

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRÉ ELIAS LUCENA DA COSTA

**ANÁLISE DE UM SISTEMA DE INJEÇÃO DE ENERGIA NA REDE
ELÉTRICA A PARTIR DE FONTES DE BAIXA TENSÃO**

JOÃO PESSOA – PB

2016

ANDRÉ ELIAS LUCENA DA COSTA

**ANÁLISE DE UM SISTEMA DE INJEÇÃO DE ENERGIA NA REDE
ELÉTRICA A PARTIR DE FONTES DE BAIXA TENSÃO**

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Departamento de
Engenharia Elétrica como um dos pré-
requisitos para a obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica sob
orientação do Prof. Dr. Romero Leandro
Andersen.**

JOÃO PESSOA – PB

Junho/2016

DA COSTA, André Elias Lucena

Análise de um sistema de injeção de energia na rede elétrica a partir de fontes de baixa tensão

83 f. il.

Orientador: Prof. Romero Leandro Andersen, Dr.

Trabalho de Conclusão de Curso, 2016

1. Energias Renováveis. 2. Conversor CC/CC. 3. Inversor monofásico. 4. Injeção de energia elétrica.

André Elias Lucena da Costa

Análise de um sistema de injeção de energia na rede elétrica a partir de fontes de baixa tensão

Trabalho de Conclusão de Curso Submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica como parte dos requisitos necessários para à obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Data de Aprovação: ____/____/____

Nota: _____

Aprovado por:

Prof. Romero Leandro Andersen, Dr. (Orientador)
Universidade Federal da Paraíba

Prof. Rogério Gaspar de Almeida, Dr. (membro)
Universidade Federal da Paraíba

Prof. Kleber Carneiro de Oliveira, Dr. (membro)
Universidade Federal da Paraíba

Paraíba – PB
2016

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por estar sempre ao meu lado e por me dar forças nos momentos difíceis.

Aos meus pais, Antônio e Rosana, aos meus avós, Vicente e Rita e a minha namorada, Larissa, que me incentivaram e apoiaram para concluir este curso.

Agradeço ao professor Romero Leandro Andersen, pela amizade, motivação e pela orientação, que teve início há dois anos, sendo de essencial importância na minha formação acadêmica.

Aos meus amigos Marcos, Ítalo, Lucas, Marcelo, Pedro, Larissa, Andrea e Jéssica, pela companhia e amizade durante o curso de graduação.

RESUMO

Este trabalho apresenta um sistema de injeção de energia elétrica a partir de fontes de baixa tensão, composto por um estágio CC-CC elevador e um estágio CC-CA. Inicialmente é feita uma análise do estágio CC-CC, apresentando o princípio de operação no modo de condução contínua e expressões matemáticas, contendo o ganho e o dimensionamento da estrutura de potência do conversor CC-CC. Resultados de simulação e experimentais validam a análise teórica do conversor. Em seguida, é apresentada uma análise teórica do inversor monofásico ponte completa, operando com modulação por largura de pulso a dois e a três níveis, contendo as etapas de operação e o dimensionamento dos elementos do circuito de potência. Finalmente, é discutida detalhadamente uma estratégia de controle contendo três malhas, duas de corrente e uma de tensão. Resultados de simulação validam o funcionamento do sistema proposto.

Palavras-Chaves: Conversor CC-CC, Fontes de energias renováveis, Conversores CC-CA, Geração de energia distribuída.

ABSTRACT

This work presents a distributed generation system from low voltage sources composed of a DC-DC stage and a DC-AC stage. Initially a DC-DC stage analysis is presented showing the principle of operation in continuous conduction mode and mathematical expressions for the voltage gain and the design of the power structure of the DC-DC converter. Simulation results validate the theoretical analysis. Then a theoretical analysis of a single phase full bridge inverter is shown, operating with two and three levels pulse width modulation, comprising the principle of operation and the design of the power circuit elements. Finally, a control system with a voltage control loop and two current control loops is discussed in. Simulation results validate the operation of the proposed system.

Keywords: DC-DC converters, Renewable energy sources, DC-AC converters, Distributed generation

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de injeção de energia na rede elétrica.....	2
Figura 2 - Conversor CC-CC de alto ganho.	3
Figura 3 - Etapas de operação: (a) Etapa 1 - (b) Etapa 2 - (c) Etapa 3 - (d) Etapa 4.....	4
Figura 4 – Principais formas de onda do conversor.	5
Figura 5 - Circuito simulado.....	12
Figura 6 - Resultado de simulação: (a) I_{Li} e I_{Lm} . – (b) V_i , V_{o1} , V_{o2} e V_o	13
Figura 7 - Protótipo construído.....	13
Figura 8 – Diagrama esquemático da placa de potência.	14
Figura 9 - Placa de comando do conversor CC-CC.	15
Figura 10 - Corrente de entrar I_{Li} e tensão de entrada V_i	15
Figura 11 - Corrente e Tensão de saída.	16
Figura 12 - Tensão reversa em D_1	16
Figura 13 - Tensão reversa em D_2	17
Figura 14 - Tensão reversa em D_3	17
Figura 15 - Topologia do inversor ponte completa.	19
Figura 16 - Etapas de operação do conversor bidirecional: (a) semi-ciclo positivo da rede (b) semiciclo negativo da rede.	20
Figura 17- Formas de ondas teóricas para o semiciclo positivo.....	20
Figura 18 - Variação da razão cíclica em função de θ , para diferentes relações de A.	22
Figura 19 - Ondulação de corrente parametrizada para meio período de rede tomando A como parâmetro.....	23
Figura 20 - Etapas de operação no semiciclo positivo da rede.....	24
Figura 21 - Etapas de operação no semiciclo negativo da rede.....	24
Figura 22 - Formas de ondas teóricas no semiciclo positivo.....	25
Figura 23 - Ondulação de corrente parametrizada para meio período de rede tomando A como parâmetro.....	26
Figura 24 - Inversor CC-CA.....	27
Figura 25 - Corrente no capacitor C_{in} para modulação a dois níveis.....	29
Figura 26 - Formas de onda no capacitor operando com modulação a três níveis.....	30
Figura 27 - Formas de onda das correntes nos semicondutores: (a) semiciclo positivo, (b) semiciclo negativo.	31
Figura 28 – Formas de onda dos semicondutores no semiciclo positivo.	32
Figura 29 – Estrutura de controle do sistema completo.	34

Figura 30 - Inversor com malha de corrente: (a) modulação PWM senoidal a 2 níveis (b) modulação PWM senoidal a 3 níveis.	35
Figura 31 - Diagrama de blocos da malha de corrente.	35
Figura 32 - Tensão entre os terminais a e b.	36
Figura 33 - Modelo simplificado do inversor.	36
Figura 34 – Tensão nos terminais a e b.	37
Figura 35 - Modelo simplificado do inversor.	38
Figura 36 - Compensador de corrente.	39
Figura 37 - Diagrama de bode de módulo do compensador.	40
Figura 38 - Sinais do modulador PWM de dois níveis.	41
Figura 39 - Sinais do modulador PWM de três níveis.	41
Figura 40 - Inversor com malha de corrente e tensão: (a) modulação a dois níveis (b) modulação a três níveis.	43
Figura 41 - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	43
Figura 42- (a) Circuito do compensador de tensão. (b) Diagrama assintótico de módulo do compensador.	44
Figura 43- Sensor de Tensão.	45
Figura 44 - Sistema de controle do estágio Boost do conversor CC-CC.	46
Figura 45 - Diagrama de blocos da malha de corrente do estágio Boost.	46
Figura 46 - Estapas de operação do estágio boost do conversor CC-CC.	47
Figura 47 - Tensão nos terminais do interruptor.	47
Figura 48 - modelo simplificado do estágio Boost do conversor CC-CC.	47
Figura 49 - Esquemático de simulação.	50
Figura 50 - Corrente e tensão de entrada do estágio CC-CC.	51
Figura 51 - Corrente injetada na rede elétrica, com degrau na potência drenada da fonte em 1,2s.	51
Figura 52 - Corrente (x 40) e tensão da rede elétrica.	52
Figura 53 – Tensão de saída do conversor CC-CC (V_o) e sinal de saída do compensador de tensão (V_{cv}).	52
Figura 54 – Corrente e tensão na rede elétrica com degrau na carga.	53
Figura 55 – Tensão no barramento CC e sinal de controle do compensador de tensão com sistema operando com carga resistiva.	53
Figura 57 - Formas de ondas da tensão no barramento CC, da corrente de entrada, da tensão e da corrente na rede elétrica.	54

Figura 58 – Esquemático de simulação para modulação a três níveis.....	55
Figura 59 – Corrente(x40) e tensão na rede elétrica.....	56

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
2	ESTÁGIO DE CONVERSÃO CC-CC DE ALTO GANHO	3
2.1	Introdução	3
2.2	Princípio de operação do conversor CC-CC.....	3
2.3	Análise Matemática do conversor proposto.....	5
2.4	Dimensionamento do conversor CC-CC	7
2.4.1	Indutância de entrada e indutância de magnetização	7
2.4.2	Capacitância C_1	8
2.4.3	Capacitância C_{o1} e C_{o2}	9
2.4.4	Resistência de Carga	10
2.4.5	Esforços em S_{1cc} e S_{2cc}	10
2.4.6	Esforços em D_1 , D_2 e D_3	11
2.5	Resultados de simulação	12
2.6	Resultados experimentais.....	13
2.7	Conclusão.....	18
3	ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CA.....	19
3.1	Introdução	19
3.2	Inversor operando com modulação senoidal a 2 níveis	19
3.2.1	Princípio de funcionamento do inversor	19
3.2.2	Indutância de saída L	22
3.3	Inversor operando com modulação por largura de pulso senoidal a 3 níveis	23
3.3.1	Princípio de funcionamento do inversor	23
3.3.2	Indutância de saída L	26
3.4	Capacitância de entrada	27
3.4.1	Corrente eficaz em C_{in} operando com modulação a dois níveis	29
3.4.2	Corrente eficaz em C_{in} operando com modulação a três níveis	30

3.5	Esforços de corrente nos semicondutores	31
3.5.1	Inversor operando com modulação a dois níveis	31
3.5.2	Inversor operando com Modulação três níveis	32
3.6	Conclusão.....	33
4	SISTEMA DE CONTROLE	34
4.1	Introdução	34
4.2	Malha de controle de corrente do inversor	34
4.2.1	Modelo da planta por valores médios instantâneos	36
4.2.2	Compensador de Corrente.....	39
4.2.3	Ganho do modulador PWM	40
4.2.4	Sensor de Corrente	42
4.3	Controle de tensão	42
4.3.1	Modelo da planta por valores médios	44
4.3.2	Compensador de tensão	44
4.3.3	Ganhos associados a malha de tensão.....	44
4.3.4	Sensor de Tensão	45
4.4	Controle do Conversor CC-CC.....	45
4.4.1	Modelo do estágio boost do conversor CC-CC.	47
4.5	Conclusão.....	48
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	49
5.1	Introdução	49
5.2	Modulação a dois níveis	49
5.2.1	Controle do fluxo de potência.....	52
5.2.2	Funcionamento do sistema para diversas situações	54
5.3	Modulação a três níveis	54
5.4	Conclusão.....	56
6	CONCLUSÕES GERAIS	57

APÊNDICE A.....	58
APÊNDICE B.....	66
7 REFERÊNCIAS.....	69

1 INTRODUÇÃO GERAL

Na maioria dos países o setor elétrico tem atendido a demanda dos consumidores através da geração centralizada de energia, onde são empregadas unidades de grande porte como as hidrelétricas e termelétricas que transmitem energia através de uma rede de linhas. Contudo, na transmissão e distribuição de energia elétrica, as distâncias das unidades fornecedoras resultam em elevadas perdas de energia, tornando o atendimento das regiões distantes desvantajoso do ponto de vista econômico [1] [2]. Esse fato, aliado às reservas limitadas de combustíveis fósseis, o crescimento populacional, os impactos ambientais e o avanço tecnológico têm induzido o interesse na geração distribuída de energia.

