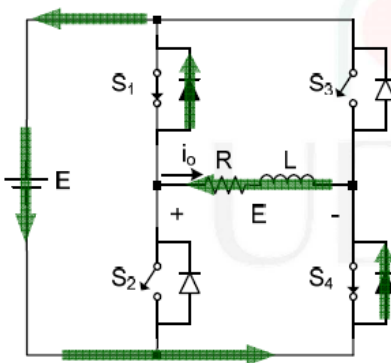


FIGURA 17 - Inversor etapa 4

Fonte: Inversores alimentados em tensão – Alessandro Batschauer

2.3.2 Modulação PWM senoidal a três níveis

Dentre as várias possíveis técnicas de comando de inversores, optou-se neste trabalho pela modulação senoidal, visando atender o objetivo final do projeto que trata de uma tensão alternada senoidal em uma frequência de 60Hz.

A técnica de modulação PWM senoidal pode ser classificada em dois tipos: A dois níveis e a três níveis. A diferença entre estas duas classificações está na forma com que os sinais de comando constroem a onda senoidal. No caso da modulação a três níveis, existem três estágios no sinal de comando, o estágio positivo, o estágio zero e o estágio negativo. Uma vantagem desta em relação à dois níveis é o fato de possuir um menor conteúdo harmônico.

Na modulação por largura de pulso senoidal (sinusoidal pulse-width modulation – SPWM), a tensão de saída é controlada pela variação dos períodos nos estados ligado e desligado, de modo que os períodos ligados (largura do pulso) sejam mais longos no pico da onda. (AHMED, 2000, p.368)

A figura 18 apresenta o sinal de modulação PWM senoidal a três níveis.

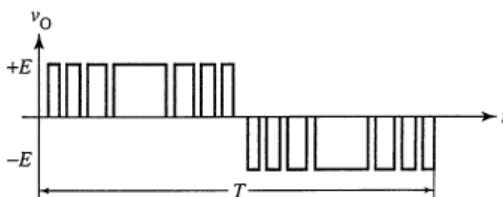


FIGURA 18 - Modulação SPWM
Fonte: Eletrônica de Potência – Ashfaq Ahmed

A modulação PWM senoidal, em seu aspecto construtivo, é resultado da comparação entre uma onda senoidal de referência e uma onda portadora triangular de alta frequência.

A onda senoidal de referência $v_R(t)$ possui a mesma frequência de saída do inversor em quanto que a onda portadora triangular $v_C(t)$ possui frequência elevada, a qual está diretamente relacionada com o número de pulsos em cada semiciclo de tensão.

Conforme descreve Ahmed (2000, p.369) os pontos de chaveamento são determinados pela intersecção das ondas, e a largura de pulso t_W é determinada pelo tempo durante o qual $v_C(t)$ é menor que $v_R(t)$ no semiciclo positivo de $v_R(t)$ e que $v_C(t)$ é maior que $v_R(t)$ no semiciclo negativo de $v_R(t)$. A figura 19 apresenta a construção da modulação PWM senoidal a três níveis.

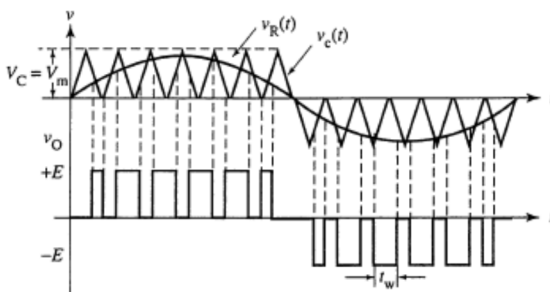


FIGURA 19 - Construção do SPWM
Fonte: Eletrônica de Potência – Ashfaq Ahmed

2.3.3 Filtro de saída

Tendo em vista que o inversor é responsável por entregar uma tensão alternada senoidal à uma carga, e essa carga é considerada puramente resistiva, torna-se indispensável o uso de um filtro seletor de frequências.

O filtro utilizado é de segunda ordem, do tipo Indutivo – Capacitivo (LC). Esse filtro tem por característica limitar a passagem de sinais cujas frequências estejam acima de sua frequência de corte. Além disso, por ser de segunda ordem, ele

consegue atenuar - 40 db/década de frequência, o que lhe garante maior eficiência que apenas um filtro Resistivo – Indutivo (RL) ou Resistivo – Capacitivo (RC). A figura 20 apresenta a estrutura do filtro, onde V_E é a tensão de entrada e V_S a tensão de saída.

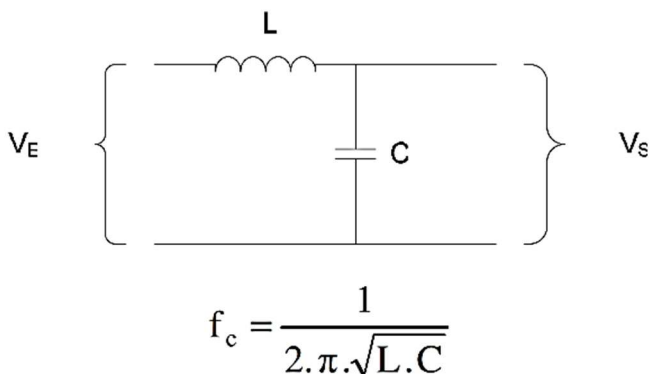


FIGURA 20 - Filtro LC passa baixa
Fonte: Filtros passivos – Prof. Luiz Marcelo

2.3.4 Formas de onda para carga R + filtro de saída

O inversor ponte completa operando com modulação PWM senoidal a três níveis e acrescido de um filtro de saída indutivo/capacitivo entrega a uma carga resistiva R a tensão senoidal. A figura 21 apresenta a tensão de saída do inversor antes do filtro (reflexo direto da modulação SPWM), em vermelho, e a tensão sobre os interruptores um e três da ponte inversora, em verde e azul, respectivamente.

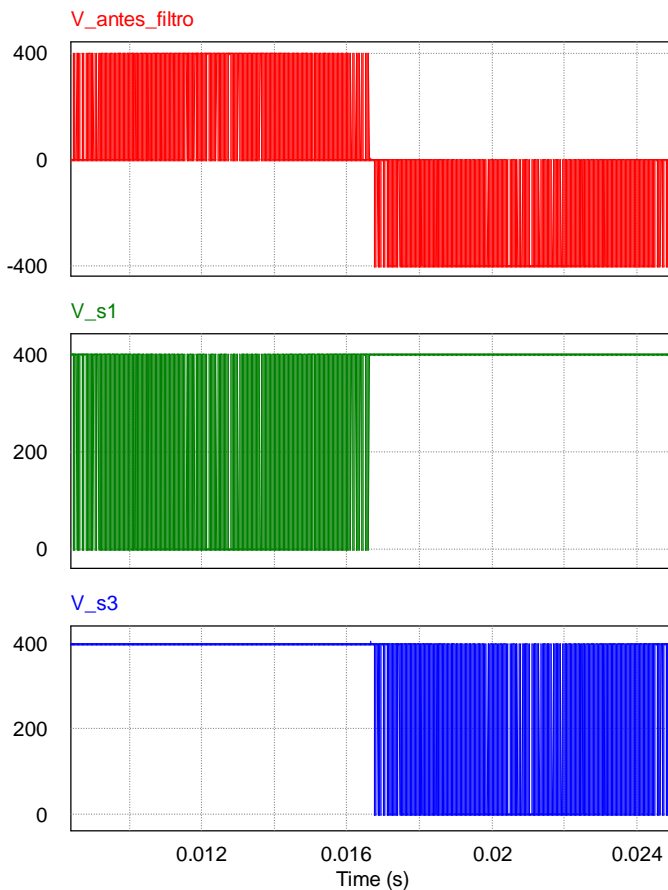


FIGURA 21 - Tensão nos interruptores do inversor

Considerando o filtro de saída adequado à resistência da carga, verifica-se as formas de onda conforme apresentado na figura 22, respectivamente, da tensão antes do filtro, da tensão na carga e da corrente na carga.

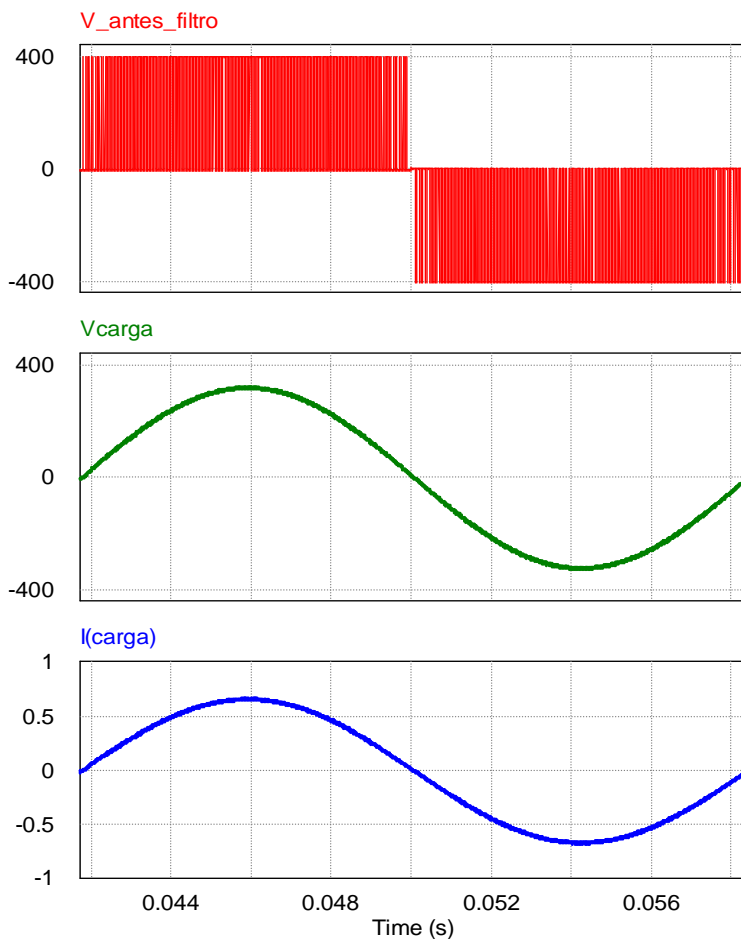


FIGURA 22 - Tensão e corrente na carga do inversor

2.4 Conversor CC-CA completo

Considerando os estágios de elevação e inversão conectados pode-se apresentar o circuito final do conversor CC-CA (parte de potência) conforme mostrado na figura 23. Este

circuito conta com seis interruptores de potência, dois diodos, três indutores e três capacitores.

Cada conversor Boost opera de forma independente visto que a energia armazenada no capacitor desacopla um conversor do outro. O mesmo ocorre na conexão do segundo conversor Boost com o inversor.

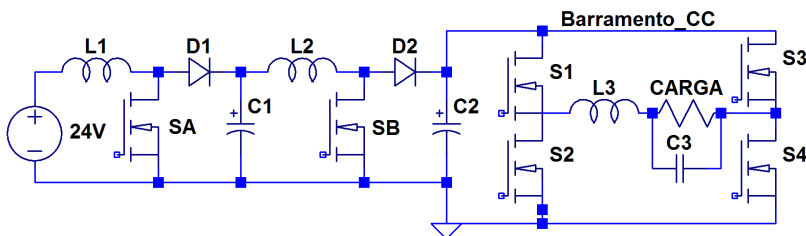


FIGURA 23 - Conversor CC-CA completo

2.5 Circuitos de comando e acionamento

O circuito de comando contempla a parte lógica dos conversores, ou seja, a geração dos sinais que irão acionar as chaves.

O estágio de elevação é composto por dois conversores do tipo Boost em cascata. Para estes conversores são utilizados dois circuitos de geração de comando independentes, com modulação PWM simples, onde a frequência de comutação é fixa e existe apenas a variação da razão cíclica “D” (do inglês *duty cycle*).

No acionamento da célula de inversão é utilizado um dispositivo microcontrolado capaz de gerar um sinal de comando com modulação SPWM a três níveis.

Os circuitos de acionamento (do inglês *driver*) tem por função adequar os níveis de tensão e de corrente dos sinais vindos dos circuitos de comando para os níveis necessários ao acionamento das chaves de potência. No caso do inversor, também a geração de referências flutuantes para as chaves da

parte de cima dos braços de interruptores é feita pelos circuitos de acionamento.

A figura 24 apresenta em forma de diagrama a conexão dos circuitos de comando com a parte de potência do conversor.

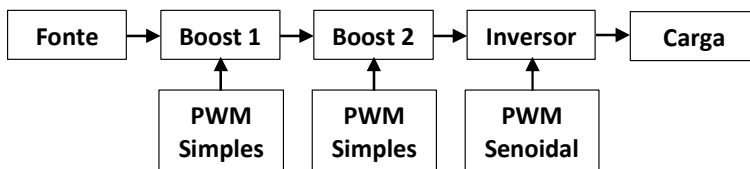


FIGURA 24 - Diagrama de comando

2.5.1 Comando dos conversores Boost

O circuito de comando dos conversores Boost tem como base um circuito integrado (CI) dedicado à geração de sinais tipo PWM, muito utilizado em aplicações com fontes chaveadas, o SG3524. A figura 25 apresenta a estrutura física deste componente.

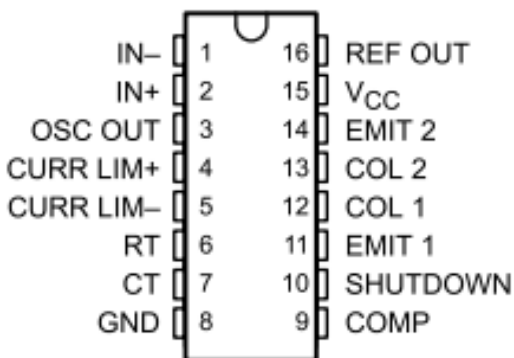


FIGURA 25 - SG3524

Fonte: Site Texas Instruments – Datasheet

Onde,

IN - : é a entrada amplificadora de erro negativa;

IN +: é a entrada amplificadora de erro positiva;

OSC OUT: é a saída do oscilador;

CURR LIM+: é a entrada positiva para o limitador de corrente;

CURR LIM-: é a entrada negativa para o limitador de corrente;

RT: é a entrada para o resistor do oscilador;

CT: é a entrada para o capacitor do oscilador;

GND: é a entrada de terra;

REF OUT: é a saída de referência regulada;

VCC: é a entrada para a alimentação positiva;

EMIT 2: é a saída emissora de PWM 2;

COL 2: é a entrada coletora para a saída 2;

COL 1: é a entrada coletora para a saída 1;

EMIT 1: é a saída emissora de PWM 1;

SHUTDOWN: é a entrada para desligamento do circuito integrado;

COMP: é a entrada compensadora de erro.