A geração distribuída é definida como a geração de energia elétrica próxima da carga que se diferencia da geração centralizada por ocorrer em locais em que não seria instalada uma usina geradora convencional, aumentando a distribuição geográfica da energia elétrica em determinada região [3]. Consequentemente a geração distribuída oferece algumas vantagens, sendo algumas delas: aumento da qualidade de energia e diminuição do custo de energia, por dispensar o transporte por longas distâncias, tempo de instalação menor comparativamente à geração centralizada, as necessidades energéticas podem ser tratadas de forma personalizada e a diminuição dos impactos ambientais [4][5][6]. As desvantagens do uso da geração distribuída para a sociedade estão ligadas ao custo de implantação do projeto e ao seu tempo de amortização, porém com o desenvolvimento, a tendência é a diminuição de custos e a melhoria da tecnologia [7].

De acordo com [3], uma fonte de energia elétrica é considerada caso particular de geração distribuída quando ela: (a) está conectada diretamente à rede de distribuição; (b) está conectada do lado de um consumidor conectado a algum ponto do sistema elétrico; (c) supre cargas elétricas de uma instalação eletricamente isolada; ou (d) está conectada diretamente à rede de transmissão, desde que, neste caso, ela não possa ser considerada caso pertencente à geração concentrada). Alguns exemplos de fontes utilizadas em sistemas de geração distribuída são: turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, células a combustível, microturbinas a gás, entre outros.

Nessas aplicações as fontes normalmente são de baixa tensão, sendo necessário um conversor CC-CC para elevar a tensão. A escolha da topologia adequada é um desafio constante, que exige buscar melhorias na eficiência do conversor e simplicidade nos circuitos de comando. Para reduzir as perdas nessas aplicações podem ser utilizadas combinações de conversores em cascata, visando obter uma tensão elevada de saída e diminuir o esforço de

tensão nos semicondutores. Dessa forma alguns conversores já foram abordados na literatura, como o conversor *Boost-Forward-flyback* em [8], o conversor *Boost-Boost-Flyback* em [9] e o conversor *Boost-Boost-Zeta* em [10]. Apesar de permitirem o uso de circuitos de comando simples e de baixo custo, esses conversores com chave única podem não ser atrativos para aplicações de potência um pouco mais elevada devido às perdas na chave principal do circuito e consequente degradação do rendimento. Como solução, foi adotado para o estágio de conversão CC-CC um conversor em cascata com duas chaves, composto por um estágio Boost e um estágio Boost-Flyback. Essa topologia já foi trabalhada pelo autor em [11]. Para controlar a potência drenada da fonte de entrada faz-se uso de uma malha de corrente.

Em [12][13][14] são abordados inversores conectados a filtro L, LC ou LCL. O filtro tipo L promove a atenuação de 20 dB/década e sua aplicação é recomendada para sistemas que operam com elevada frequência de comutação[1]. Nesse trabalho, para o estágio de conversão CC-CA, faz-se uso de um inversor monofásico com indutância de saída. Para fornecer uma corrente com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica, faz-se uso de duas malhas, uma de corrente e outra de tensão. Essa estratégia já foi abordada em [1][15][16][17]. A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do sistema descrito até aqui.

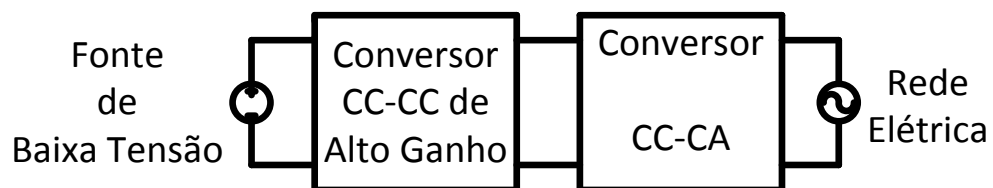


Figura 1 – Sistema de injeção de energia na rede elétrica.

2 ESTÁGIO DE CONVERSÃO CC-CC DE ALTO GANHO

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise e o dimensionamento do conversor CC-CC, composto por um estágio Boost e um estágio Boost-Flyback. O modulador por largura de pulsos (PWM) aplica o mesmo sinal de comando às duas chaves, que estão conectadas na mesma referência da fonte e da carga, simplificando o circuito de comando. O conversor proposto está apresentando na Figura 2.

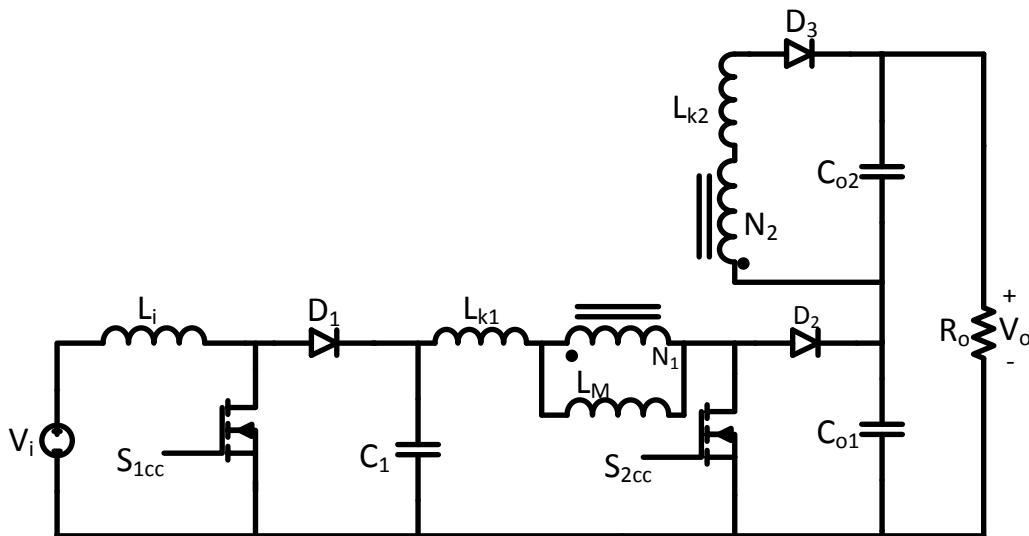


Figura 2 - Conversor CC-CC de alto ganho.

O princípio de operação e a análise do circuito no modo de condução contínua serão discutidos detalhadamente. Além disso, também é apresentado o dimensionamento completo de um conversor para um protótipo de 350 W com tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 400 V e frequência de comutação de 40 kHz que foi construído e testado em laboratório.

2.2 Princípio de operação do conversor CC-CC

O primeiro estágio é um conversor boost convencional, sendo composto pelo indutor de entrada L_i , a chave S_{1cc} , o diodo D_1 e o capacitor C_1 . O segundo estágio é um conversor boost-flyback, composto por um transformador com relação de transformação N_2/N_1 , a chave S_{2cc} , os diodos D_2 e D_3 e os capacitores de saída C_{o1} e C_{o2} .

O conversor proposto apresenta 4 etapas de operação, com L_i e L_m no modo de condução contínua. As etapas de operação são mostradas na Figura 3.

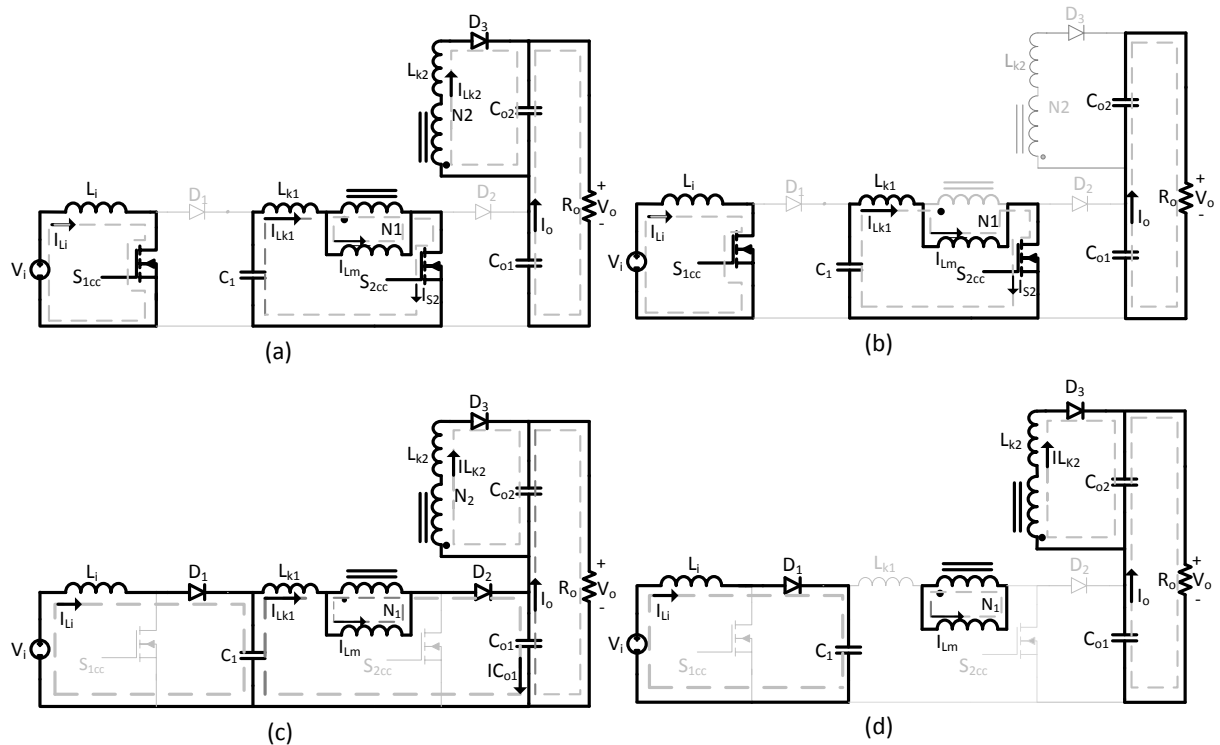


Figura 3 - Etapas de operação: (a) Etapa 1 - (b) Etapa 2 - (c) Etapa 3 - (d) Etapa 4.

- Etapa (a)-[t_0, t_1] = Nesta etapa as chaves S_{1cc} e S_{2cc} encontram-se fechadas e somente o diodo D_3 está conduzindo. O indutor L_i armazena energia da fonte V_i . O capacitor C_1 entrega energia para indutância de magnetização L_m . Essa etapa acaba quando a energia em L_{K2} é zero. A Fig. 3(a) apresenta essa etapa.
- Etapa (b)- [t_1, t_2] = Nesta etapa as chaves S_{1cc} e S_{2cc} encontram-se fechadas e todos os diodos estão bloqueados. A tensão V_{in} está sendo armazenada no indutor L_i . O capacitor C_1 entrega energia para indutância de magnetização L_m . Essa etapa termina quando as chaves bloqueiam. A Fig. 3(b) mostra o circuito equivalente dessa etapa.
- Etapa (c)- [t_2, t_3] = Neste intervalo as chaves S_{1cc} e S_{2cc} encontram-se abertas e os diodos D_1 , D_2 e D_3 estão conduzindo. O indutor L_m encontra-se desmagnetizando e transferindo energia através do transformador, para carregar o capacitor C_{o2} . O indutor L_i desmagnetiza transferindo energia para o capacitor C_1 . A indutância de dispersão L_{K1} começa a desmagnetizar-se e transfere energia o capacitor C_{o1} , através de D_2 . Essa etapa acaba quando a indutância de dispersão L_{K1} se desmagnetiza completamente, bloqueando assim o diodo D_2 . A Fig. 3(c) apresenta essa etapa.
- Etapa (d)- [t_3, t_4] = Neste intervalo as chaves S_{1cc} e S_{2cc} encontram-se abertas e os

diodos D_1 e D_3 estão conduzindo. Nesta etapa o indutor L_m está desmagnetizando e transferindo energia através do transformador para o capacitor C_2 . Por sua vez, o indutor L_i desmagnetiza transferindo energia para o capacitor C_1 . Essa etapa acaba quando as chaves são fechadas. A Fig. 3(d) apresenta essa etapa.

O comportamento descrito até aqui é visualizado a partir das formas de ondas teóricas ilustradas na Figura 4.

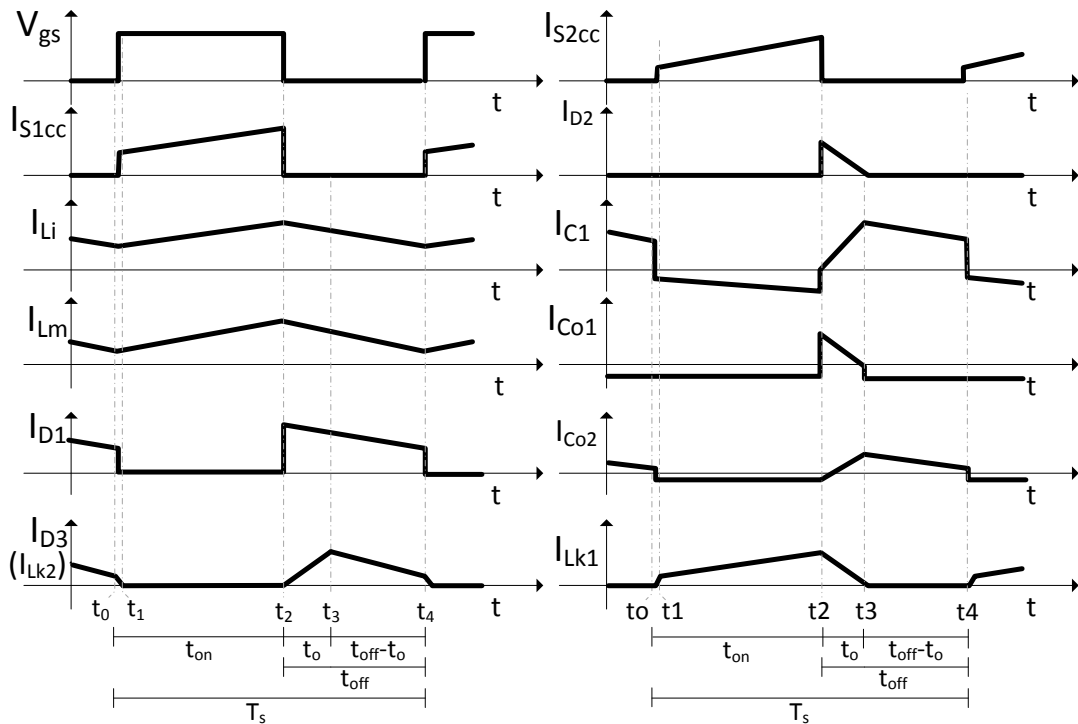


Figura 4 – Principais formas de onda do conversor.

2.3 Análise Matemática do conversor proposto

Para simplificar a análise matemática do conversor, algumas considerações são levadas em conta: todos os componentes são considerados ideais, as indutâncias de dispersão L_{k1} e L_{k2} são consideradas iguais a zero e apenas as etapas 2, 3 e 4 são consideradas, uma vez que a primeira fase tem uma duração curta.

Na etapa 2, os interruptores S_{1cc} e S_{2cc} estão conduzindo. A partir da Fig.3 (b) são deduzidas as equações (2.1) e (2.2).

$$V_{Li} = V_i \quad (2.1)$$

$$V_{C1} = V_{Lm} \quad (2.2)$$

Na etapa 3, os interruptores estão bloqueados e os diodos D_1 e D_3 estão conduzindo. A partir da Fig.3 (c) são deduzidas as equações (2.3), (2.4) e (2.5).

$$V_{L_i} = V_i - V_{C_1} \quad (2.3)$$

$$V_{L_m} = V_{C_1} - V_{C_{o1}} \quad (2.4)$$

$$V_{L_m} = -\frac{V_{C_{o2}}}{n} \quad (2.5)$$

No período de comutação do estágio *Boost*, a indutância L_i armazena energia proveniente de V_i e depois a transfere para o capacitor C_1 . O ganho estático desse estágio pode ser determinado a partir do balanço de tensão no indutor L_i em um período de comutação, conforme apresenta a equação (2.6).

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (V_i - V_{C_1}) dt \right] = 0 \quad (2.6)$$

Resolvendo as integrais e rearranjando a equação, o ganho estático do primeiro estágio é dado por (2.7).

$$\frac{V_{C_1}}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.7)$$

Os ganhos do estágio *Boost-Flyback*, podem ser obtidos a partir do balanço de tensão na indutância de magnetização L_m em um período de comutação. Num período de comutação a indutância L_m armazena energia proveniente de C_1 e depois a transfere para C_{o1} e C_{o2} . O ganho estático do segundo *Boost* pode ser determinado conforme (2.8).

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_{C_1} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (V_{C_1} - V_{C_{o1}}) dt \right] = 0 \quad (2.8)$$

Resolvendo as integrais e manipulando algebricamente a equação, o ganho estático do segundo *Boost* é dado por (2.9).

$$\frac{V_{C_{o1}}}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (2.9)$$

O ganho estático do Flyback pode ser determinado conforme (2.10).

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_{C1} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \frac{-V_{Co2}}{n} dt \right] = 0 \quad (2.10)$$

Resolvendo as integrais e rearranjando a equação, o ganho estático do Flyback é dado por (2.11).

$$\frac{V_{Co2}}{V_i} = \frac{nD}{(1-D)^2} \quad (2.11)$$

A tensão de saída V_o é a soma das tensões sobre os capacitores C_{o1} e C_{o2} . Somando-se (2.9) e (2.11), obtemos a expressão que define o ganho do conversor no modo de condução contínua, conforme (2.12).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{nD+1}{(1-D)^2} \quad (2.12)$$

2.4 Dimensionamento do conversor CC-CC

Com o objetivo realizar simulações do conversor e construir um protótipo foram definidas algumas especificações, como apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações de projeto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_i	24 V
Tensão de saída	V_o	400 V
Potência nominal de saída	P_o	350 W
Frequência de comutação	f_s	40 kHz
Ondulação de corrente em L_i	ΔI_{Li}	14% de I_{Li}
Ondulação máxima de corrente em L_m	ΔI_{Lm}	29% de I_{Lm}
Ondulação máxima de tensão em C_1	ΔV_{C1}	1% de V_{C1}
Ondulação máxima de tensão em C_{o1}	ΔV_{Co1}	1% de V_{Co1}
Ondulação máxima de tensão em C_{o2}	ΔV_{Co2}	1% de V_{Co2}
Relação de transformação $\frac{N2}{N1}$	N	6,33
Razão Cíclica	D	0,5

2.4.1 Indutância de entrada e indutância de magnetização

Considerando o conversor ideal, a potência de entrada é igual à de saída e podemos calcular a corrente no indutor L_i conforme (2.13).

$$I_{Li} = \frac{P_o}{V_i} = \frac{350}{24} = 14,58 \text{ A} \quad (2.13)$$

Na segunda etapa de operação, a tensão sobre o indutor é igual à tensão de entrada. A indutância L_i é calculada em função das especificações do conversor, conforme (2.14).

$$L_i = \frac{D \times V_i}{f_s \times \Delta I_{L_i}} = \frac{0,5 \times 24}{40000 \times 2,0412} = 147 \mu\text{H} \quad (2.14)$$

A indutância L_m pode ser determinada considerando apenas a segunda etapa de operação. Nesta etapa, a tensão sobre o indutor é igual à tensão da capacitância C_1 . A indutância magnetização L_m é calculada em função das especificações do conversor, conforme (2.15).

$$L_m = \frac{V_{C_1} \times D}{f_s \times \Delta I_{L_m}} = \frac{48 \times 0,5}{40000 \times 3,7178} = 161,38 \mu\text{H} \quad (2.15)$$

No protótipo experimental foi utilizada uma indutância de entrada de $150 \mu\text{H}$ e uma indutância de magnetização de $162,49 \mu\text{H}$.