Apesar de entender que os conversores de elevação de tensão deveriam apresentar uma malha de controle (circuito de realimentação), para garantir a estabilidade da tensão de saída com a variação da carga, neste projeto os circuitos de comando dos conversores Boost serão montados em malha aberta (sem a realimentação) bem como algumas funções extras como limitador de corrente e desligamento não serão utilizadas.

Fez-se a opção por não realimentar os sistemas pois o objetivo desta pesquisa é apenas conhecer a estrutura proposta e verificar sua aptidão ao propósito estabelecido de elevar a tensão de um banco de baterias para os níveis de tensão da rede elétrica de Joinville.

A base de funcionamento do SG3524 é analógica, de tal forma que suprindo suas entradas básicas, tem-se o sinal PWM na saída.

2.5.2 Acionamento dos conversores Boost

Este circuito é baseado na configuração conhecida como *Totem-pole*, utilizando-se transistores bipolares associados de modo a realizar o ganho de corrente necessário ao acionamento das chaves. A figura 26 apresenta o circuito completo.

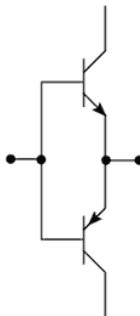


FIGURA 26 - Acionamento conversores Boost

2.5.3 Comando do Inversor

O circuito de comando do inversor, ao contrário dos conversores Boost, é implementado de forma digital, tendo como base a utilização de um microcontrolador PIC16F690. Este componente terá por função gerar o sinal PWM com modulação senoidal que irá comandar as chaves superiores da ponte inversora, bem como o sinal em baixa frequência que irá atuar nas chaves inferiores da mesma. A figura 27 exemplifica este acionamento, onde as chaves S1 e S3 são comandadas em alta frequência e as chaves S2 e S4 são comandadas em baixa frequência.

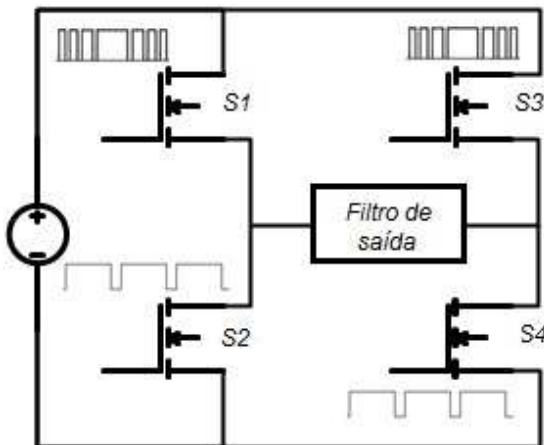


FIGURA 27 - Sinais de comando inversor

2.5.4 Acionamento do Inversor

O circuito de acionamento do inversor é baseado na utilização do circuito integrado IR2112. Este componente, além de funcionar como *driver*, cria o referencial de tensão flutuante para as chaves superiores do inversor (que não são referenciadas ao ponto comum do circuito) através da técnica conhecida como *bootstrap*.

Nesta técnica, um capacitor é carregado durante o acionamento do interruptor inferior do braço. Quando este interruptor abrir, o capacitor carregado fica flutuante e conectado ao ponto intermediário do braço, onde também a carga é conectada, e nesta situação ele cria uma nova fonte de energia temporária para o acionamento do interruptor superior. A figura 28 apresenta o circuito integrado IR2112.

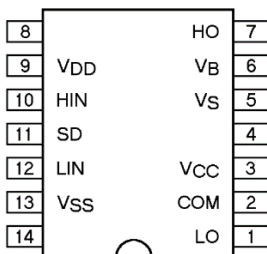


FIGURA 28 - IR2112

Fonte: Site International Rectifier - Datasheet

Onde,

VDD: é a entrada para a alimentação da parte lógica;

HIN: é a entrada de sinal alto;

SD: é a entrada para desligamento do circuito integrado;

LIN: é a entrada de sinal baixo;

VSS: é a entrada de terra;

HO: é a saída para a chave superior;

VB: é a entrada para a fonte flutuante (capacitor);

VS: é o retorno/saída da fonte flutuante (capacitor);

VCC: é a entrada para a alimentação da parte de potência;

COM: é a entrada para o referencial da parte de potência;

LO: é a saída para a chave inferior.

2.6 Resultados da análise

A associação de conversores Boost em cascata é uma opção viável de topologia para o estágio de elevação no estudo inicial do conversor CC-CA proposto.

Com relação ao inversor de tensão pode-se dizer que este, conforme é verificado nas formas de onda apresentadas neste capítulo, operando com a modulação escolhida e o filtro de saída, atende o objetivo específico deste trabalho.

Os circuitos de comando e acionamento relacionados neste capítulo atendem de forma completa os estágios de potência que serão estudados na sequência.

3 ANÁLISE QUANTITATIVA

Neste capítulo é abordado o projeto teórico de toda a estrutura de conversão, ou seja, os dois conversores envolvidos no estágio de elevação de tensão e o inversor de tensão, responsável pela geração do sinal CA de saída.

3.1 Os conversores Boost em cascata

Conforme citado anteriormente, o estágio de elevação de tensão será composto por dois conversores Boost em cascata, de modo que o ganho de tensão total será dividido entre os ganhos dos conversores. Devido a necessidade de truncamento da resolução do registrador de ajuste da razão cíclica do PWM senoidal, uma pequena correção na tensão de barramento precisa ser prevista, visando permitir que na saída do conversor se obtenha uma onda senoidal com 311 V de pico, como é o padrão da rede de Joinville. Esta correção “Y” é feita pelo percentual da perda de tensão obtida, como segue:

$$\Upsilon = \frac{255 \text{ bits}}{250 \text{ bits}} = 1,02 \quad (9)$$

$$V_{\text{barramento}} = 311 \cdot \Upsilon = 317,22 \text{ V} \quad (10)$$

Diante desta tensão de barramento, as equações (11), (12) e (13) apresentam o cálculo do ganho dos conversores.

- Cálculo do ganho total no estágio de elevação:

$$Ganho_{\text{total}} = \frac{V_{\text{barramento}}}{V_{\text{bateria}}} = \frac{317,22}{24} = 13,22 \quad (11)$$

Considerando que a corrente de entrada do primeiro conversor será mais elevada, pode-se dizer que o primeiro conversor terá um funcionamento mais crítico, envolvendo uma perda maior de potência. Levando este fato em consideração, optou-se por um ganho menor de tensão no primeiro conversor em relação ao conjunto.

- Escolha do ganho do primeiro conversor:

$$Ganho_1 = 3 \quad (12)$$

- Cálculo do ganho do segundo conversor:

$$Ganho_2 = \frac{Ganho_{total}}{Ganho_1} = \frac{13,22}{3} = 4,41 \quad (13)$$

3.1.1 Cálculo das razões cíclicas

Conforme citado anteriormente, as razões cíclicas podem ser calculadas em função das tensões de entrada e saída do conversor. As equações (14), (15) e (16) vão de encontro a estes cálculos.

- Cálculo da tensão de saída do primeiro conversor:

$$V_1 = V_{bateria} \cdot Ganho_1 = 24V \cdot 3 = 72V \quad (14)$$

A tensão de saída do segundo conversor será a própria tensão de barramento (317,22V), sendo assim torna-se desnecessário o cálculo.

- Cálculo da razão cíclica do primeiro conversor:

$$D_1 = 1 - \frac{V_{bateria}}{V_1} = 1 - \frac{24}{72} = 0,667 \quad (15)$$

- Cálculo da razão cíclica do segundo conversor:

$$D_2 = 1 - \frac{V_1}{V_{barramento}} = 1 - \frac{72}{317,22} = 0,773 \quad (16)$$

3.1.2 Cálculo das correntes

As correntes média e eficaz de entrada, em cada conversor, podem ser calculadas tendo como base a potência de entrada do conversor (em relação a um rendimento estimado) e a ondulação de corrente admitida na entrada. A figura 29 apresenta o cálculo da corrente eficaz na entrada de um conversor Boost operando no modo de condução contínua.

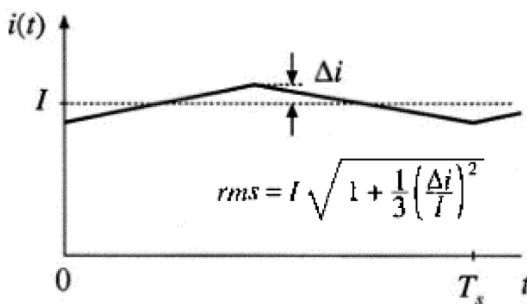


FIGURA 29 - Cálculo da corrente eficaz no indutor

Fonte: Fundamentals of Power Electronics – Robert W. Erickson

O valor base para a potência de entrada é calculado considerando um rendimento, para cada um dos conversores

Boost, de 85 %, sendo que este valor é um tanto conservador visto que esta topologia apresenta um bom rendimento.

A potência de entrada do inversor considera um rendimento de 80%. As equações (17) a (25) levam ao cálculo das correntes média e eficaz de entrada dos conversores.

- Cálculo da potência de entrada do inversor:

$$P_3 = \frac{P_{final}}{n} = \frac{100W}{0,8} = 125W \quad (17)$$

- Cálculo da potência de entrada do segundo conversor:

$$P_2 = \frac{P_3}{n} = \frac{125W}{0,85} = 147,06W \quad (18)$$

- Cálculo da potência de entrada do primeiro conversor:

$$P_1 = \frac{P_2}{n} = \frac{147,06W}{0,85} = 173,01W \quad (19)$$

- Cálculo da corrente média do primeiro conversor:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_{bateria}} = \frac{173,01W}{24V} = 7,21A \quad (20)$$

- Cálculo da corrente média do segundo conversor:

$$I_2 = \frac{P_2}{V_1} = \frac{147,06W}{72V} = 2,04A \quad (21)$$

Será admitida uma ondulação de 20% na corrente de entrada dos conversores Boost, sendo este valor satisfatório ao funcionamento do conversor.

- Cálculo da ondulação das correntes de entrada nos conversores:

$$\Delta i l_1 = I_1 \cdot 0,2 = 1,442 A \quad (22)$$

$$\Delta i l_2 = I_2 \cdot 0,2 = 0,408 A \quad (23)$$

- Cálculo das correntes eficazes dos conversores (Erickson, 2004):

$$I_{1_rms} = I_1 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta i l_1}{I_1} \right)^2} = 7,257 A \quad (24)$$

$$I_{2_rms} = I_2 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta i l_2}{I_2} \right)^2} = 2,056 A \quad (25)$$

3.1.3 Cálculo das indutâncias

Tendo em vista a tensão de entrada do conversor, sua razão cíclica, a ondulação de corrente admitida no projeto e a frequência de chaveamento, pode-se calcular o valor de indutância mínima para a qual o conversor estará operando no modo de condução contínua e com a ondulação de corrente dentro dos limites estipulados.

A indutância mínima pode ser calculada considerando-se que o conversor irá trabalhar com uma carga equivalente a resistiva (R). As equações (26) a (31) vão de encontro ao cálculo da indutância mínima e da indutância relativa a ondulação de corrente.

- Cálculo da carga R para os conversores Boost:

$$R_1 = \frac{V_1^2}{P_1} = \frac{72V^2}{173,01W} = 29,96\Omega \quad (26)$$

$$R_2 = \frac{V_{barramento}^2}{P_2} = \frac{317,22V^2}{147,06W} = 684,27\Omega \quad (27)$$

- Cálculo da indutância mínima para o modo de condução contínua dos conversores (Hart, 2012):

$$L_{\min_1} = \frac{(D_1 \cdot (1 - D_1)^2 \cdot R_1)}{2 \cdot f_s} = 22,20\mu H \quad (28)$$

$$L_{\min_2} = \frac{(D_2 \cdot (1 - D_2)^2 \cdot R_2)}{2 \cdot f_s} = 272,50\mu H \quad (29)$$

- Cálculo da indutância prática de projeto dos conversores (Hart, 2012):

$$L_{\text{proj_1}} = \frac{V_{\text{bateria}} \cdot D_1}{\Delta i l_1 \cdot f_s} = \frac{24 \cdot 0,667}{1,442 \cdot 50 \cdot 10^3} = 221,95\mu H \quad (30)$$

$$L_{\text{proj_2}} = \frac{V_1 \cdot D_2}{\Delta i l_2 \cdot f_s} = \frac{72 \cdot 0,773}{0,408 \cdot 50 \cdot 10^3} = 2,73mH \quad (31)$$

3.1.4 Cálculo das capacitâncias

No primeiro conversor tem-se a necessidade de uma tensão de saída com características de um barramento CC, com

um valor de ondulação de tensão (*ripple*) considerado baixo (neste caso abaixo de 1 V), sendo assim a ondulação de tensão deverá ser de aproximadamente 1%.

Da mesma forma que no primeiro conversor, o *ripple* de saída do segundo deverá ser baixo (neste caso abaixo de 0,1 V) para que o estágio de inversão enxergue o de elevação como uma fonte CC de 317,22 V. Para efeito de cálculo será considerado um valor de 0,03% (valor escolhido tendo em vista a baixa ondulação).

As equações (32), (33), (34) e (35) vão de encontro ao cálculo das capacitâncias.

- Cálculo da variação máxima de tensão nas saídas dos conversores:

$$\Delta V_1 = V_1 \cdot 0,01 = 0,72 V \quad (32)$$

$$\Delta V_2 = V_2 \cdot 0,0003 = 0,095 V \quad (33)$$

- Cálculo das capacitâncias de saída dos conversores (Hart, 2012):

$$C_1 = \frac{D_1}{R_1 \cdot \left(\frac{\Delta V_1}{V_1} \right) \cdot f_s} = 44,50 \mu F \quad (34)$$

$$C_2 = \frac{D_2}{R_2 \cdot \left(\frac{\Delta V_2}{V_2} \right) \cdot f_s} = 75,31 \mu F \quad (35)$$

3.1.5 Projeto físico dos indutores

O projeto físico dos indutores consiste em dimensionar o tamanho do núcleo, a seção do condutor e o número de espiras.

Os núcleos utilizados são de ferrite do tipo EE fornecidos pelo fabricante nacional Thornton.

A primeira etapa de projeto é determinar o tamanho mínimo do núcleo, levando em consideração os fatores magnéticos. O tamanho pode ser determinado através das equações (36) e (37), que relacionam o produto das áreas do núcleo.

- Cálculo do produto das áreas dos indutores dos conversores (Silva, 2003):

$$A_e A_w - 1 = \frac{L_{\text{proj}_1} \cdot (I_{1_rms})^2}{k_u \cdot J_x \cdot \Delta B} = 1,237 \cdot 10^{-8} m^4 \quad (36)$$

$$A_e A_w - 2 = \frac{L_{\text{proj}_2} \cdot (I_{2_rms})^2}{k_u \cdot J_x \cdot \Delta B} = 1,219 \text{ cm}^4 \quad (37)$$

Onde,

k_u : Fator de utilização da janela do indutor [adm];

J_x : Densidade de corrente [A/cm²];

ΔB : Densidade de fluxo magnético [T].

Nas constantes relacionadas acima foram aplicados os seguintes valores: $k_u = 0,7$; $J_x = 450$ e $\Delta B = 0,3$.

Ambos os cálculos do produto das áreas mostram que o núcleo NEE-42/21/15 pode ser utilizado. Este núcleo foi escolhido levando em consideração o cálculo de $A_e A_w$ e também o cálculo posterior da possibilidade de execução da construção do indutor.

A figura 30 apresenta as dimensões deste núcleo.



NEE-42/21/15

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma l/A$	0,54	mm ⁻¹
Le	97,0	mm
Ae	181,0	mm ²
A_{min}	- - -	mm ²
Ve	17600,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 44,0 g

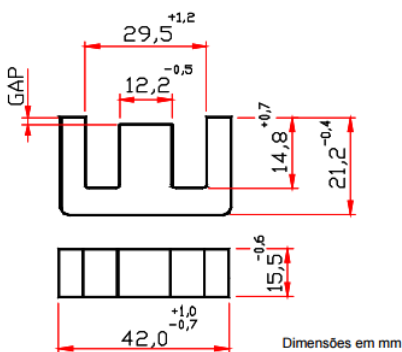


FIGURA 30 - Núcleo 42/21/15

Fonte: Site Thornton

A segunda etapa no projeto físico dos indutores é calcular o número de espiras necessárias do condutor em torno do centro do núcleo, para que se possa atingir a indutância desejada. As equações (38) e (39) apresentam este cálculo.

- Cálculo do número de espiras dos indutores dos conversores (Silva, 2003):

$$N_1 = \frac{L_{\text{proj}_1} \cdot I_{1_rms}}{\Delta B \cdot A_{ei}} \cong 30 \text{ espiras} \quad (38)$$

$$N_2 = \frac{L_{\text{proj}_2} \cdot I_{2_rms}}{\Delta B \cdot A_{ei}} \cong 103 \text{ espiras} \quad (39)$$

Onde,

A_{ei} : Área da perna central do núcleo NEE-42/21/15 [cm²]. Este dado pode ser obtido no datasheet do núcleo.

A terceira etapa do projeto dos indutores é o cálculo da seção de cobre necessária para o condutor e por consequência o cálculo de seu diâmetro mínimo. Este cálculo é realizado tendo como base a corrente eficaz que circula pelo condutor e também a densidade de corrente estipulada. As equações (40), (41), (42) e (43) apresentam estes cálculos.

- Cálculo da seção dos condutores dos indutores dos conversores:

$$S_{c_{-1}} = \frac{I_{1_rms}}{J_x} = 0,016 \text{ cm}^2 \quad (40)$$

$$S_{c_{-2}} = \frac{I_{2_rms}}{J_x} = 4,569 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (41)$$

- Cálculo dos diâmetros dos condutores dos indutores dos conversores:

$$D_{c_{-1}} = \sqrt{\frac{S_{c_{-1}} \cdot 4}{\pi}} = 1,433 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (42)$$

$$D_{c_{-2}} = \sqrt{\frac{S_{c_{-2}} \cdot 4}{\pi}} = 7,627 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (43)$$

Tendo em vista os diâmetros calculados e a disponibilidade de material pode-se selecionar o condutor esmaltado adequado para os indutores. Neste projeto não foi considerado o efeito skin. A tabela 1 apresenta as características dos condutores selecionados. O condutor selecionado para o primeiro indutor é o AWG 15 e para o segundo é o 20 AWG.

TABELA DE FIOS ESMALTADOS

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847

TABELA 1 - Fios esmaltados

Fonte: Site professor petry

A quarta e última etapa do projeto dos indutores consiste em uma verificação através de cálculo da possibilidade de construção do indutor projetado. O cálculo leva em consideração a área ocupada pelos enrolamentos e também a área disponível para esta finalidade no núcleo selecionado. As equações (44) e (45) realizam esta verificação.

- Cálculo da possibilidade de construção dos indutores dos conversores:

$$Pc_1 = \frac{N_1 \cdot A_1}{k_u \cdot A_{w_1}} = \frac{30 \cdot 0,019}{0,7 \cdot 1,57} = 0,51 \quad (44)$$

$$Pc_2 = \frac{N_2 \cdot A_2}{k_u \cdot A_{w_2}} = \frac{103 \cdot 0,0062}{0,7 \cdot 1,57} = 0,59 \quad (45)$$

Onde,

A_1 : Área do condutor com isolamento [cm²];

A_{w-2} : Área do núcleo reservada a passagem dos condutores [cm²].

3.2 O inversor

Conforme citado anteriormente o estágio de inversão é formado por um inversor ponte completa trabalhando com modulação PWM senoidal e conectado a um filtro de saída. O tópico seguinte apresenta o projeto da frequência de corte deste filtro.

3.2.1 Filtro de saída

Para que não haja distorções na forma de onda de saída alguns autores recomendam que o filtro LC trabalhe com uma frequência de corte entre uma década acima da frequência de saída e uma década abaixo da frequência de chaveamento.

Partindo desta premissa, o filtro desta aplicação deve ter sua frequência de corte ajustada entre 600 Hz e 2000 Hz.

Experimentalmente foi definida uma frequência de corte de 2400 Hz, tendo em vista os componentes disponíveis e o bom resultado produzido. A equação (46) apresenta o cálculo da frequência de corte. Neste cálculo foi considerada uma indutância de 40 mH e uma capacitância de 110 nF.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{40 \cdot 10^{-3} \cdot 110 \cdot 10^{-9}}} \approx 2400 \text{ Hz} \quad (46)$$

3.3 Resultados da análise

Analizando de forma quantitativa o estágio de elevação, é viável a operação dos conversores Boost operando no ganho estipulado. No que diz respeito ao aspecto construtivo, os indutores podem ser montados com o material em disponibilidade.

Com relação ao projeto da frequência de corte do inversor, este também adequou-se aos requisitos da literatura e pode ser construído com o material em disponibilidade.

4 PROJETO DOS CIRCUITOS

Neste capítulo é abordada a seleção de componentes dos conversores envolvidos neste trabalho bem como o projeto dos circuitos de comando e acionamento dos mesmos.

4.1 Componentes dos conversores Boost

Tendo em vista os dimensionamentos realizados e a faixa de trabalho do estágio de elevação pode-se especificar os componentes que serão utilizados no mesmo.

No caso da capacitância de saída do primeiro conversor foi utilizada uma associação em paralelo de capacitores, os quais são listados na sequência.

As tabelas 2 a 8 especificam as características principais dos componentes escolhidos.

- Interruptores

Parâmetro	Valor
Nome	HEXFET Power Mosfet
Modelo	IRFP460
Corrente máx. eficaz a 25°C	20A
Tensão máxima Dreno/Source	500V
Resistência interna em cond.	0,473 Ω a 100°C

TABELA 2 – Interruptores boost

- Diodos

Parâmetro	Valor
Nome	Ultrafast Diodes
Modelo	MUR860
Corrente máx. eficaz a 155°C	8A
Tensão máxima reversa	600V

TABELA 3 – Diodos

- Capacitor 1 – Primeiro Boost

Parâmetro	Valor
Nome	Capacitor Eletrolítico
Fabricante	Epcos
Capacitância	22uF
Tensão máxima	400V
Resistência série	8,4 Ω

TABELA 4 - Capacitor 1 - primeiro boost

- Capacitor 2 – Primeiro Boost

Parâmetro	Valor
Nome	Capacitor Eletrolítico
Fabricante	Epcos
Capacitância	33uF
Tensão máxima	400V
Resistência série	5,6 Ω

TABELA 5 - Capacitor 2 - primeiro boost

- Capacitor único – Segundo Boost

Parâmetro	Valor
Nome	Capacitor Eletrolítico
Fabricante	Epcos
Capacitância	100uF
Tensão máxima	400V
Resistência série	1,9 Ω

TABELA 6 - Capacitor único - segundo boost

- Indutor – primeiro Boost

Parâmetro	Valor
$A_e A_w$	$1,237 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4$
Núcleo	NEE-42/21/15
Fio esmaltado	15 AWG
Número de voltas	30 voltas
Possibilidade de construção	0,51

TABELA 7 - Indutor - primeiro boost

- Indutor – segundo Boost

Parâmetro	Valor
$A_e A_w$	1,219 cm ⁴
Núcleo	NEE-42/21/15
Fio esmaltado	20 AWG
Número de voltas	103 voltas
Possibilidade de construção	0,59

TABELA 8 - Indutor - segundo boost

4.2 Componentes do inversor

Levando em consideração os parâmetros de tensão e corrente do inversor pode-se selecionar os interruptores da ponte inversora bem como os componentes do filtro de saída. Esse filtro consiste em três capacitores de 330nF associados em série e um indutor de 40 mH. O projeto físico do indutor de filtragem foi realizado de maneira análoga ao projeto dos indutores dos conversores Boost. As tabelas 9 a 11 apresentam mais informações sobre estes componentes.

- Interruptores

Parâmetro	Valor
Nome	Power MOSFET
Modelo	IRF740
Corrente máx. eficaz a 25°C	10A
Tensão máxima Dreno/Source	400V
Resistência interna em cond.	0,963 Ω a 100°C

TABELA 9 - Interruptores inversor

- Capacitores de filtro

Parâmetro	Valor
Nome	Capacitor de poliéster
Capacitância	330nF
Tensão máxima	630V

TABELA 10 - Capacitores inversor

- Indutor de filtro

Parâmetro	Valor
$A_e A_w$	$1,124 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4$
Núcleo	NEE-42/21/15
Fio esmaltado	24 AWG
Número de voltas	335 voltas
Possibilidade de construção	0,788

TABELA 11 - Parâmetros do indutor de filtragem

4.3 Circuitos de comando e acionamento

A seguir é detalhado o projeto dos circuitos de comando e dos circuitos de acionamento deste trabalho.

4.3.1 Comando dos conversores Boost

A figura 31 apresenta o esquemático do circuito de comando aplicado nos conversores Boost.

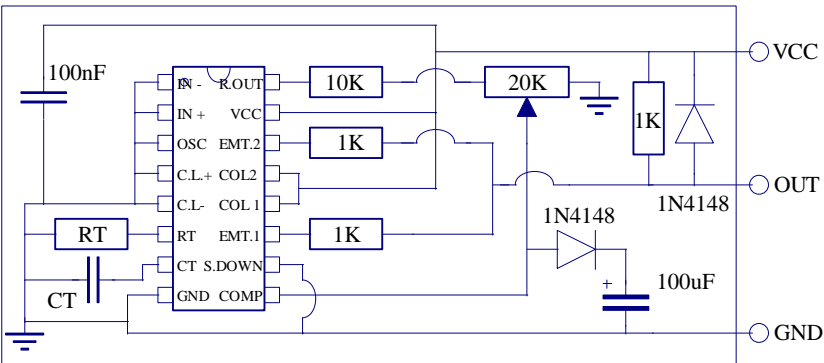


FIGURA 31 – Comando conversores Boost

De acordo com o esquemático apresentado na figura 31, o circuito integrado recebe o sinal de referência no terminal “COMP”, que é responsável pelo ajuste da razão cíclica do conversor. Este

signal, que consiste basicamente em uma tensão contínua, é criado a partir de uma tensão regulada internamente no CI e disponibilizada no pino “REF OUT” aplicada em um divisor de tensão ajustável.

Ainda no pino “COMP” são ligados um diodo e um capacitor, cuja função é criar uma energização gradativa do conversor, por meio de um aumento lento da razão cíclica, saindo de zero até o valor ajustado. Esta solução é normalmente chamada de partida suave e só tem efeito no momento de energização do conversor.

O resistor R_T e o capacitor C_T são indispensáveis ao funcionamento do circuito pois são eles que compõem o oscilador do CI. Estes componentes devem ser calculados de modo a atingir a frequência de comando desejada no conversor. A equação (47) apresenta a fórmula para cálculo da frequência em relação a estes componentes.

$$f = \frac{1,18}{R_T \cdot C_T} \quad (47)$$

Considerando que se deseja uma frequência de comando de aproximadamente 50 kHz e supondo um capacitor de 10 nF, pode-se calcular o resistor R_T conforme a equação (48):

$$R_T = \frac{1,18}{50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 2,36 \text{ k}\Omega \quad (48)$$

Diante do valor obtido, fez-se a opção por um resistor de valor comercial 2,2 k Ω .

4.3.2 Acionamento dos conversores Boost

A figura 32 apresenta o esquemático do circuito de acionamento aplicado nos conversores Boost. Para tanto foram utilizados os transistores BC548 e BC558. Em paralelo ao resistor de gatilho (gate) é colocado um diodo rápido, cuja função é

acelerar a abertura da chave de potência no instante em que a mesma seja retirada da condução.