2.4.2 Capacitância C_1

O valor da capacitância C_1 pode ser calculado a partir ondulação de tensão ΔV_{C_1} , definida na Tabela 1. Na segunda etapa de operação, a corrente que passa pelo capacitor C_1 é igual a corrente do indutor L_m . A capacitância C_1 é calculada em função das especificações do conversor, conforme (2.16).

$$C_1 = \frac{I_{L_m} \times D}{\Delta V_{C_1} \times f} = \frac{12,82 \times 0,5}{0,048 \times 40000} = 3,33 \text{ mF} \quad (2.16)$$

Apesar de ser importante, o cálculo da capacitância para atender à especificação de ondulação de tensão não é o suficiente para a escolha de um capacitor para o circuito prático. É necessário conhecer também o valor da corrente eficaz no capacitor. O valor da corrente eficaz através de C_1 é calculado conforme (2.17).

$$I_{C_1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[(I_{L_m}^2 t_{on} + I_{L_i}^2 \frac{t_o}{3} + I_{L_i}^2 (t_{off} - t_o)) \right]} = \sqrt{\frac{1}{25} \left[12,82^2 \times 12,5 + 14,58^2 \times \frac{3}{3} + 14,58^2 (12,5 - 3) \right]} = 13,09 \text{ A} \quad (2.17)$$

No protótipo foram utilizados quatro capacitores de 4700 $\mu\text{F}/100\text{ V}$ conectados em paralelo no lugar de C_1 .

2.4.3 Capacitância C_{o1} e C_{o2}

O valor da capacitância C_{o1} pode ser calculado a partir ondulação de tensão ΔV_{Co1} , definida na Tabela 1. Na segunda etapa de operação, a corrente que passa pelo capacitor C_{o1} é igual a corrente do Resistor R_o . A capacitância C_{o1} é calculada em função das especificações do conversor, conforme (2.18).

$$C_{o1} = \frac{I_o \times D}{\Delta V_{Co1} \times f} = \frac{0,875 \times 0,5}{0,096 \times 40000} = 11,4 \mu\text{F} \quad (2.18)$$

O valor da corrente eficaz através de C_{o1} é calculado conforme (2.19).

$$I_{C_{o1}ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{-I_{Lm_{Max}} I_o t_o + (I_{Lm_{Max}})^2 \frac{t_o}{3} + I_o^2 T_s}{3} \right]} = \sqrt{\frac{1}{25} \times \left[\frac{-14,67 \times 0,875 \times 3 + 14,67^2 \times \frac{3}{3} + 0,875^2 \times 25}{3} \right]} = 2,79 \text{ A} \quad (2.19)$$

O valor da capacitância C_{o2} pode ser calculado a partir ondulação de tensão ΔV_{Co2} , definida na Tabela 1. Na segunda etapa de operação, a corrente que passa pelo capacitor C_{o2} é igual a corrente do Resistor R_o . A capacitância C_{o2} é calculada em função das especificações do conversor, conforme (2.20).

$$C_{o2} = \frac{I_o \times D}{\Delta V_{Co2} \times f} = \frac{0,875 \times 0,5}{3,038 \times 40000} = 3,6 \mu\text{F} \quad (2.20)$$

O valor da corrente eficaz através de C_{o2} é calculado conforme (2.21).

$$I_{C_{o2}ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o^2 t_{on} + \left(\left(\frac{I_{Lm}}{n} \right)^2 \cdot \frac{t_o}{3} - \frac{I_{Lm} I_o t_o}{n} + I_o^2 t_o \right) + \left(\frac{I_{Lm}}{n} - I_o \right)^2 \cdot (t_{off} - t_o)}{3} \right]} = \sqrt{\frac{1}{25} \left[\frac{0,875^2 \cdot 12,5 + 2,02^2 \cdot \frac{3}{3} - \frac{12,82 \cdot 0,875 \cdot 3}{6,33}}{3} + 0,875^2 \cdot 3 + (2,02 - 0,875)^2 \cdot (12,5 - 3) \right]} = 0,96 \text{ A} \quad (2.21)$$

Os valores das tensões médias nos capacitores C_1 , C_{o1} e C_{o2} são calculados conforme (2.22), (2.23) e (2.24), respectivamente.

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_i = \frac{1}{1-0,5} \cdot 24 = 48 \text{ V} \quad (2.22)$$

$$V_{C_{o1}} = \frac{1}{(1-D)^2} V_i = \frac{1}{(1-0,5)^2} \cdot 24 = 96 \text{ V} \quad (2.23)$$

$$V_{C_{o2}} = \frac{nD}{(1-D)^2} V_i = \frac{6,33 \cdot 0,5}{(1-0,5)^2} \cdot 24 = 303 \text{ V} \quad (2.24)$$

No protótipo foram utilizados dois capacitores de 680 $\mu\text{F}/200 \text{ V}$ conectados em paralelo no lugar de C_{o1} e um capacitor de 220 $\mu\text{F}/400 \text{ V}$ no lugar de C_{o2} .

2.4.4 Resistência de Carga

Uma vez que a potência e a tensão de saída são especificadas na Tabela 1, a resistência de carga pode ser calculada conforme (2.25).

$$R_o = \frac{V^2}{P_o} = \frac{400^2}{350} = 457.14 \text{ } \Omega \quad (2.25)$$

2.4.5 Esforços em S_{1cc} e S_{2cc}

Quando a chave S_{1cc} estiver conduzindo a corrente que passa por ela é a corrente do indutor L_i , pode-se calcular o valor eficaz da corrente $I_{S_{1cc}}$ conforme (2.26).

$$I_{S_{1cc\text{ef}}} = I_{L_i} \times \sqrt{D} = 14,58 \times \sqrt{0,5} = 10,3 \text{ A} \quad (2.26)$$

Quando a chave S_{2cc} estiver conduzindo a corrente que passa por ela é a corrente do indutor L_m , pode-se calcular o valor eficaz da corrente $I_{S_{2cc}}$ conforme (2.27).

$$I_{S_{2cc\text{ef}}} = I_{L_m} \times \sqrt{D} = 12,82 \times \sqrt{0,5} = 9 \text{ A} \quad (2.27)$$

Quando a chave S_{1cc} está bloqueada, a tensão máxima é igual à tensão do capacitor C_1 , o esforço de tensão $V_{S_{1cc}}$ é calculado conforme (2.28).

$$V_{S_{1cc}} = \frac{1}{1-D} V_i = \frac{1}{1-0,5} \cdot 24 = 48 \text{ V} \quad (2.28)$$

Quando a chave S_{2cc} é bloqueada, a tensão máxima é igual a tensão do capacitor C_{o1} o esforço de tensão $V_{S_{2cc}}$ é calculado conforme (2.29).

$$V_{S_{2cc}} = \frac{1}{(1-D)^2} V_i = \frac{1}{(1-0,5)^2} \cdot 24 = 96 \text{ V} \quad (2.29)$$

2.4.6 Esforços em D₁, D₂ e D₃.

Quando o diodo D₁ estiver conduzindo a corrente que passa por ela é a corrente do indutor L_i, pode-se calcular o valor eficaz da corrente I_{D1} conforme (2.30).

$$I_{D1ef} = I_{Li} \times \sqrt{1-D} = 10,3 \text{ A} \quad (2.30)$$

Quando o diodo D₂ estiver conduzindo a corrente que passa por ela é a corrente do indutor L_i, pode-se calcular o valor eficaz da corrente I_{D2} conforme (2.31).

$$I_{D2ef} = I_{LmMax} \sqrt{\frac{t_o}{3T_s}} = 14,67 \times \sqrt{\frac{3}{3 \times 25}} = 2,93 \text{ A} \quad (2.31)$$

Quando o diodo D₃ estiver conduzindo a corrente que passa por ela é a corrente do indutor L_i, pode-se calcular o valor eficaz da corrente I_{D2} conforme (2.32).

$$\begin{aligned} I_{D3ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[(I_{Lm} / n)^2 \frac{t_o}{2} + (I_{Lm} / n)^2 (t_{off} - t_o) \right]} \\ &= \sqrt{\frac{1}{25} \left[2,02^2 \cdot \frac{3}{2} + 2,02^2 \cdot (12,5 - 3) \right]} = 1,33 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Quando o diodo D₁ está bloqueado, a tensão reversa é igual a tensão do capacitor C₁. A tensão reversa V_{D1} é calculada conforme (2.33).

$$V_{D1} = \frac{1}{1-D} V_i = \frac{1}{1-0,5} \cdot 24 = 48 \text{ V} \quad (2.33)$$

Quando o diodo D₂ está bloqueado, a tensão reversa é igual a tensão do capacitor C₁. A tensão reversa V_{D2} é calculada conforme (2.34).

$$V_{D2} = \frac{1}{(1-D)^2} V_i = \frac{1}{(1-0,5)^2} \cdot 24 = 96 \text{ V} \quad (2.34)$$

Quando o diodo D₃ está bloqueado, a tensão reversa é igual à soma da tensão do capacitor C_{o1} e do enrolamento secundário do transformador. A tensão reversa V_{D3} é calculada conforme (2.35).

$$\begin{aligned} V_{D3} &= nV_{Lm} + V_{Co2} = \frac{n}{1-D} V_i + \frac{nD}{(1-D)^2} V_i = \\ &= \frac{6,33}{1-0,5} \cdot 24 + \frac{6,33 \cdot 0,5}{(1-0,5)^2} \cdot 24 = 607 \text{ V} \end{aligned} \quad (2.35)$$

2.5 Resultados de simulação

Com os parâmetros da seção anterior, foi montado o circuito de simulação apresentado na Figura 5. A simulação foi realizada no programa PSIM.