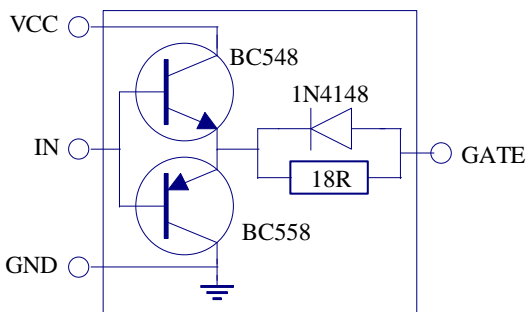


FIGURA 32 - Circuito acionamento conversores Boost

4.3.3 Comando do inversor

Conforme citado anteriormente o circuito de comando do inversor trabalha de forma digital, através do microcontrolador PIC16F690.

Este microcontrolador utiliza duas saídas que ficam em constante operação, a saída SPWM em alta frequência, para os interruptores S1 e S3 e a saída PWM em baixa frequência, para os interruptores S2 e S4. Assim ele funcionará de maneira análoga a um circuito integrado dedicado, conferindo maior robustez para o sistema.

Para compatibilizar esses sinais ao comando das quatro chaves são utilizadas portas lógicas, duas do tipo E (*AND*) e uma do tipo Inversora (*NOT*). A figura 33 apresenta o circuito proposto para o comando do inversor.

fluxograma apresentado na figura 34, e desenvolvido em uma linguagem de programação conhecida como linguagem C.

Este programa tem a função de ler uma tabela de pontos definidos (correspondentes aos valores de razão cíclica a cada 50 μ s) e gerar duas saídas, sendo uma o PWM senoidal em uma frequência de 20 kHz e a outra o comando básico de baixa frequência em 60 Hz. A figura 34 apresenta um fluxograma do funcionamento do algoritmo do inversor.

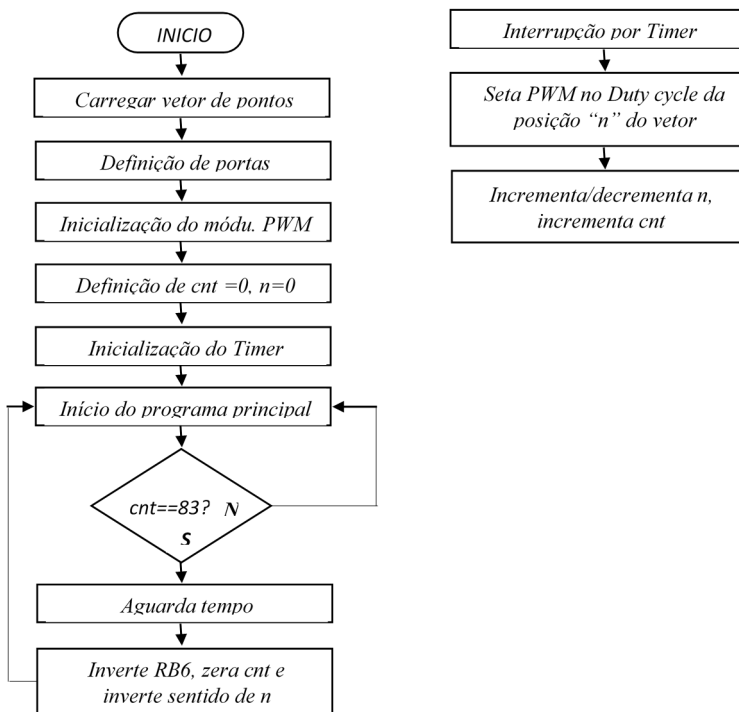


FIGURA 34 – Fluxograma do software do inversor

Conforme pode-se observar no fluxograma da figura 34, a base do software do inversor é o vetor com os valores correspondentes a largura de cada pulso do PWM senoidal. A

cada interrupção por timer um desses pontos é inserido no comando de PWM fazendo com que a largura de pulso fique variando, gerando assim o SPWM. Outro ponto importante no software é a variável *cnt* que acumula um incremento/decremento (para a subida ou descida do semiciclo de tensão de saída, respectivamente) a cada interrupção e no programa principal aciona a saída de baixa frequência. Um comando de atraso de tempo foi inserido no intervalo de acionamento desta saída para evitar que possa ocorrer um curto de braço no inversor.

O vetor de pontos utilizado no algoritmo foi calculado através de uma planilha previamente desenvolvida para esta aplicação. As equações (49),(50),(51),(52),(53) e (54) exemplificam os cálculos realizados por esta planilha.

- Etapa 1, cálculo do tempo de meio ciclo da tensão de saída:

$$T_{meio_ciclo} = \frac{1}{2.f_{saída}} = \frac{1}{2.60H_z} = 8,3ms \quad (49)$$

- Etapa 2, cálculo do período dos pulsos de SPWM:

$$T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}} = \frac{1}{20kHz} = 50us \quad (50)$$

- Etapa 3, cálculo do número de pulsos de SPWM em meio ciclo da tensão de saída (etapa de incremento e etapa de decremento do duty cycle):

$$N = \frac{T_{meio_ciclo}}{2.T_{PWM}} = \frac{8,3ms}{50us} = 83 pulsos \quad (51)$$

- Etapa 4, cálculo do passo em graus para cada pulso de SPWM em meio ciclo da tensão de saída:

$$P = \frac{180^\circ}{83 \text{ pulsos}} = 2,16^\circ / \text{pulso} \quad (52)$$

A etapa seguinte apresenta a equação para o cálculo dos valores de razão cíclica e exemplifica o cálculo do valor correspondente ao primeiro pulso SPWM.

Considerando que a resolução do registrador de configuração da modulação PWM do microcontrolador PIC16F690 é de 8 bits, verifica-se que o valor máximo que pode ser utilizado é 255. Considerando uma margem de segurança para evitar o fechamento da chave por um período completo de comutação, este ajuste será truncado em 250

- Etapa 5, cálculo da razão cíclica para um pulso qualquer, dentro de meio ciclo da tensão de saída:

$$D_{\text{pulso}_n} = 250 \cdot \text{Seno}(2,16 \cdot n) \quad \text{para } 1 \leq n \leq 83 \quad (53)$$

- Etapa 6, Cálculo da razão cíclica para o primeiro pulso PWM de alta frequência:

$$D_{\text{pulso}_1} = 250 \cdot \text{Seno}(2,16 \cdot 1) \cong 9 \quad (54)$$

A partir da equação (53) uma tabela foi criada e os valores obtidos foram inseridos no algoritmo de controle do microcontrolador.

Por fim, este algoritmo, juntamente com o circuito de acionamento proposto, foi testado em programa de simulação que utiliza a tecnologia Spice. A figura 35 ilustra esta simulação.

Nas formas de onda tem-se, de cima para baixo, o acionamento dos 4 interruptores, na sequência S1, S2, S3 e S4. Nota-se que enquanto S1 trabalha em alta frequência, S4 está acionado constantemente. Da mesma forma, quando S3 trabalha

em alta frequência, S2 se mantém acionado. Com isso é possível perceber que o objetivo proposto para a modulação SPWM foi alcançado.

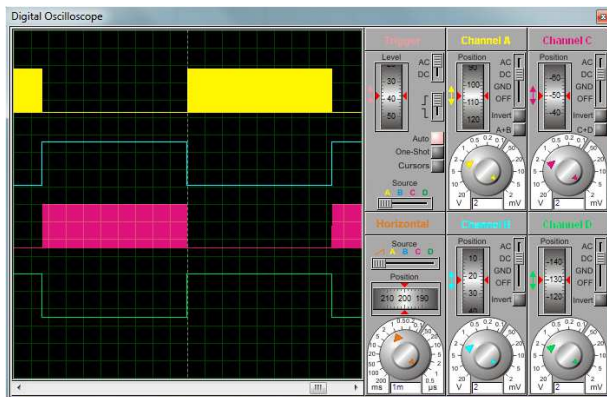


FIGURA 35 – Simulação de comando do inversor

4.3.5 Acionamento do inversor

Conforme citado anteriormente, a topologia inversora é composta por dois braços de inversão, sendo assim serão montados dois circuitos idênticos com o CI IR2112, um para cada braço. A figura 36 apresenta o esquemático do circuito de acionamento de um dos braços do inversor.

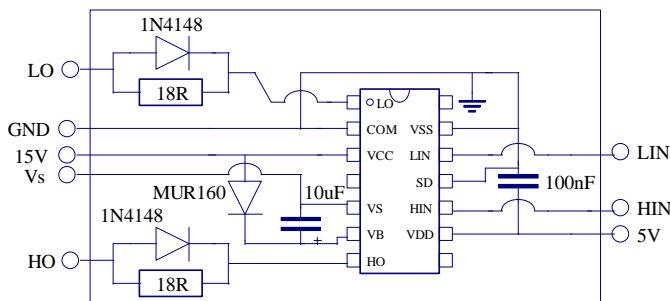


FIGURA 36 – Circuito de acionamento do inversor

A figura 36 apresenta nas partes laterais as conexões do circuito de acionamento com os demais circuitos, onde:

- LO: Entrada de comando para a chave inferior do braço;
- HO: Entrada de comando para a chave superior do braço;
- Vs: Saída para o ponto intermediário do braço;
- LIN: Saída de acionamento para a chave inferior do braço;
- HIN: Saída de acionamento para a chave superior do braço.

5 SIMULAÇÕES E CÁLCULO DE PERDAS

Neste capítulo são abordadas as simulações dos conversores bem como o cálculo das perdas de potência nos mesmos.

5.1 Simulação dos conversores Boost

Tendo como base o projeto do estágio de elevação foi realizada uma simulação utilizando a tecnologia Spice para que fossem testados os dois conversores trabalhando juntos, tanto no transiente inicial quanto no regime permanente.

Por ser esta uma simulação realista, visto que ela considera as não idealidades da maioria dos componentes, os resultados aqui obtidos servirão de parâmetros para o cálculo das perdas no estágio de elevação.

A figura 37 apresenta o desenho esquemático destes conversores no software de simulação.

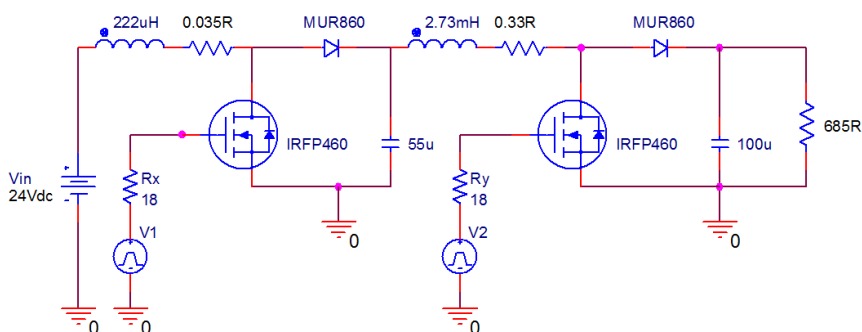


FIGURA 37 - Esquemático Spice

A simulação mostrou que os conversores tiveram um bom comportamento no que diz respeito a picos de tensão e por se tratar de uma análise de pior caso não foi utilizado na simulação o

sistema de partida suave nos conversores. Para simular a carga foi utilizado um resistor de valor adequado a potência de saída que será requisitada aos mesmos.

Esta análise faz a validação da escolha dos semicondutores uma vez que os picos de tensão ocasionados durante o transiente inicial estão dentro das especificações dos componentes.

A figura 38 apresenta as formas de onda de tensão de saída dos conversores Boost na simulação. Os resultados de corrente obtidos serão utilizados no tópico seguinte.

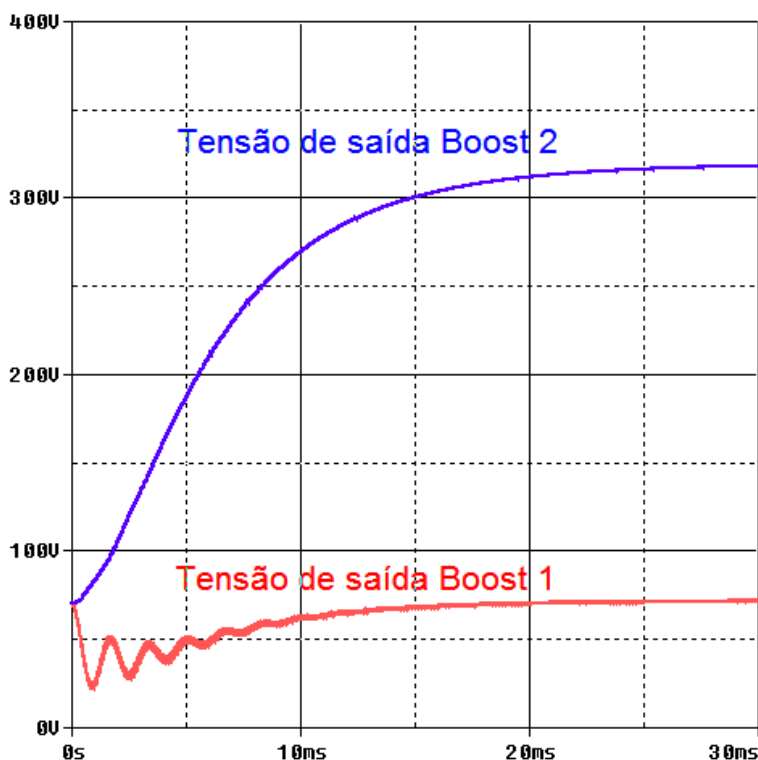


FIGURA 38 - Formas de onda Spice

5.2 Cálculo das perdas nos conversores Boost

As perdas de potência nos conversores Boost foram calculadas tendo como base as perdas individuais de cada componente. Os tópicos seguintes apresentam estes cálculos.

5.2.1 Cálculo das perdas nas chaves

As perdas nos interruptores podem ser divididas em dois tipos básicos, as perdas por condução e as perdas por comutação.

As perdas por condução por sua vez podem ser subdivididas em perdas com a chave ligada e com a chave desligada, em quanto que as perdas por comutação ocorrem no momento em que a chave liga (turn-on) e no instante em que a chave desliga (turn-off) devido ao cruzamento da tensão com a corrente nesses instantes.

A figura 39 exemplifica as perdas por chaveamento e condução.