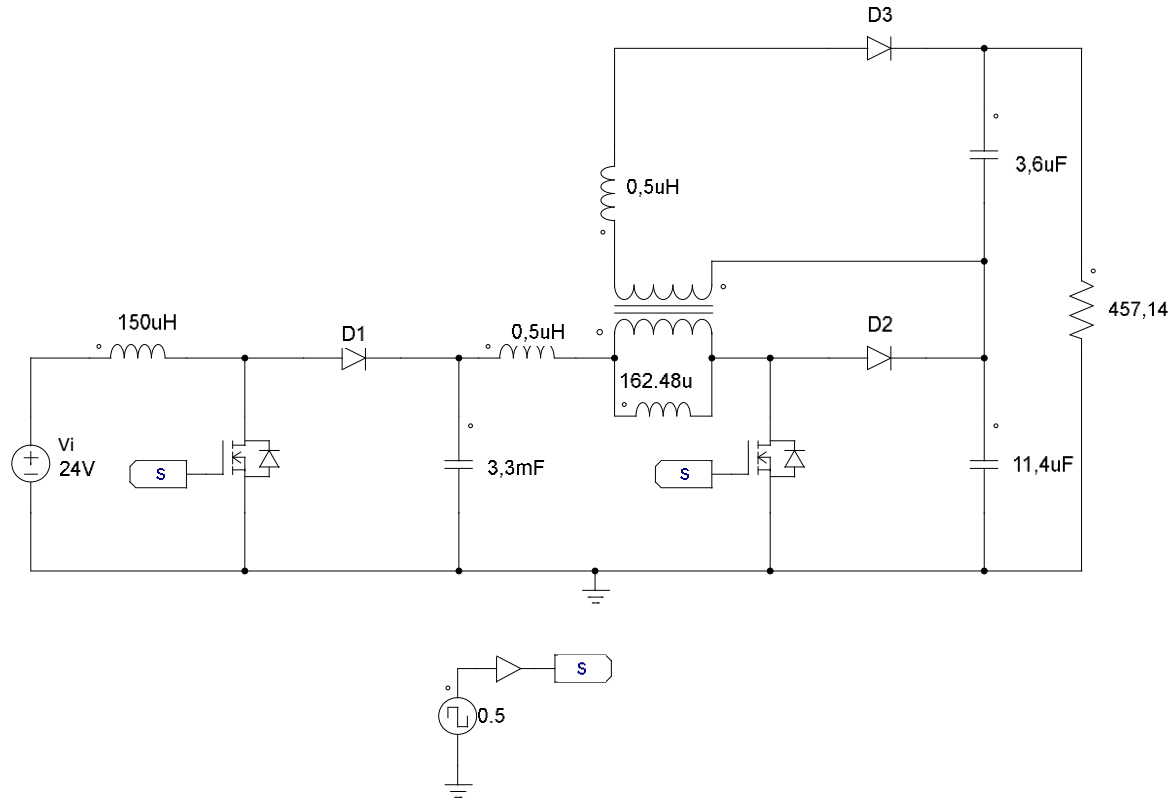


Figura 5 - Circuito simulado.

Os resultados de correntes eficazes e os esforços de tensões do circuito simulado são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Resultados de Simulação.

Corrente Eficaz	Resultado	Esforço de Tensão	Resultado
I_{D1ef}	10,23 A	V_{D1}	48,00 V
I_{D2ef}	2,90 A	V_{D2}	97,16 V
I_{D3ef}	1,30 A	V_{D3}	603,13 V
I_{C1ef}	13,00 A	V_{C1}	48,00 V
I_{Co1ef}	2,85 A	V_{Co1}	97,16 V
I_{Co2ef}	0,95 A	V_{Co2}	300,27 V
I_{S1ccf}	10,23 A	V_{S1cc}	48,00 V
I_{S2ccf}	9,04 A	V_{S2cc}	97,16 V

Os valores de simulação obtidos na Tabela 2 são aproximadamente iguais aos calculados na seção anterior, sendo a indutância de dispersão responsável pela pequena diferença. A ondulação de corrente em L_i e L_m podem ser vistos na Figura 6(a), as tensões V_o , V_{o1} , V_{o2} e V_i na Figura 6(b).

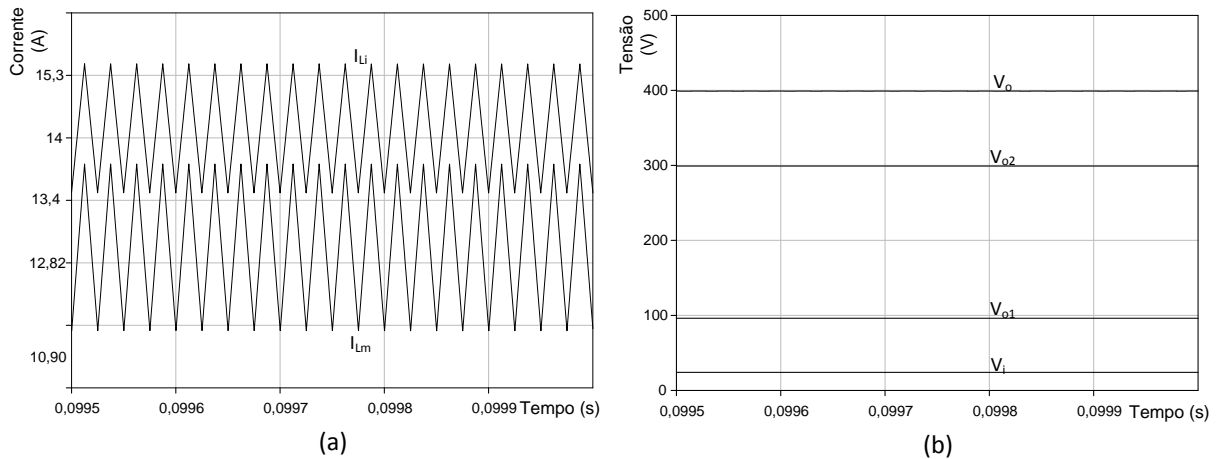


Figura 6 - Resultado de simulação: (a) I_{Li} e I_{Lm} . - (b) V_i , V_{o1} , V_{o2} e V_o .

Observando a ondulação de corrente, os valores das tensões de saída da Figura 6 e os valores de simulação da Tabela 1, percebe-se que os valores obtidos são aproximadamente iguais aos calculados na seção anterior, permitindo validar as equações e as formas de ondas teóricas obtidas.

2.6 Resultados experimentais

O protótipo construído do conversor CC-CC, projetado para uma potência de 350 W, pode ser visto na Figura 7.

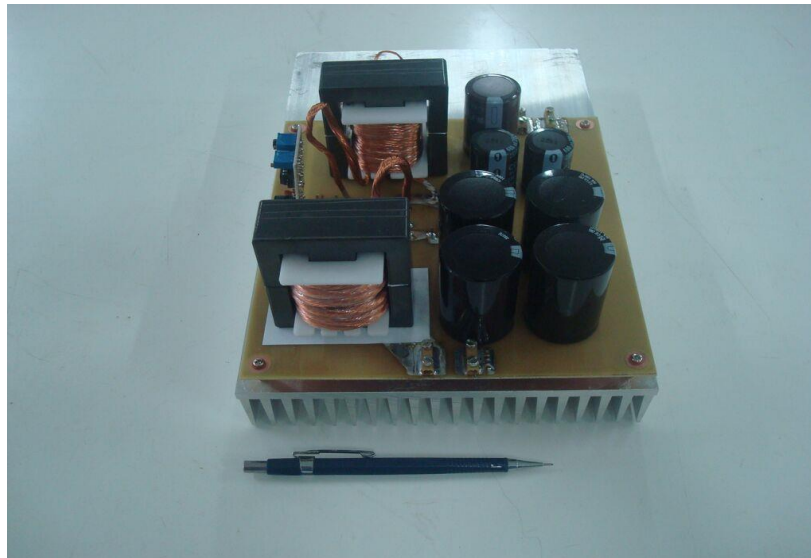


Figura 7 - Protótipo construído.

O protótipo é composto por duas placas, uma placa responsável por gerar o sinal PWM para acionar as chaves S_{1cc} e S_{2cc} e a outra placa apresenta o circuito de potência do conversor. O diagrama esquemático da placa de potência é apresentado na Figura 8.

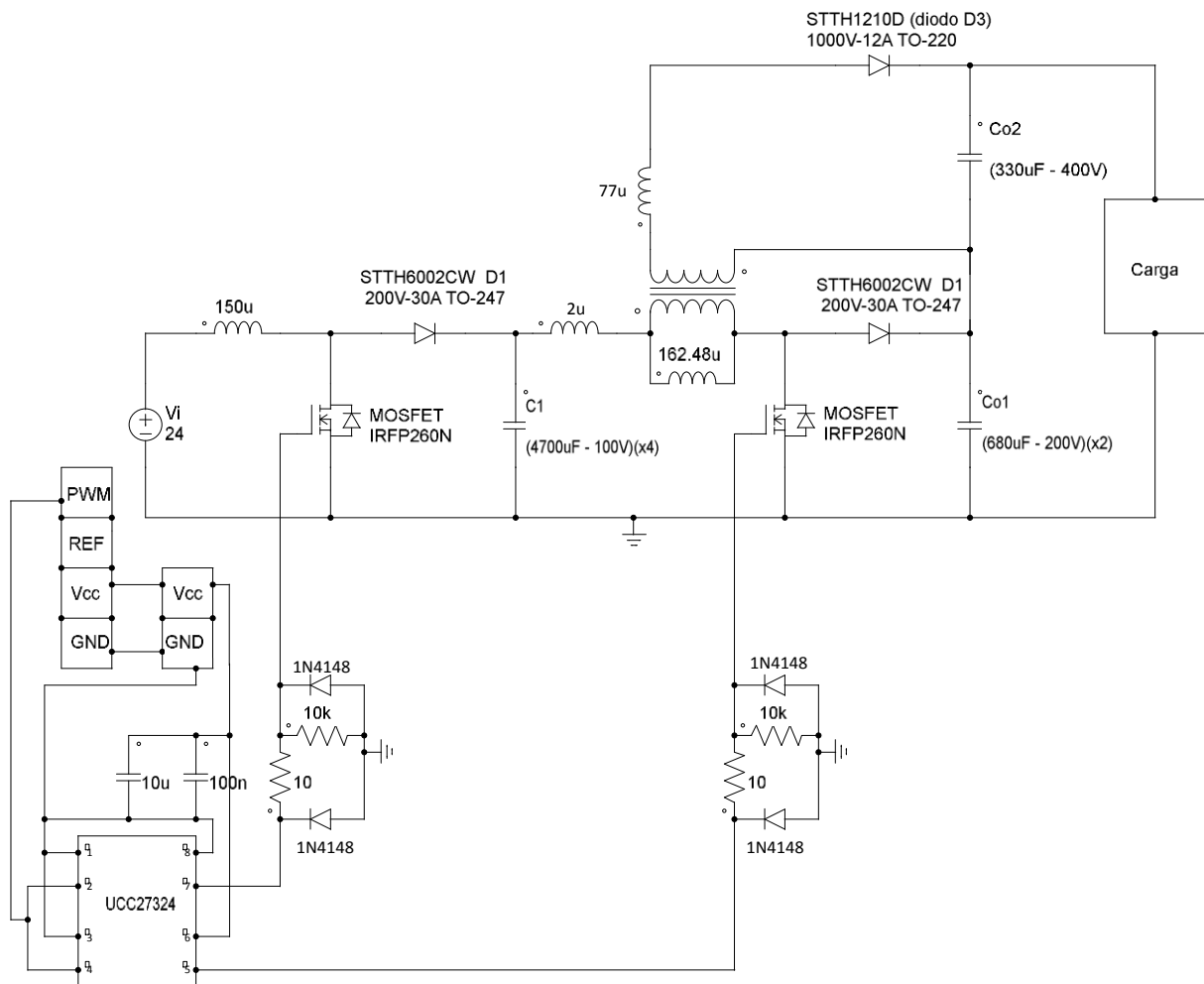


Figura 8 – Diagrama esquemático da placa de potência.