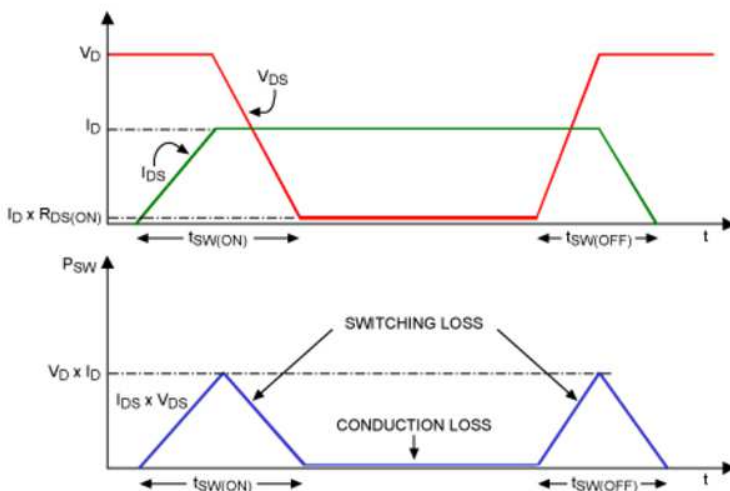


FIGURA 39 - Perdas na chave
Fonte: Site maxim integrated

Tendo em vista os cálculos de razão cíclica anteriormente realizados, os valores de corrente nos indutores obtidos através de simulação e também os parâmetros de catálogo das chaves pode-se fazer o cálculo de perdas nos interruptores.

A tabela 12 lista os parâmetros de entrada do cálculo de perdas nas chaves não descritos anteriormente e seus respectivos valores.

Uma variável importante no cálculo das perdas na chave é a corrente eficaz que circula pelo dreno do mosfet. Esta corrente pode ser calculada através da equação apresentada na figura 40.

Parâmetro	Significado	Valor	Origem
I_{sim_1}	Corrente de entrada do conversor 1	7,85 A	Simulação
I_{sim_2}	Corrente de entrada do conversor 2	2,28 A	Simulação
$V_{DS_max_1}$	Tensão máxima entre dreno e source no conversor 1	24 V	Circuito
$V_{DS_max_2}$	Tensão máxima entre dreno e source no conversor 2	72 V	Circuito
R_{DS_on}	Resistência de condução das chaves a 100°C	0,473 Ω	Datasheet IRFP460
I_{DSS_max}	Corrente máxima no dreno com 0 V no gate	250 μ A	Datasheet IRFP460
T_{r_typ}	Tempo de subida (Rise time)	59 ns	Datasheet IRFP460
T_{f_typ}	Tempo de descida (Fall time)	58 ns	Datasheet IRFP460

TABELA 12 - Parâmetros das perdas nas chaves

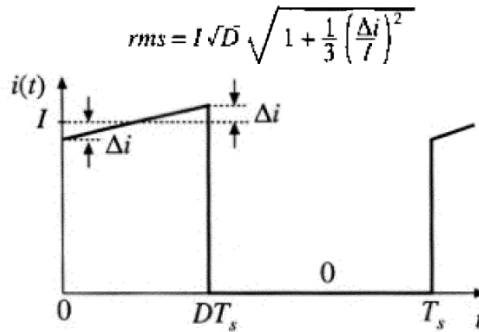


FIGURA 40 - Cálculo da corrente eficaz na chave
Fonte: Fundamentals of Power Electronics – Robert W. Erickson

As equações (55) a (75) vão de encontro ao cálculo das perdas totais nas chaves.

- Cálculo da variação de corrente nos indutores:

$$\Delta I_{L_1} = I_{sim_1} \cdot 0,2 = 1,57 \text{ A} \quad (55)$$

$$\Delta I_{L_2} = I_{sim_2} \cdot 0,2 = 0,46 \text{ A} \quad (56)$$

- Cálculo das correntes eficazes nas chaves (Erickson, 2004):

$$I_{D_1} = I_{sim_1} \cdot \sqrt{D_1} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_{L_1}}{I_{sim_1}} \right)^2} = 6,45 \text{ A} \quad (57)$$

$$I_{D_2} = I_{sim_2} \cdot \sqrt{D_2} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_{L_2}}{I_{sim_2}} \right)^2} = 2,01 \text{ A} \quad (58)$$

- Cálculo do período de chaveamento:

$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{50.000} = 20 \mu s \quad (59)$$

- Cálculo do tempo ligado das chaves:

$$T_{on_1} = D_1 \cdot T = 13,34 \mu s \quad (60)$$

$$T_{on_2} = D_2 \cdot T = 15,46 \mu s \quad (61)$$

- Cálculo do tempo desligado das chaves:

$$T_{off_1} = T - T_{on_1} = 6,66 \mu s \quad (62)$$

$$T_{off_2} = T - T_{on_2} = 4,54 \mu s \quad (63)$$

- Cálculo das perdas por condução nas chaves ligadas (Ahmed, 2000):

$$P_{on_1} = I_{D_1}^2 \cdot R_{DS_on} \cdot \frac{T_{on_1}}{T} = 13,14 W \quad (64)$$

$$P_{on_2} = I_{D_2}^2 \cdot R_{DS_on} \cdot \frac{T_{on_2}}{T} = 1,49 W \quad (65)$$

- Cálculo das perdas por condução das chaves desligadas (Ahmed, 2000):

$$P_{off_1} = V_{DS_max_1} \cdot I_{Dss_max} \cdot \frac{T_{off_1}}{T} = 1,998 \cdot mW \quad (66)$$

$$P_{off_2} = V_{DS_max_2} \cdot I_{Dss_max} \cdot \frac{T_{off_2}}{T} = 4,086 mW \quad (67)$$

- Cálculo da energia perdida no acionamento das chaves (Ahmed, 2000):

$$W_{on_1} = \frac{V_{DS_max_1} \cdot I_{D_1} \cdot T_{r_typ}}{6} = 1,52 \mu J \quad (68)$$

$$W_{on_2} = \frac{V_{DS_max_2} \cdot I_{D_2} \cdot T_{r_typ}}{6} = 1,43 \cdot \mu J \quad (69)$$

- Cálculo da energia perdida no desligamento das chaves (Ahmed, 2000):

$$W_{off_1} = \frac{V_{DS_max_1} \cdot I_{D_1} \cdot T_{f_typ}}{6} = 1,50 \mu J \quad (70)$$

$$W_{off_2} = \frac{V_{DS_max_2} \cdot I_{D_2} \cdot T_{f_typ}}{6} = 1,4 \mu J \quad (71)$$

- Cálculo das perdas por comutação (Ahmed, 2000):

$$P_{sw_1} = (W_{on_1} + W_{off_1}) \cdot f_s = 151 mW \quad (72)$$

$$P_{sw_2} = (W_{on_2} + W_{off_2}) \cdot f_s = 142 mW \quad (73)$$

- Cálculo das perdas totais nas chaves (Ahmed, 2000):

$$P_{T_1} = P_{on_1} + P_{off_1} + P_{sw_1} = 13,29 W \quad (74)$$

$$P_{T_2} = P_{on_2} + P_{off_2} + P_{sw_2} = 1,64 W \quad (75)$$

5.2.2 Cálculo das perdas nos diodos

De maneira análoga as perdas nas chaves, as perdas nos diodos podem ser divididas em perdas por condução e perdas por comutação.

No caso das perdas por comutação, para efeito de cálculo, será desprezada a perda na entrada em condução (*turn-on*), já que se tratam de diodos ultrarrápidos.

No que diz respeito ao cálculo das correntes eficazes nos diodos, a figura 41 traz a referência.

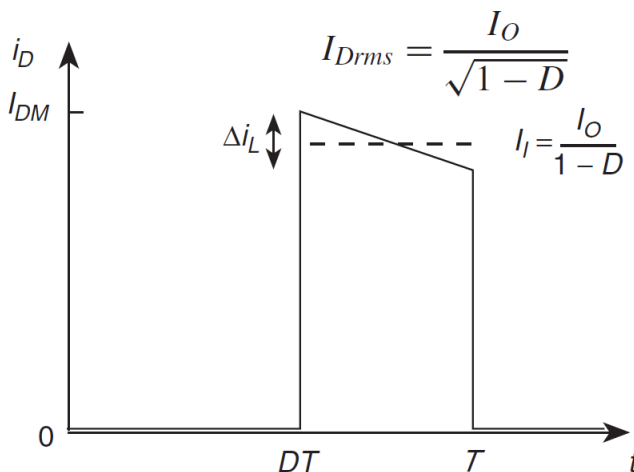


FIGURA 41 - Cálculo da corrente eficaz no diodo
Fonte: Pulse-width modulated DC/DC P.C. – Marian K. K.

A tabela 13 lista os parâmetros de entrada do cálculo de perdas nos diodos, não descritos anteriormente, e seus respectivos valores.

Parâmetro	Significado	Valor	Origem
I_{o_1}	Corrente de saída do conversor 1	2,37 A	Simulação
I_{o_2}	Corrente de saída do conversor 2	0,464 A	Simulação
V_{r_1}	Tensão inversa no diodo do conversor 1	72 V	Circuito
V_{r_2}	Tensão inversa no diodo do conversor 2	317,2 V	Circuito
V_f	Tensão direta nos diodos	1,5 V	Datasheet MUR860
I_r	Corrente de fuga inversa nos diodos	100 uA	Datasheet MUR860
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa nos diodos	195 nC	Datasheet MUR860

TABELA 13 - Parâmetros das perdas nos diodos

As equações (76) a (85) vão de encontro ao cálculo das perdas totais nos diodos.

- Cálculo das correntes eficazes nos diodos (Kazimierczuk, 2008):

$$I_{Di_rms_1} = \frac{I_{o_1}}{\sqrt{1-D_1}} = 4,11 A \quad (76)$$

$$I_{Di_rms_2} = \frac{I_{o_2}}{\sqrt{1-D_2}} = 0,97 A \quad (77)$$

- Cálculo das perdas por condução dos diodos diretamente polarizados (Ahmed, 2000):

$$P_{D_on_1} = V_f \cdot I_{Di_rms_1} \cdot \frac{T_{on_1}}{T} = 4,11 W \quad (78)$$

$$P_{D_{on_2}} = V_f \cdot I_{Di_rms_2} \cdot \frac{T_{on_2}}{T} = 1,13W \quad (79)$$

- Cálculo das perda por condução dos diodos inversamente polarizados (Ahmed, 2000):

$$P_{D_{off_1}} = V_{r_1} \cdot I_r \cdot \frac{T_{off_1}}{T} = 2,40mW \quad (80)$$

$$P_{D_{off_2}} = V_{r_2} \cdot I_r \cdot \frac{T_{off_2}}{T} = 7,20 \cdot mW \quad (81)$$

- Cálculo das perdas por comutação de abertura (turn-off):

$$P_{toff_1} = Q_{rr} \cdot V_{r_1} \cdot \frac{T_{off_1}}{T} \cdot f_s = 0,234W \quad (82)$$

$$P_{toff_2} = Q_{rr} \cdot V_{r_2} \cdot \frac{T_{off_2}}{T} \cdot f_s = 0,702W \quad (83)$$

- Cálculo das perdas totais nos diodos:

$$P_{TD_1} = P_{D_{on_1}} + P_{D_{off_1}} + P_{toff_1} = 4,35W \quad (84)$$

$$P_{TD_2} = P_{D_{on_2}} + P_{D_{off_2}} + P_{toff_2} = 1,84W \quad (85)$$

5.2.3 Cálculo das perdas nos indutores

As perdas nos indutores foram calculadas levando apenas em consideração as resistências série dos mesmos. Estas resistências foram medidas experimentalmente nos componentes

confeccionados. As equações (86) e (87) apresentam as perdas nos indutores dos conversores Boost.

- Cálculo das perdas nos indutores:

$$P_{L1} = R_{L1} \cdot I_{sim1}^2 = 2,16W \quad (86)$$

$$P_{L2} = R_{L2} \cdot I_{sim2}^2 = 1,72W \quad (87)$$

5.2.4 Cálculo das perdas no estágio de elevação

Tendo como base as perdas calculadas nas chaves, diodos e indutores pode-se calcular as perdas totais no estágio de elevação conforme a equação (88).

$$P_{T_{elev}} = P_{T1} + P_{T2} + P_{TD1} + P_{TD2} + P_{L1} + P_{L2} = 25,0W \quad (88)$$

Onde,

$P_{T_{elev}}$: somatório das perdas no estágio de elevação [W].

Os gráficos 1 e 2 apresentam as perdas por componente e por conversor, respectivamente, do estágio de elevação. Pode-se observar que as perdas no primeiro conversor são um tanto maiores que as no segundo. Tal fato confirma a justificativa de um ganho maior no segundo conversor, já que o primeiro possui uma criticidade maior.



GRÁFICO 1 - Perdas por componente

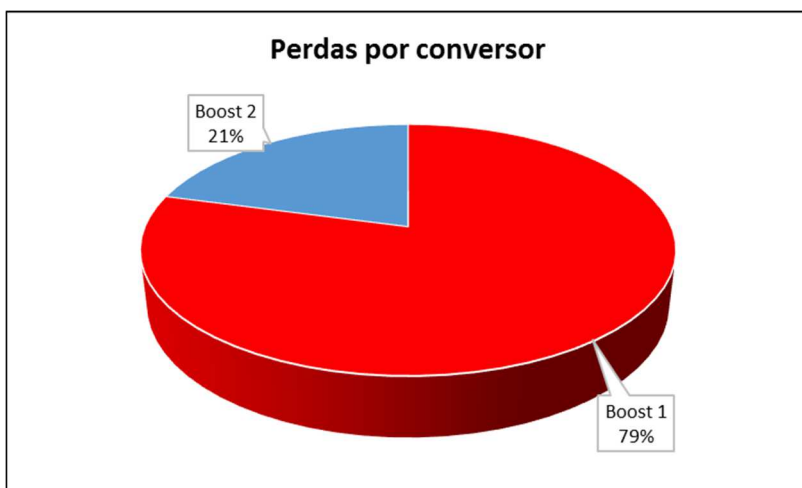


GRÁFICO 2 - Perdas por conversor

5.3 Cálculo das perdas no inversor

Para que fossem calculadas as perdas no inversor o mesmo foi dividido em duas etapas genéricas de operação, a etapa onde operam S_1 e S_4 e a etapa onde operam S_3 e S_2 .

Como os componentes que operam nessas duas etapas são os mesmos, basta que apenas uma etapa seja calculada.

Para efeito de cálculo serão consideradas as perdas no indutor de filtragem e as perdas no par de interruptores.