Os componentes utilizados do circuito de potência são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Componentes do protótipo.

Componentes	Quantidade	Conexão	Valor
Capacitor C_1	4	Paralelo	4700 μ F/ 100 V
Capacitor C_{o1}	2	Paralelo	680 μ F/200 V
Capacitor C_{o2}	1	-	200 μ F/ 400 V
Transformador	1	-	$n = 6.33$
Indutor L_i	1	-	150 μ H
Diodos D_1 e D_2	2	-	STTH6002CW
Diodo D_3	1	-	STTH1210D
Chaves S_{1cc} e S_{2cc}	2	-	IRFP4668PbF
Driver	1	-	UCC27324

Neste protótipo foi utilizado o circuito integrado UC3525 para gerar o sinal de comando das chaves S_1 e S_2 . A placa de comando, contendo o UC3525, pode ser visualizada na Figura

9. O potenciômetro do pino 2 é responsável por ajustar a razão cíclica e o potenciômetro do pino 6 ajusta a frequência de operação do conversor CC-CC.

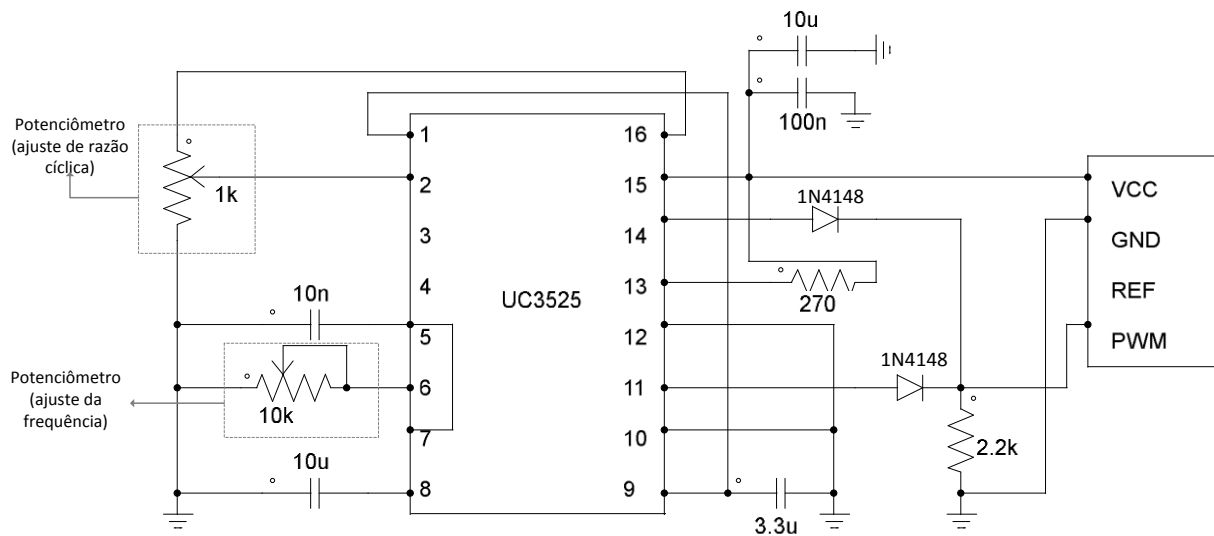


Figura 9 - Placa de comando do conversor CC-CC.

A Figura 10 mostra a tensão e a corrente de entrada, verifica-se que a corrente está se comportando como esperado apresentando uma ondulação de corrente de aproximadamente 2 A. A tensão de entrada tem o valor de aproximadamente 24 V.

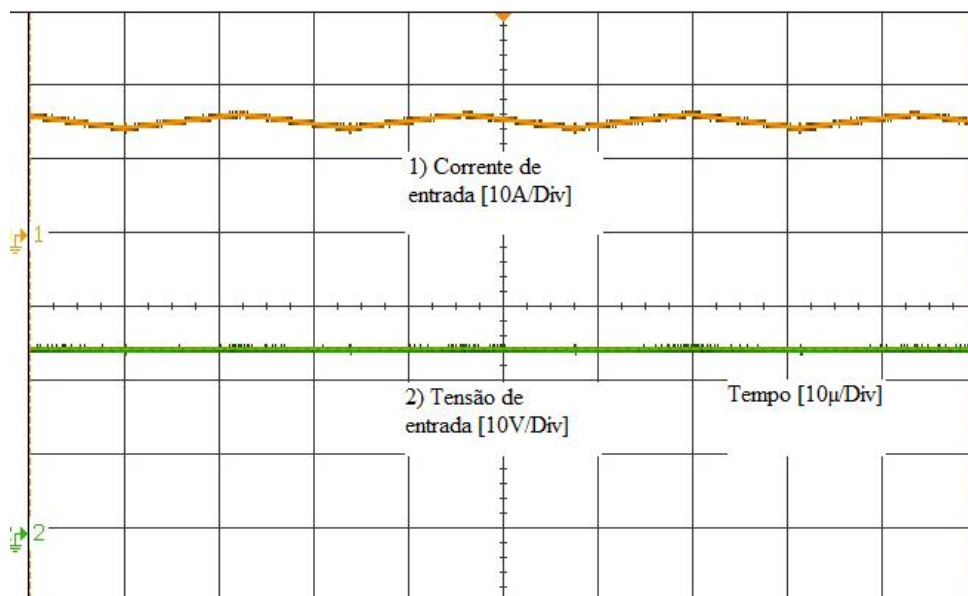


Figura 10 - Corrente de entrar I_{L_i} e tensão de entrada V_i .

A Figura 11 mostra a tensão e a corrente na saída do conversor. Para uma tensão de entrada de 24 V, obteve-se uma tensão de saída de aproximadamente 400 V. Assim, o conversor CC-CC apresentou um ganho estático experimental de aproximadamente 16.

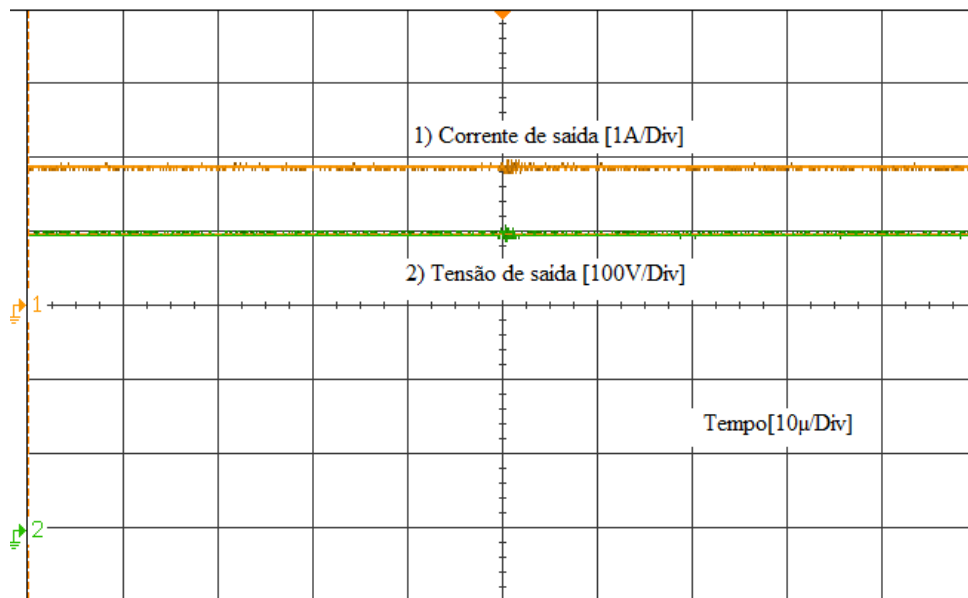


Figura 11 - Corrente e Tensão de saída.

A Figura 12, apresenta a tensão reversa no diodo D_1 . O pico de tensão no diodo D_1 é ocasionado por indutâncias parasitas no layout da placa, no entanto, como o diodo D_1 foi dimensionado para suportar uma tensão reversa de 200 V não se faz necessário o uso de circuitos auxiliares para atenuar esse efeito. Apesar da sobretensão, o diodo D_1 apresentou uma tensão reversa de aproximadamente 48 V.

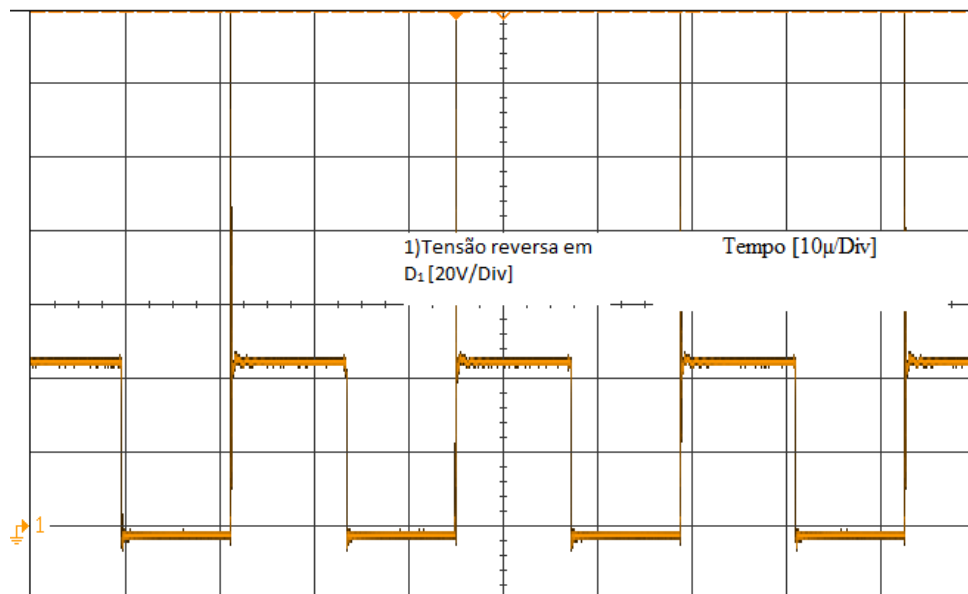


Figura 12 - Tensão reversa em D_1 .