No que diz respeito as perdas nos interruptores serão consideradas as perdas em condução, por chaveamento, e as perdas no acionamento do diodo intrínseco, visto que, em virtude do indutor de filtro, a ponte inversora acaba enxergando um pequeno comportamento indutivo na saída.

A figura 42 apresenta a etapa de operação onde serão calculadas as perdas.

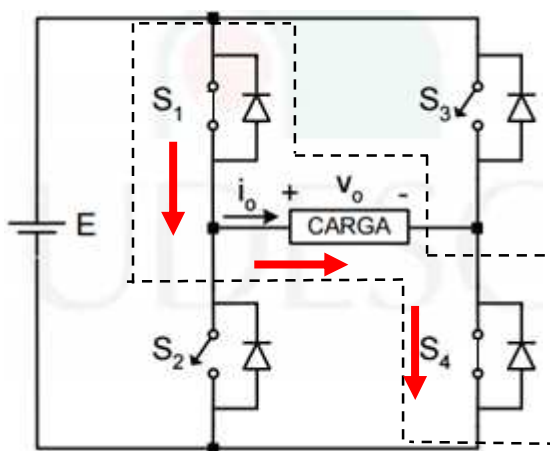


FIGURA 42 - Etapa de operação para cálculo de perdas

A tabela 14 lista os parâmetros de entrada do cálculo de perdas no inversor e seus respectivos valores.

Parâmetro	Significado	Valor	Origem
$R_{DS_{on_inv}}$	Resistência de condução das chaves a 100°C	0,963 Ω	Datasheet IRF740
$T_{r_typ_inv}$	Tempo de subida (Rise time)	27 ns	Datasheet IRF740
$T_{f_typ_inv}$	Tempo de descida (Fall time)	24 ns	Datasheet IRF740
$I_{DSS_max_inv}$	Corrente máxima no dreno com 0 V no gate	250 μ A	Datasheet IRF740
T_{rf_inv}	Tempo de recuperação reversa do diodo de corpo	790 ns	Datasheet IRF740
V_{SD_inv}	Tensão do diodo de corpo	2 V	Datasheet IRF740
$V_{DS_max_inv}$	Tensão máxima entre dreno e source	317,22 V	Circuito
V_{inv}	Tensão do barramento cc	317,22 V	Circuito
n_{inv}	Rendimento estimado do inversor	0,8	Estimativa
R_{if_inv}	Resistência do indutor de filtro	0,63 Ω	Medição
D_{1_inv}	Razão cíclica média na chave 1	0,5	Circuito
D_{4_inv}	Razão cíclica na chave 4	1	Circuito
f_{s1}	Frequência de chaveamento da chave 1	20kHz	Circuito
f_{s4}	Frequência de chaveamento da chave 4	60Hz	Circuito

TABELA 14 - Parâmetros das perdas no inversor

As equações (89) a (110) vão de encontro ao cálculo das perdas totais no inversor.

- Cálculo da potência de entrada do inversor:

$$P_{inv} = \frac{100W}{n_{inv}} = 125W \quad (89)$$

- Cálculo da corrente média estimada do inversor:

$$I_{inv} = \frac{P_{inv}}{V_{inv}} = 394mA \quad (90)$$

- Cálculo da perda no indutor de filtro:

$$P_{Lf} = R_{Lf_inv} \cdot I_{inv}^2 = 98mW \quad (91)$$

- Cálculo das perdas por condução nas chaves 1 e 4 ligadas (Ahmed, 2000):

$$P_{on_1_inv} = I_{inv}^2 \cdot R_{DS_on_inv} \cdot D_{1_inv} = 75mW \quad (92)$$

$$P_{on_4_inv} = I_{inv}^2 \cdot R_{DS_on_inv} \cdot D_{4_inv} = 150mW \quad (93)$$

- Cálculo das perdas por condução nas chaves 1 e 4 desligadas (Ahmed, 2000):

$$P_{off_1_inv} = V_{DS_max_inv} \cdot I_{Dss_max_inv} \cdot (1 - D_{1_inv}) = 40mW \quad (94)$$

$$P_{off_4_inv} = V_{DS_max_inv} \cdot I_{Dss_max_inv} \cdot (1 - D_{4_inv}) = 0W \quad (95)$$

- Cálculo da energia perdida no acionamento das chaves 1 e 4 (Ahmed, 2000):

$$W_{on_1_inv} = \frac{V_{DS_max_inv} \cdot I_{inv} \cdot T_{r_typ_inv}}{6} = 0,563 \mu J \quad (96)$$

$$W_{on_4_inv} = \frac{V_{DS_max_inv} \cdot I_{inv} \cdot T_{r_typ_inv}}{6} = 0,563 \mu J \quad (97)$$

- Cálculo da energia perdida no desligamento das chaves 1 e 4 (Ahmed, 2000):

$$W_{off_1_inv} = \frac{V_{DS_max_inv} \cdot I_{inv} \cdot T_{f_typ}}{6} = 0,5 \mu J \quad (98)$$

$$W_{off_4_inv} = \frac{V_{DS_max_inv} \cdot I_{inv} \cdot T_{f_typ}}{6} = 0,5 \mu J \quad (99)$$

- Cálculo das perdas por chaveamento nas chaves 1 e 4 (Ahmed, 2000):

$$P_{sw_1_inv} = (W_{on_1_inv} + W_{off_1_inv}) \cdot f_{s1} = 21 mW \quad (100)$$

$$P_{sw_4_inv} = (W_{on_4_inv} + W_{off_4_inv}) \cdot f_{s4} = 64 \mu W \quad (101)$$

- Cálculo da corrente média no diodo intrínseco das chaves 1 e 4 (adaptado de Lirio, 2013):

$$I_{D1_inv} = I_{inv} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \right) = 13 mA \quad (102)$$

$$I_{D4_inv} = I_{inv} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \right) = 13 \text{ mA} \quad (103)$$

- Cálculo das perdas por condução no diodo intrínseco das chaves 1 e 4 (adaptado de Lirio, 2013):

$$P_{D_1_inv} = I_{D1_inv} \cdot V_{SD_inv} + I_{D1_inv}^2 \cdot R_{DS_on_inv} = 27 \text{ mW} \quad (104)$$

$$P_{D_4_inv} = I_{D4_inv} \cdot V_{SD_inv} + I_{D4_inv}^2 \cdot R_{DS_on_inv} = 27 \text{ mW} \quad (105)$$

- Cálculo das perdas por chaveamento no acionamento do diodo intrínseco das chaves 1 e 4 (Badin, 2015):

$$P_{ton1_inv} = \frac{1}{2} (V_{DS_max_inv} - V_{SD_inv}) \cdot I_{inv} \cdot T_{rf_inv} \cdot f_{s1} = 962 \text{ mW} \quad (106)$$

$$P_{ton4_inv} = \frac{1}{2} (V_{DS_max_inv} - V_{SD_inv}) \cdot I_{inv} \cdot T_{rf_inv} \cdot f_{s1} = 2,9 \text{ mW} \quad (107)$$

- Cálculo das perdas totais nas chaves 1 e 4:

$$\begin{aligned} P_{T1_inv} &= \\ P_{on_1_inv} + P_{off_1_inv} + P_{sw_1_inv} + P_{D_1_inv} + P_{ton1_inv} &= \quad (108) \\ 1,125 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{T4_inv} &= \\ P_{on_4_inv} + P_{off_4_inv} + P_{sw_4_inv} + P_{D_4_inv} + P_{ton4_inv} &= \quad (109) \\ 180 \text{ mW} \end{aligned}$$

- Cálculo das perdas totais no estágio de inversão:

$$P_{total_inv} = P_{T1_inv} + P_{T4_inv} + P_{I_f} = 1,402 W \quad (110)$$

5.4 Rendimento teórico do conversor

Considerando a potência de entrada dos conversores Boost em cascata calculada com base na simulação, as perdas totais nos estágios de elevação e inversão e as perdas estimadas nos circuitos de comando e acionamento dos conversores (aproximadamente 4W) pode-se calcular o rendimento teórico do conversor conforme a equação (111).

$$n_t = \frac{(V_{bateria} \cdot I_{sim_1}) - (P_{T_elev} + P_{total_inv} + P_{com})}{V_{bateria} \cdot I_{sim_1}} \cdot 100 = 83,9\% \quad (111)$$

Onde,

P_{com} : Perdas totais nos circuitos de comando e acionamento (medido experimentalmente) [W]

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o protótipo montado a partir do projeto detalhado no capítulo anterior.

6.1 Principais formas de onda

As principais formas de ondas do conversor foram adquiridas através de um osciloscópio (modelo TDS 2012C) e são apresentadas na sequência. Estas aquisições foram capturadas utilizando uma fonte de corrente contínua para a alimentação do conversor e uma lâmpada incandescente de 100 W exercendo a função de carga resistiva.

A figura 43 apresenta os sinais de comando dos conversores Boost. A figura 44 apresenta os sinais de comando de um braço do inversor, sendo que o sinal do canal 2 (em azul) corresponde ao PWM senoidal da chave superior e o sinal do canal 1 (em amarelo) corresponde ao comando da chave inferior.

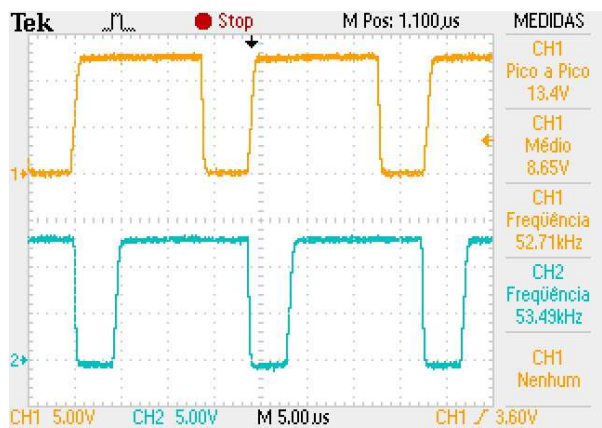


FIGURA 43 - Comando dos conversores Boost



FIGURA 44 - Comando de um braço do inversor

A figura 45 apresenta os sinais de comando das chaves S1 e S4 do inversor, que são chaves complementares e por isso são acionadas simultaneamente, sendo que a chave S1 é a chave superior, representada pelo canal 2 (em azul) e por isso opera com PWM senoidal. A chave S2 opera em baixa frequência, como indica a medição apresentada pelo canal 1 (em amarelo).



FIGURA 45 – Comando complementar inversor

A figura 46 e a figura 47 apresentam a razão cíclica da modulação SPWM no fim do semi-ciclo de baixa frequência e no centro deste semi-ciclo, respectivamente.



FIGURA 46 - Razão cíclica inicial SPWM

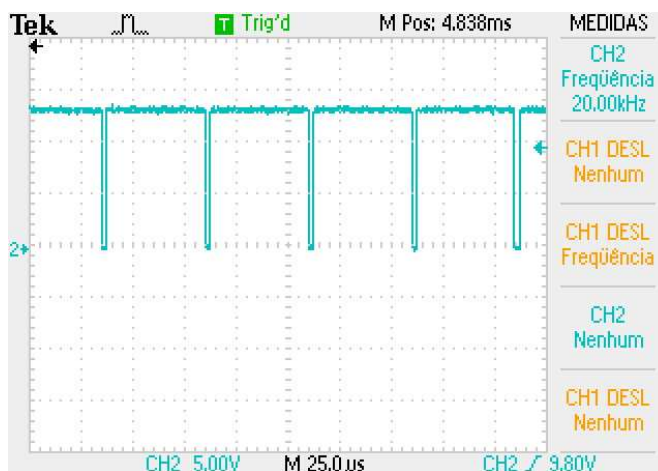


FIGURA 47 - Razão cíclica final SPWM

A figura 48 apresenta a tensão de saída do conversor operando a plena carga, bem como na figura 49, onde essa é apresentada juntamente com a corrente de saída. Nestas figuras pode-se observar que a forma de onda senoidal apresentou um ótimo resultado. Uma pequena distorção pode ser notada no cruzamento da tensão por zero, entretanto esta pode ser corrigida com a otimização do filtro de saída.



FIGURA 48 - Tensão de saída do conversor



FIGURA 49 - Tensão e corrente de saída do conversor

A figura 50 e a figura 51 apresentam as tensões nos interruptores dos conversores Boost (primeiro e segundo respectivamente). Nestas figuras pode-se observar que a tensão nestes interruptores comportou-se conforme o esperado.

Pequenos picos de tensão surgiram sobre as chaves, entretanto estes estavam dentro da tensão admitida pelos interruptores e por isso dispensou-se a utilização de circuitos de proteção (snubbers).

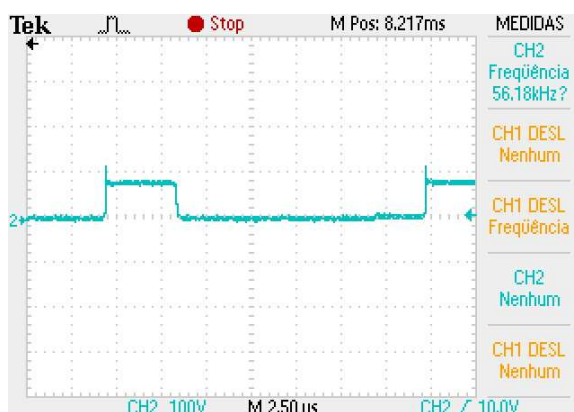


FIGURA 50 - Tensão na chave Boost 1



FIGURA 51 - Tensão na chave Boost 2

A figura 52 e a figura 53 apresentam as tensões nos interruptores do inversor (S1 e S2 respectivamente). Nestas figuras pode-se observar que a tensão nestes interruptores comportou-se conforme o esperado.

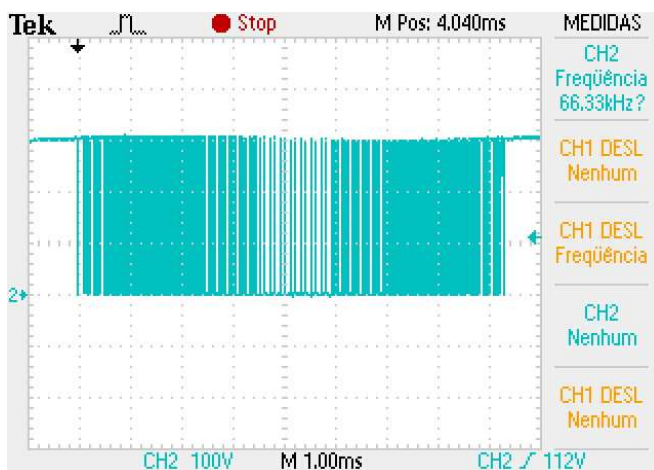


FIGURA 52 - Tensão na chave S1 inversor



FIGURA 53 - Tensão na chave S2 inversor

6.2 Rendimento experimental

Através de um ensaio em bancada foi possível calcular a eficiência real do protótipo medindo os parâmetros de tensão e corrente na entrada e saída do conversor. Os parâmetros de saída foram medidos através de ponteiros de tensão e corrente no osciloscópio, enquanto que os parâmetros de entrada foram medidos através de dois multímetros com tecnologia “*true-rms*” (Agilent U1241B). A tabela 15 apresenta os parâmetros medidos no ensaio.

Parâmetro	Significado	Valor
V_{fonte}	Tensão CC de alimentação do conversor	23,5V
I_{fonte}	Corrente CC consumida pelo conversor	6,1A
V_{carga}	Tensão eficaz aplicada na carga	234V
I_{carga}	Corrente eficaz consumida pela carga	0,505A

TABELA 15 - Parâmetros do rendimento experimental

A equação (112) apresenta o cálculo do rendimento experimental.

$$n_r = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \cdot 100 = \frac{V_{carga} \cdot I_{carga}}{V_{fonte} \cdot I_{fonte}} \cdot 100 = 82,4 \% \quad (112)$$

6.3 Protótipo

A figura 54 e a figura 55 apresentam o protótipo do conversor, sendo que na figura 54 estão apresentados os estágios do conversor e na figura 55 é apresentada a conexão do sistema com a carga.

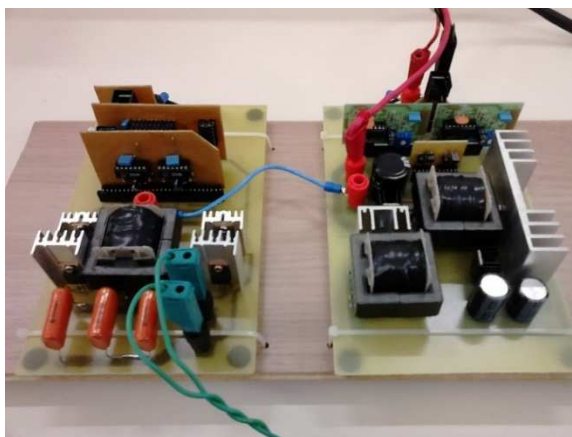


FIGURA 54 - Direita: Elevação. Esquerda: Inversão

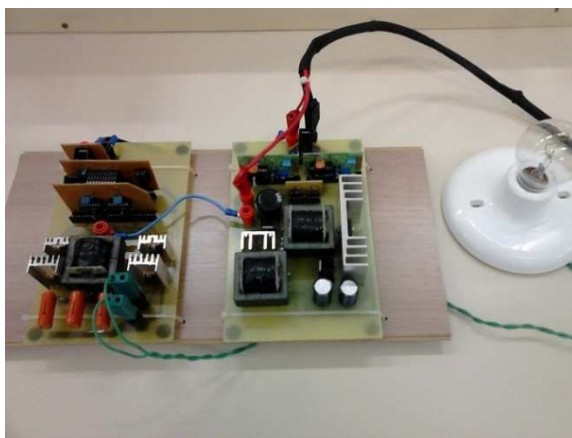


FIGURA 55 - Protótipo completo com carga resistiva

7 TÓPICO ESPECIAL SOBRE CONTROLE

Conforme justificativa anterior, este estudo foi realizado com os conversores operando sem um sistema de realimentação, ou seja, em malha aberta, visto que o objetivo do mesmo está ligado ao estudo das topologias envolvidas.

Entretanto, entende-se que para uma aplicação comercial é necessário que o conversor responda às variações das condições nominais de funcionamento, e para que isso ocorra é necessário inserir um sistema de controle ao conversor proposto, realizando a leitura de uma tensão de saída e ajustando a razão cíclica de ao menos um conversor, a fim de mantê-la regulada.

Neste capítulo será feita uma breve abordagem (baseada em simulação) de uma malha de controle para o segundo conversor Boost do estágio de elevação, com o intuito de servir como ponto de partida para os trabalhos futuros.

7.1 A malha de controle

O controle do conversor Boost em questão será feito através de um sinal de realimentação da tensão de saída do mesmo. Foi escolhido para este estudo o segundo conversor do estágio de elevação de tensão tendo em vista a necessidade de um barramento CC com tensão constante, independentemente de variações de carga e da tensão de entrada (baterias) no conversor final. A figura 56 apresenta o diagrama de blocos que representa a inserção do conversor em um sistema de malha fechada, cuja representação está posta no domínio da frequência (s).

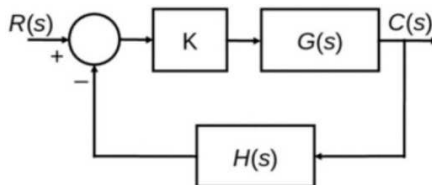


FIGURA 56 - Diagrama de controle

Fonte: Controle clássico de conversores – Cassiano Rech

Onde,

$R(s)$: é o sinal de referência de controle;

K : é o controlador;

$G(s)$: é a planta (conversor a ser controlado);

$C(s)$: é o sinal de saída da planta (que é utilizado para a realimentação do sistema);

$H(s)$: é o sensor de tensão.

7.2 O controlador PI

O controlador PI (proporcional-integral) controla o sistema considerando o erro proporcional e a integral deste erro no tempo.

A integral do erro no tempo permite que a saída possa acompanhar a entrada com erro muito menor, chegando a zero, dependendo da planta. (EDUARDO, 2015, p.3) A equação (113) apresenta a fórmula característica do controlador PI para cálculo do valor de saída do controle (u), onde são considerados o ganho proporcional do controlador (K_{p2}), o ganho integral (K_i) e a integral do erro (e) no tempo (t).

$$u(t) = K_{p2} \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (113)$$

Nesta abordagem será considerado o controle PI, com um polo alocado na origem (devido a ação integral), que pode ser escrito através da equação (114) expressa no domínio da frequência.

O autor (BARBI, 2001, p.242) sugere este controle no projeto de fontes chaveadas.

$$u = K_{p2} \cdot \frac{(s + w_{z1})}{s} \quad (114)$$

Onde,

u: Valor de saída do controle;
 Kp2: Ganho proporcional do controlador;
 wz1: Zero do controlador;
 s: variável de função no domínio da frequência.

7.3 Modelo do conversor Boost

Como o conversor Boost será controlado utilizando como realimentação o sinal de tensão de saída é necessário o conhecimento do “modelo de tensão pela razão cíclica do conversor Boost”. Este modelo é bastante conhecido na literatura técnica, sendo idêntico ao apresentado por (BATSCHAUER, 2012, p.104) e é expresso pela equação (115).

$$\frac{v(s)}{d(s)} = \frac{s \cdot \left(\frac{-I}{C} \right) + \frac{V}{L.C} \cdot (1-D)}{s^2 + \frac{s}{R.C} + \frac{(1-D)^2}{L.C}} \quad (115)$$

Onde,

v(s): variação da tensão de saída;
 d(s): variação da razão cíclica;
 s: variável de função no domínio da frequência;
 I: Corrente nominal de saída em malha aberta;
 C: Capacitância de saída do conversor Boost;
 V: Tensão de saída a ser controlada;
 L: Indutância de entrada do conversor Boost;
 D: Razão cíclica nominal em malha aberta;
 R: Resistência nominal da carga do conversor Boost.

7.4 Projeto do controlador

O projeto do controlador consiste em determinar os parâmetros de controle adequados ao bom funcionamento do sistema, tendo como base o modelo de funcionamento do conversor, em função das variáveis a serem monitoradas e controladas. Os parâmetros de controle que precisam ser estabelecidos são: os ganhos do controlador e dos circuitos de amostragem, os polos e os zeros do controlador.

7.4.1 Metodologia de projeto

A metodologia de projeto do controlador aplicada nesta abordagem é baseada no método da resposta em frequência pela análise do diagrama de bode (BARBI, 2001, p.215), e pode ser dividida em três etapas:

- Definição das constantes (dados de funcionamento em malha aberta, valores dos componentes, frequências do controlador e ganhos adicionais);
- Obtenção da função de transferência do sistema através da multiplicação do modelo do conversor pela função de controle e pelos ganhos adicionais (ganho do sensor de tensão e ganho da onda portadora);
- Exibição do diagrama de bode e análise do resultado (cálculo do valor real de k_p que será aplicado no projeto).

7.4.2 Resultados do projeto

Como resultado da primeira etapa de projeto tem-se a definição das constantes conforme a tabela 16.

Nesta definição, o parâmetro f_c foi definido uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor, em quanto

que o parâmetro w_{z1} foi definido uma década abaixo de f_c tendo em vista que esta definição ajusta a margem de fase do sistema à uma faixa de valores que é recomendada neste tipo de projeto. O autor (OGATA, 2010, p.450) faz o estudo da resposta em frequência dos sistemas considerando a margem de fase.

O ganho do sensor de tensão (G_s) foi definido de modo que a tensão de referência (para uma tensão de controle de 317 V) ficasse a baixo de 5 V (pensando em uma aplicação futura com circuitos eletrônicos) e o ganho da onda portadora do PWM foi considerado a própria tensão de pico da mesma (V_p) que possui ganho unitário.

Parâmetro	Valor	Significado
I	0.455 A	Corrente em malha aberta
C	100 μ F	Capacitância do Boost
V	317 V	Tensão de controle
L	2.73 mH	Indutância do Boost
D	0.773	Razão cíclica em malha aberta
R	685 Ω	Resistência de carga nominal
f_s	50 kHz	Frequência de chaveamento
f_c	5 kHz	Frequência de cruzamento
w_{z1}	500 Hz	Frequência do zero do controlador
k_{p1}	1	Ganho proporcional inicial
G_s	0.014	Ganho do sensor de tensão
V_p	1 V	Tensão de pico da onda portadora

TABELA 16 - constantes do controle

Como resultado da segunda etapa de projeto tem-se a função de transferência do sistema conforme apresentado na equação (116), onde o modelo do conversor é multiplicado pela função de controle e pelos ganhos do sensor de tensão (G_s) e da onda portadora do PWM (V_p).

$$G_T(s) = \left(\left(\frac{s \cdot \left(\frac{-I}{C} \right) + \frac{V}{L.C} \cdot (1-D)}{(s)^2 + \frac{s}{R.C} + \frac{(1-D)^2}{L.C}} \right) \cdot \left(k_{p1} \frac{s + w_{z1}}{s} \right) \cdot G_s \cdot V_P \right) \quad (116)$$

O terceiro resultado do projeto consiste na apresentação do diagrama de bode de módulo, que pode ser observado na figura 57. A partir dele pode-se retirar o valor do ganho, em decibel (dB), na frequência de cruzamento desejada. Neste projeto o valor de ganho (H1) obtido nesta frequência foi de aproximadamente 6,5 dB.

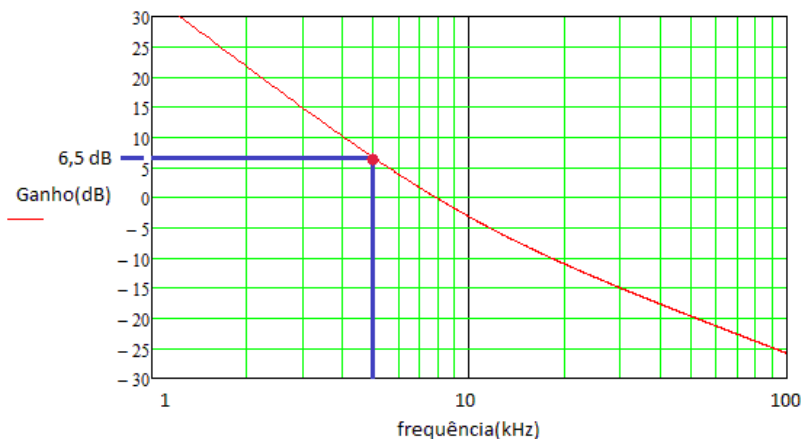


FIGURA 57 - Diagrama de bode de módulo

Conhecendo o valor de $H1$ pode-se calcular o ganho proporcional desejado para o controlador PI conforme a equação (117).

$$k_{p2} = 10^{\frac{-H1}{20}} = 0.47 \quad (117)$$

7.5 Simulações

A figura 58 apresenta o circuito do estágio de elevação, onde o segundo conversor Boost está operando em malha fechada. Nesta figura estão assinalados: o primeiro conversor Boost do estágio de elevação, na caixa pontilhada verde, e o segundo, na caixa pontilhada vermelha. As simulações foram realizadas utilizando-se o software PSIM.

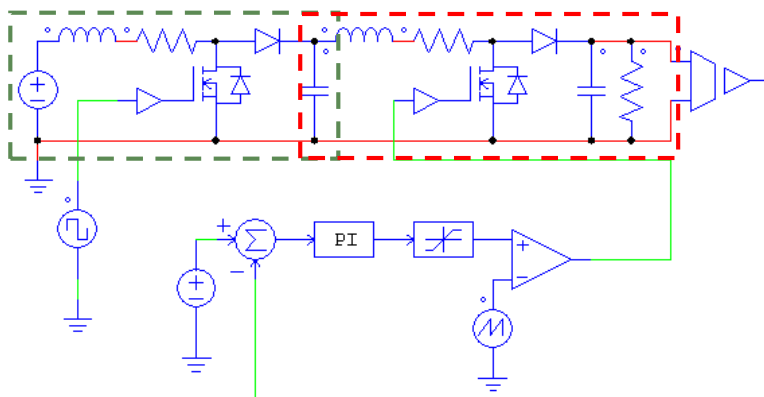


FIGURA 58 - Conversor controlado

Na figura 59 é detalhado o circuito de controle projetado neste capítulo. O bloco PI possui os parâmetros do controlador incluídos internamente. Foi adicionado também neste circuito um limitador de razão cíclica (assinalado na caixa pontilhada vermelha) para que a razão cíclica do conversor não entre em uma região de instabilidade do mesmo. Este limitador foi ajustado em

80% e tal região de instabilidade pode ser observada na figura 7 da análise qualitativa.