A Figura 13 apresenta a tensão reversa no diodo D_2 . O pico de tensão no diodo D_2 é ocasionado por indutâncias parasitas no layout da placa, no entanto, como o diodo D_2 foi dimensionado para suportar uma tensão reversa de 200 V não se faz necessário o uso de um grampeador para limitar essa sobretensão. Apesar da sobretensão, o diodo apresentou uma tensão reversa de aproximadamente 96 V.

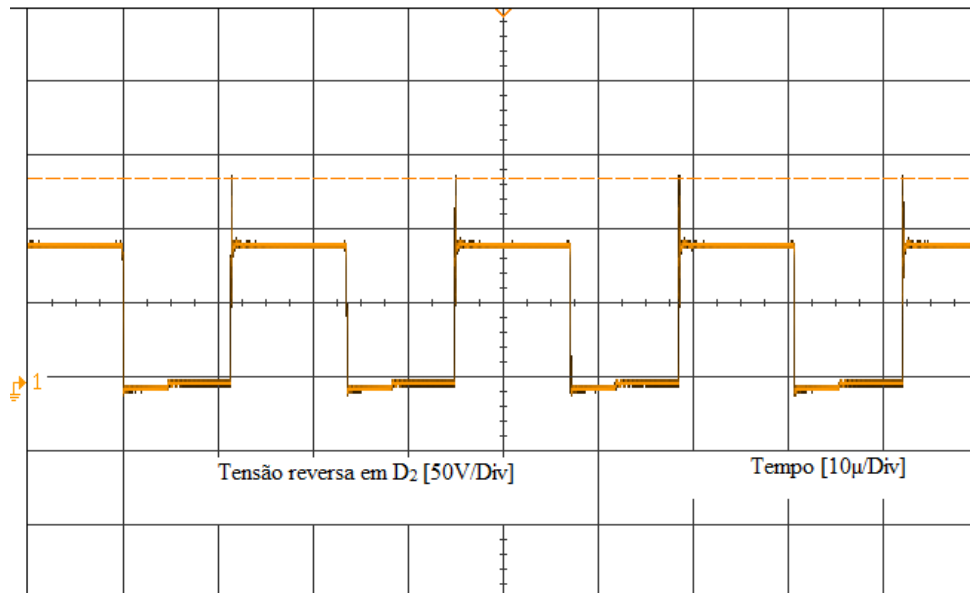


Figura 13 - Tensão reversa em D₂.

No bloqueio do diodo D₃ a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador não tem por onde circular consequentemente, essa energia introduz uma sobretensão no diodo. O diodo D₃ foi projetado para suportar uma tensão reversa de 1000 V. No laboratório o conversor chegou a apresentar uma tensão reversa de 910 V no diodo D₃, assim, se faz necessário a utilização de circuitos auxiliares que limitem esses efeitos. Para atenuar a sobretensão em D₃ foi utilizado um grampeador dissipativo composto por diodos, resistores e capacitores. A Figura 14 apresenta a tensão reversa no diodo D₃ com um circuito grampeador conectado nos terminais de D₃. Apesar da sobretensão, o diodo D₃ apresentou uma tensão reversa de aproximadamente 600 V.

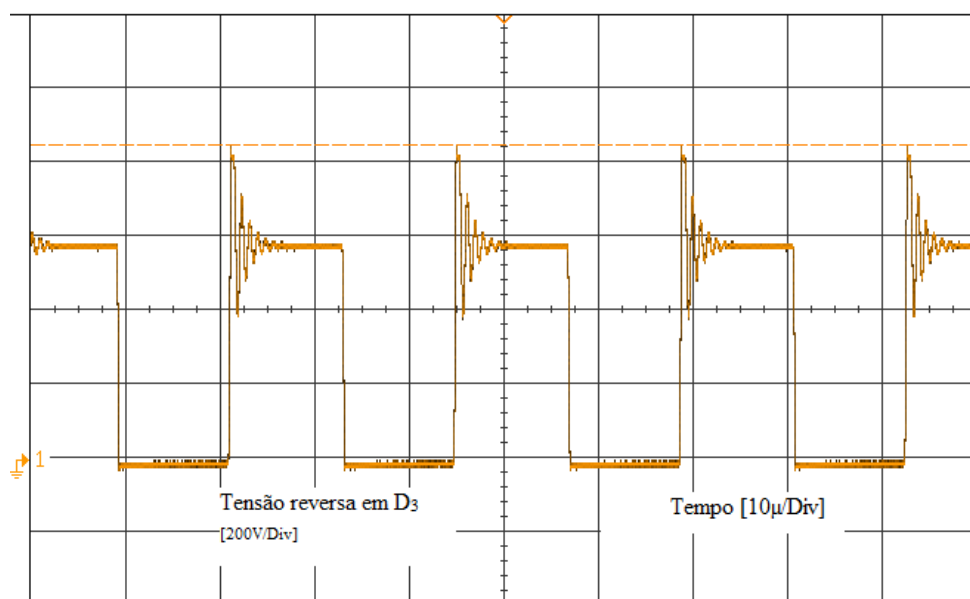


Figura 14 - Tensão reversa em D₃.

2.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma análise teórica de um conversor de alto ganho, composto por um estágio *Boost* e um estágio *Boost-Flyback*. Foram apresentadas as formas de ondas teóricas, o princípio de operação, o dimensionamento dos componentes e o ganho estático do conversor. Além disso, foi realizado um exemplo de projeto contendo o dimensionamento dos componentes de sua estrutura de potência. Os resultados de simulação e experimentais e validam a análise teórica do conversor.

O conversor CC-CC apresentou um ganho experimental de aproximadamente 16, sendo um excelente candidato para aplicações de sistemas que visam o processamento de energia gerada a partir de fontes de baixa tensão.

3 ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CA

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise teórica do inversor monofásico ponte completa, operando com modulação por largura de pulso senoidal a dois ou três níveis. Primeiramente, será feito um estudo das etapas de operação, em seguida a obtenção do ganho estático e, por último, são deduzidas as expressões para o dimensionamento dos componentes do estágio de potência. A topologia é analisada, especificamente, para o caso em que a rede elétrica está presente e é composta por um capacitor de entrada C_{in} , quatro interruptores (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) e um indutor de saída L . A Figura 15 ilustra a estrutura do inversor monofásico ponte completa.

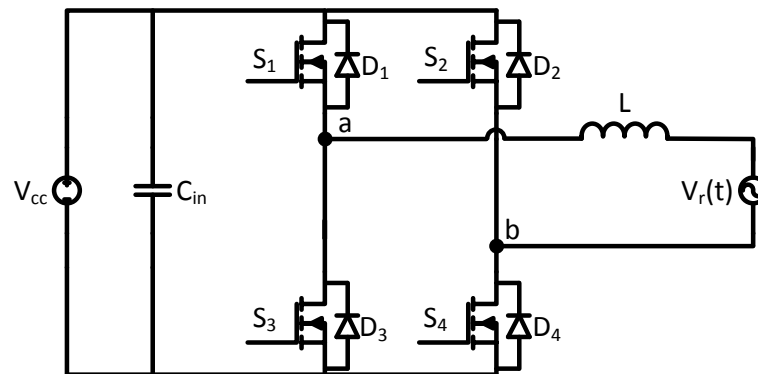


Figura 15 - Topologia do inversor ponte completa.

3.2 Inversor operando com modulação senoidal a 2 níveis

3.2.1 Princípio de funcionamento do inversor

Na modulação a dois níveis as chaves S_1 e S_4 recebem o mesmo sinal de comando, sendo este complementar ao comando de S_2 e S_3 . Essa modulação é caracterizada por apresentar dois níveis de tensão entre os terminais a e b, sendo eles $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. Dessa forma, o conversor apresenta quatro etapas de operação no modo de condução contínua, duas no semiciclo positivo da rede e duas no semiciclo negativo. As etapas de operação podem ser visualizadas na Figura 16.

A primeira etapa do semiciclo positivo se inicia quando as chaves S_1 e S_4 estão conduzindo, as chaves S_2 e S_3 e os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 estão bloqueados. O indutor L armazena energia proveniente do capacitor C_{in} e sua corrente cresce linearmente com razão $\frac{V_{cc} - V_r}{L}$. A tensão V_{ab} é igual à V_{cc} e essa etapa acaba quando as chaves S_1 e S_3 são abertas.

A segunda etapa do semiciclo positivo se inicia quando as chaves S_2 e S_3 são comandadas a conduzir, contudo devido ao sentido da corrente no indutor, os diodos D_2 e D_3

conduzirão. As chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 e os diodos D_1 e D_4 encontram-se bloqueados. O indutor L se desmagnetiza e transfere energia para o capacitor C_{in} , sua corrente decresce linearmente com razão $\frac{-V_{cc} - V_r}{L}$. A tensão V_{ab} é igual à $-V_{cc}$ e essa etapa acaba quando as chaves S_2 e S_4 são abertas. A Figura 16(a) apresenta as etapas do semiciclo positivo da rede.

O semiciclo negativo apresenta o mesmo funcionamento do semiciclo positivo da rede, ou seja, uma etapa de armazenamento e outra de transferência de energia. A Figura 16 (b) apresenta as etapas do semiciclo negativo da rede.