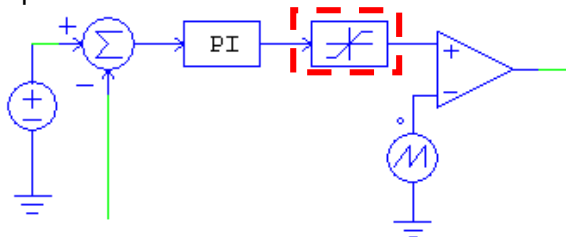


FIGURA 59 - Circuito de controle

Foram realizadas simulações do conversor operando com carga nominal, com um degrau de 50% a mais de carga (ou seja, 150%) e com um alívio de 50% de carga (ou seja, metade da carga). Neste dois ensaios o erro estático máximo foi de 3 V (volts). A figura 60 apresenta a tensão de saída do estágio de elevação (em vermelho) e a tensão de erro do controlador (em azul). Neste ensaio ocorreu o degrau de 50% a mais de carga no instante 0,2 segundos.

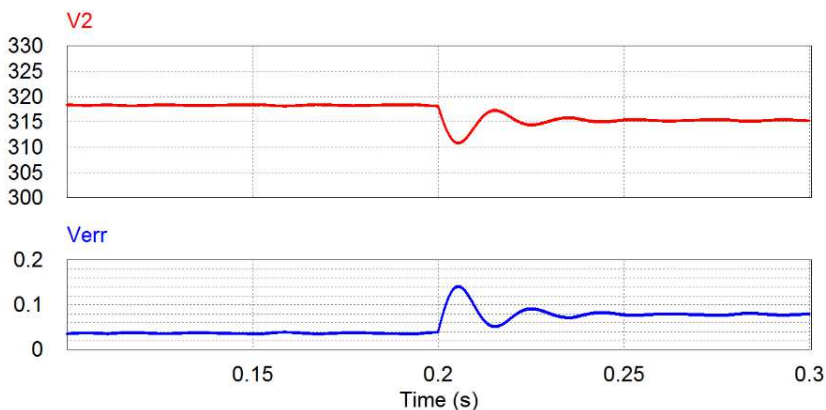


FIGURA 60 - Tensão de saída com degrau de carga

A figura 61 apresenta a tensão de saída do estágio de elevação (em vermelho) e a tensão de erro do controlador (em

azul). Neste ensaio ocorreu o alívio para 50% da carga nominal no instante 0,2 segundos.

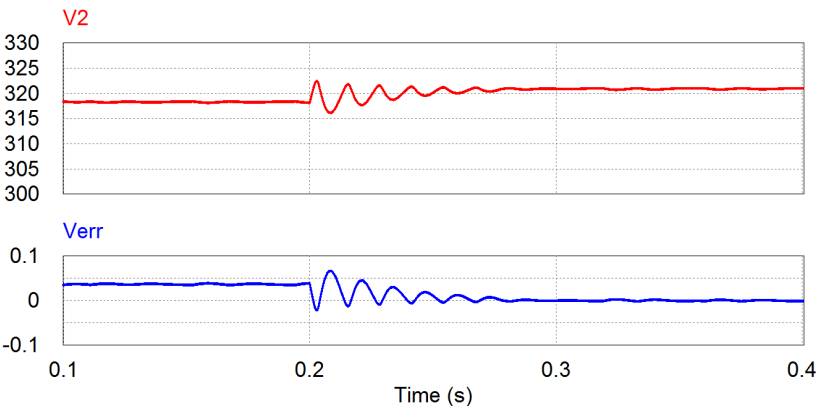


FIGURA 61 - Tensão de saída com alívio de carga

Foi realizado também um ensaio dos estágios de elevação e inversão acoplados, onde foi aplicado um degrau de carga no instante em que a tensão senoidal atinge seu pico máximo, com o objetivo de avaliar possíveis avarias na tensão senoidal de saída. Tal ensaio é apresentado na figura 62, onde pode-se verificar: em vermelho a tensão de barramento e em azul a tensão na carga.

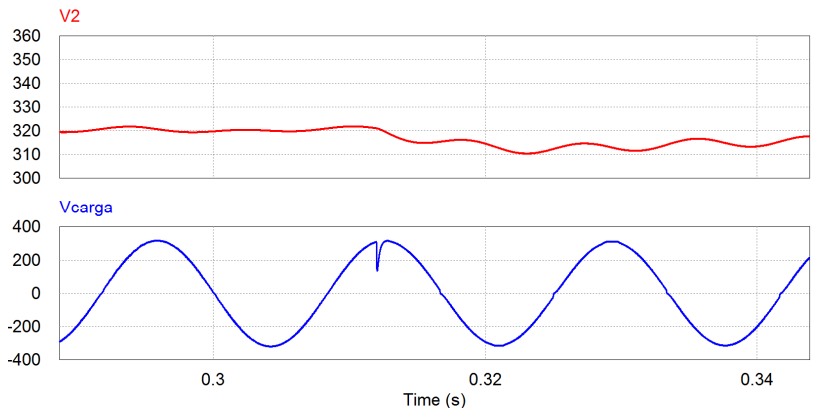


FIGURA 62 - Conversores acoplados

A figura 63 apresenta a ondulação da tensão na saída do estágio de elevação operando com carga nominal. Conforme pode ser observado, esta ondulação é inferior a 1 V (volt), sendo assim, atende ao requisito de projeto estabelecido na análise quantitativa.

Com a aplicação do degrau e alívio de carga esta ondulação manteve-se dentro deste critério.

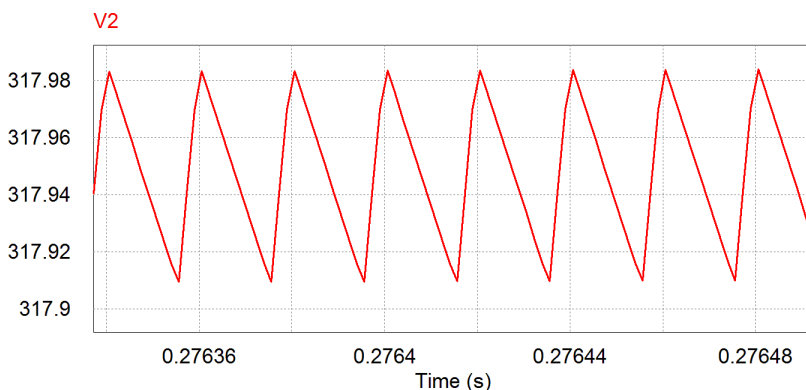


FIGURA 63 - Variação da tensão de saída

7.6 Considerações finais

O controlador tipo PI é possível de ser implementado nos conversores Boost controlados em tensão. Esta breve abordagem permitiu a verificação de que através do controle do segundo conversor Boost, do estágio de elevação, torna-se possível a variação de carga do conversor CC-CA final, uma vez que a tensão do barramento CC manteve-se estável e com uma ondulação (*ripple*) dentro do admissível.

Este controlador também compensa pequenas variações na tensão de alimentação do conversor, entretanto, para que o sistema fique mais confiável é necessária a inserção de mais sistemas de realimentação nos conversores.

O sistema de controle do segundo conversor Boost do estágio de elevação permite que a tensão do barramento CC fique estável, e sendo assim, que a tensão de saída do inversor também

fique no ajuste correto, entretanto, avarias como variações mais elevadas na tensão de alimentação podem causar falhas na operação do controle, e por sua vez a distorção da tensão de saída do estágio de inversão.

Por fim, como resultado dos ensaios com degrau e alívio de carga obteve-se como resultado um sistema de controle que apresenta um erro estático de até 3 V e um tempo de acomodação de aproximadamente 6 ms (Milissegundo) no degrau de carga e de aproximadamente 0.1 s (segundo) no alívio de carga.

8 TRABALHOS FUTUROS

O conversor CC-CA projetado e implementado neste trabalho tem o objetivo de iniciar os estudos no desenvolvimento de conversores para sistemas de cogeração de energia elétrica a partir de fontes “limpas”.

Sendo assim, este trabalho apenas abordou o estudo e desenvolvimento de um conversor capaz de adaptar os níveis de tensão de um banco de baterias aos padrões da rede elétrica.

Diante deste fato, seguem algumas sugestões de continuidade desta pesquisa:

- Implementação prática da técnica de controle para estabilização da tensão de barramento, garantindo que a mesma se mantenha estável diante de variações de carga;
- Sincronização da tensão de saída senoidal com a tensão da rede elétrica;
- Aplicação de alguma técnica de controle ao inversor de tensão de forma a permitir que este possa entregar energia à rede elétrica;
- Novo projeto dos ganhos dos conversores CC-CC de elevação, buscando outras relações de ganho que minimizem as perdas;
- Tornar o sistema de inversão trifásico, para permitir a entrega de energia à rede elétrica de forma equilibrada em todas as fases.

CONCLUSÃO

Por se tratar de um estudo inicial sobre o desenvolvimento de sistemas de cogeração de energia elétrica a partir de fontes limpas, pode-se considerar que o projeto aqui apresentado atingiu as expectativas iniciais, visto que se conseguiu fazer a elevação da tensão do banco de baterias e a inversão da mesma. Contudo duas ressalvas demonstram que mais estudos precisam ser realizados.

A primeira ressalva trata da eficiência energética global obtida no conversor CC-CA. Esta ficou em aproximadamente 82%. Este valor é próximo ao admitido para o estudo, contudo pode ser considerado muito baixo para aplicação comercial, demonstrando que novas pesquisas precisam ser realizadas sobre o estágio de elevação, como por exemplo novas configurações de ganho para os conversores Boost, já que este estágio foi responsável pela maior parte das perdas de potência.

A segunda ressalva, também relacionada ao estágio de elevação de tensão, trata da hipótese de que o uso da topologia Boost pode não ser a mais adequada para este fim, visto o baixo rendimento observado neste trabalho. Possivelmente uma variação desta, conhecida como “Boost dobrador de tensão”, possa ser uma solução mais adequada.

No que diz respeito ao estágio de inversão da tensão, pode-se dizer que este atendeu as expectativas, tanto no ponto de vista de comando quanto no sistema de filtragem da tensão de saída.

Dentre as contribuições desta pesquisa pode-se destacar a apresentação de uma metodologia de projeto, constituída de um misto entre dimensionamento teórico e simulação. Esta se mostrou bastante adequada, permitindo que alguns dados sobre tensões e correntes pudessem ser obtidos via simulação para posterior dimensionamento dos componentes a serem empregados.

Por fim, ainda é possível destacar que este trabalho fez um estudo abrangendo diversas referências bibliográficas, e conseguiu condensar as contribuições destas em uma

metodologia de projeto que poderá ser replicada nos trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. 1. ed. São Paulo: Pearson, 2000. 479p.

ALOISIO, Santos. **Energia tecsolar**. Disponível em: <<http://energiatecsolar.com.br/>>. Acesso em: 15 out. 2015.

BADIN, Alceu André. **Projeto de conversores - Dimensionamento de componentes**. 2015. 31 f. Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Cornélio Procopio.

BARBI, Ivo. Conversores estáticos multiníveis – uma revisão. **SBA Controle & Automação**, Florianópolis, Abril de 2000. Vol.11, no 01.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos autores, 2006. 377p.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**. 1. ed. Florianópolis: Edição do autor, 2001. 332p.

BATSCHAUER, Alessandro. **Inversores alimentados em tensão**. 2015. 23 f. Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville.

BATSCHAUER, Alessandro. **Apostila da disciplina de controle de conversores estáticos**. 2012. 230 f. Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville.

ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of power electronics**: Second edition. 2. ed. Colorado: Kluwer, 2004. 883p.

EDUARDO, Luis. **Controladores PI, PD e PID**. 2015. 37 f. Instituto Federal do Espírito Santo - IFES, Espírito Santo.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Datasheet MUR860**. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/RU/RURP860.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2015.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência**: análise e projetos de circuitos. 1. ed. Porto Alegre: AMGH, 2012. 478p.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Datasheet IR2112**. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2112.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2015.

KAZIMIERCZUK, Marian k. **Pulse-width modulated DC/DC P.C.** 1. ed. Índia: Markono, 2008. 782p.

LIRIO, Luiz Eduardo Altoé. **Contribuições para análise de perdas em conversores de potência com mosfet**. 2013. 123 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.

MARQUES, Luis S. B. **Técnicas de modulação**. 2015. 7 f. Instituto federal de Santa Catarina - IFSC, Joinville.

MAXIM INTEGRATED. **An Efficiency Primer for Switch-Mode, DC-DC Converter Power Supplies**. Disponível em:<<https://www.maximintegrated.com/en/appnotes/index.mvp/id/4266>>. Acesso em: 15 out. 2015.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2010. 809p.

PETRY, Clóvis Antônio. **Introdução aos Conversores CC-CC**. 2001. 17 f. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

PETRY, Clóvis Antônio. **Tabela de fios esmaltados**. Disponível em:<http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Projeto_Indutores/Tabela_de_fios_esmaltados.pdf>. Acesso em: 15 out. 2015.

RECH, Cassiano. **Conversor elevador (boost)**. 2015. 16 f. Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville.

RECH, Cassiano. **Controle clássico de conversores**. 2015. 27 f. Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville.

RECH, Cassiano. **Tópicos Especiais em Controle de Conversores Estáticos**. 2015. 32 f. Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville.

SILVA, Douglas Pereira. **Sistema eletrônico para processamento de energia solar fotovoltaica, operando na máxima transferência de potência, com aplicação na alimentação de refrigeradores convencionais**. 2003. 207 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina.

SILVA, Luiz Marcelo Chiesse. **Filtros passivos**. 2015. 4 f. Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Cornélio Procopio.

ST MICROELECTRONICS. **Datasheet SG3524**. Disponível em: <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000117.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **Datasheet sgx524**. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sg2524.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2015.

THORNTON ELETRÔNICA. **Datasheet Nee 42/21/15**. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/pdf/nee_42_21_15.pdf>. Acesso em: 15 out. 2015.

VISHAY INTERTECHNOLOGY. **Datasheet IRF740**. Disponível em: < <http://www.vishay.com/docs/91054/91054.pdf> >. Acesso em: 15 out. 2015.

VISHAY INTERTECHNOLOGY. **Datasheet IRFP460**. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2015.