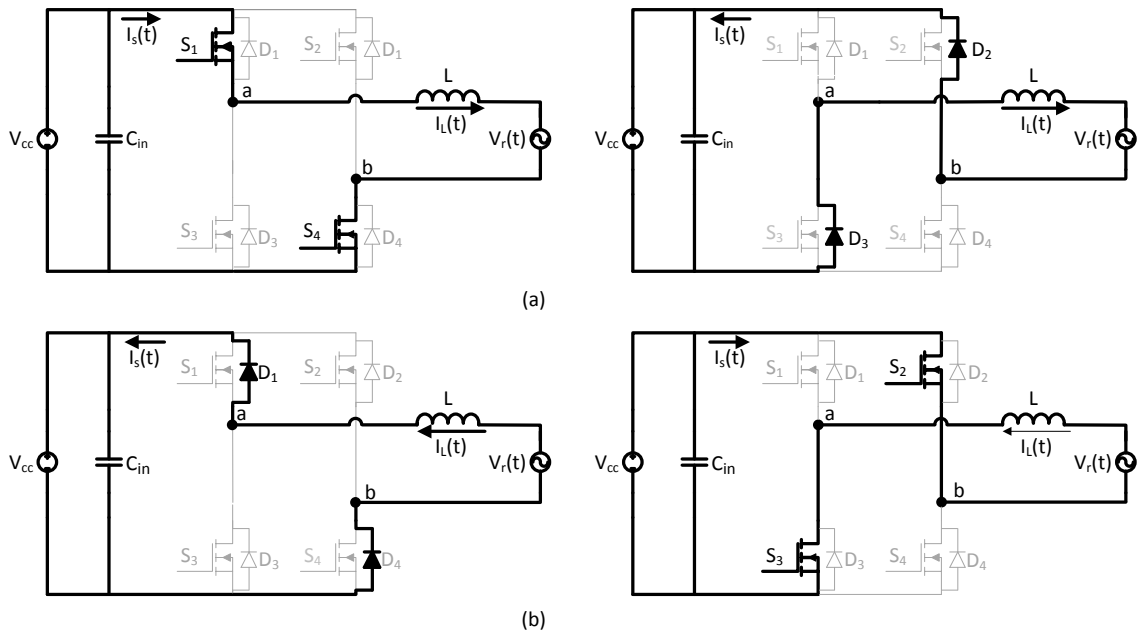


Figura 16 - Etapas de operação do conversor bidirecional: (a) semi-ciclo positivo da rede (b) semiciclo negativo da rede.

O comportamento do semiciclo positivo descrito até aqui é visualizado a partir das formas de ondas teóricas ilustradas na Figura 17.

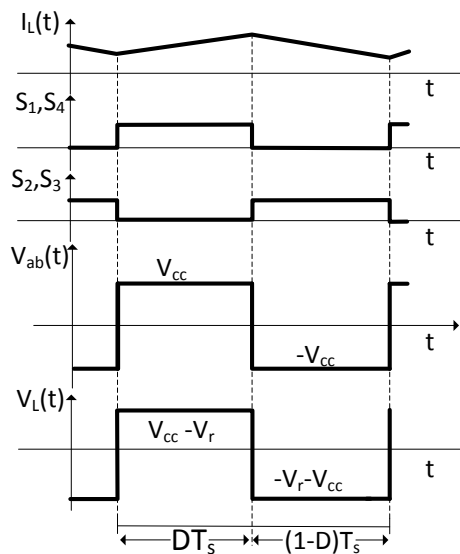


Figura 17- Formas de ondas teóricas para o semiciclo positivo.

O ganho do inversor no modo de condução contínua pode ser obtido a partir do balanço de tensão na indutância L em um período de comutação. Analisando as etapas de operação, verifica-se que quando as chaves S₁ e S₄ estiverem fechadas a indutância L recebe energia proveniente da tensão do barramento CC V_{cc}, sendo assim, pode-se escrever a seguinte equação:

$$V_L = V_{cc} - V_r(t) \quad (3.1)$$

Quando S₂ e S₃ estiverem conduzindo o indutor L transfere energia para o barramento CC, então:

$$V_L = -V_{cc} - V_r(t) \quad (3.2)$$

Como a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede considera-se a tensão da rede elétrica constante em um período de comutação. O ganho estático em um período de comutação do conversor bidirecional pode ser obtido a partir da seguinte equação:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_{cc} - V_r) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{cc} - V_r) dt \right] = 0 \quad (3.3)$$

Resolvendo-se a equação (3.3), obtém-se:

$$\frac{V_{cc}}{V_r} = \frac{1}{2D-1} \quad (3.4)$$

Isolando a razão cíclica, temos:

$$D = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_r}{V_{cc}} \quad (3.5)$$

A tensão da rede evolui de forma senoidal segundo a equação:

$$V_r(\omega t) = V_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.6)$$

Substituindo (3.6) em (3.5), obtém-se:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_{cc}} \quad (3.7)$$

Sendo:

$$A = \frac{V_{rp}}{V_{cc}} \quad (3.8)$$

As curvas mostradas na Figura 18 representam a variação da razão cíclica em um período, para diversas relações entre a tensão de pico da rede e a tensão de V_{cc}.

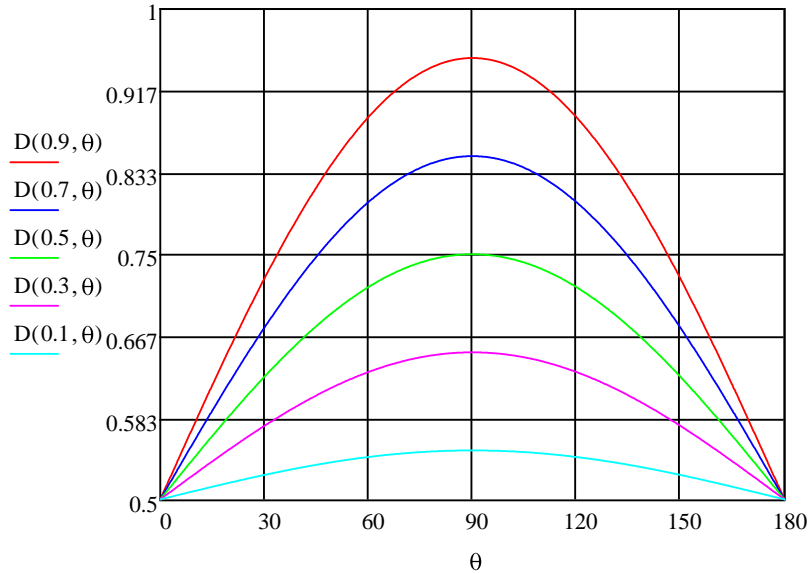


Figura 18 - Variação da razão cíclica em função de θ , para diferentes relações de A.

3.2.2 Indutância de saída L

O valor da indutância deve ser calculado considerando-se a máxima ondulação da corrente de entrada. Considerando apenas as etapas em que a chave está fechada, pode-se escrever a seguinte equação:

$$V_{cc} - V_r(t) = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D(t) \cdot T_s} \quad (3.9)$$

Substituindo-se (3.6), (3.7) e (3.6) em (3.9), obtém-se:

$$\frac{L \cdot f_s \cdot \Delta i_L}{V_{cc}} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} A^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \right) \quad (3.10)$$

O termo da esquerda pode ser definido com uma ondulação de corrente normalizada, então:

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{L \cdot f_s \cdot \Delta i_L}{V_{cc}} \quad (3.11)$$

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} A^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (3.12)$$

A Figura 19 apresenta a dependência da ondulação de corrente normalizada frente à variação do parâmetro A. Assim, para determinar o valor da indutância L, deve-se considerar o valor da máxima ondulação de corrente. Das curvas apresentadas na Figura 19, verifica-se

que a ondulação máxima ocorre para θ igual a 0° e para 180° . Substituindo-se o valor da ondulação máxima de corrente parametrizada na equação (3.11), obtém-se:

$$L = \frac{0,5 \cdot V_{cc}}{\Delta i_L \cdot f_s} \quad (3.13)$$

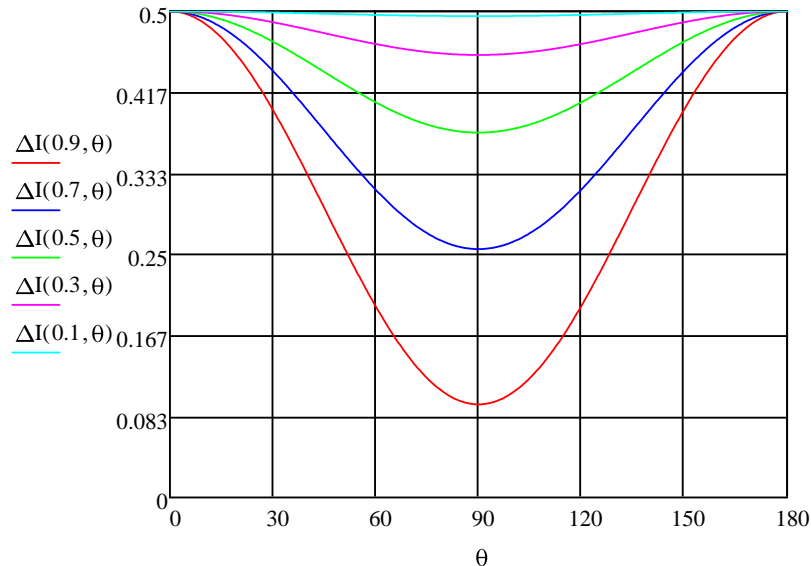


Figura 19 - Ondulação de corrente parametrizada para meio período de rede tomando A como parâmetro.

3.3 Inversor operando com modulação por largura de pulso senoidal a 3 níveis

3.3.1 Princípio de funcionamento do inversor

Na modulação a 3 níveis o sinal de comando da chave S_1 é complementar ao sinal da chave S_3 e o sinal de comando de S_2 é complementar ao sinal de S_4 . Essa modulação é caracterizada por apresentar três níveis de tensão entre os terminais a e b, sendo eles $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$. Assim, o conversor apresenta 8 etapas de operação, quatro no semiciclo positivo da rede e quatro no semiciclo negativo da rede. A Figura 20 ilustra as quatro etapas de operação do semiciclo positivo.

A etapa a.1 do semiciclo positivo se inicia quando as chaves S_1 e S_4 estão conduzindo, as chaves S_2 e S_3 bloqueadas e os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 estão bloqueados. O indutor L armazena energia proveniente do capacitor C_{in} e sua corrente cresce linearmente. A tensão V_{ab} é igual à V_{cc} e essa etapa acaba quando a chave S_4 bloqueia. A etapa a.2 do semiciclo positivo se inicia quando a chave S_2 é comandada a conduzir, no entanto, devido ao sentido da corrente no indutor, o diodo D_2 irá conduzir. As chaves S_2 , S_3 e S_4 e os diodos D_1 , D_3 e D_4 encontram-se bloqueados. A tensão V_{ab} anula-se e o indutor L se desmagnetiza e transfere energia para a rede elétrica, sua corrente decresce linearmente. A etapa a.3 apresenta o mesmo

funcionamento descrito na etapa a.1. A etapa a.4 possui o mesmo funcionamento da etapa a.2, no entanto, S_4 e D_3 estão conduzindo.

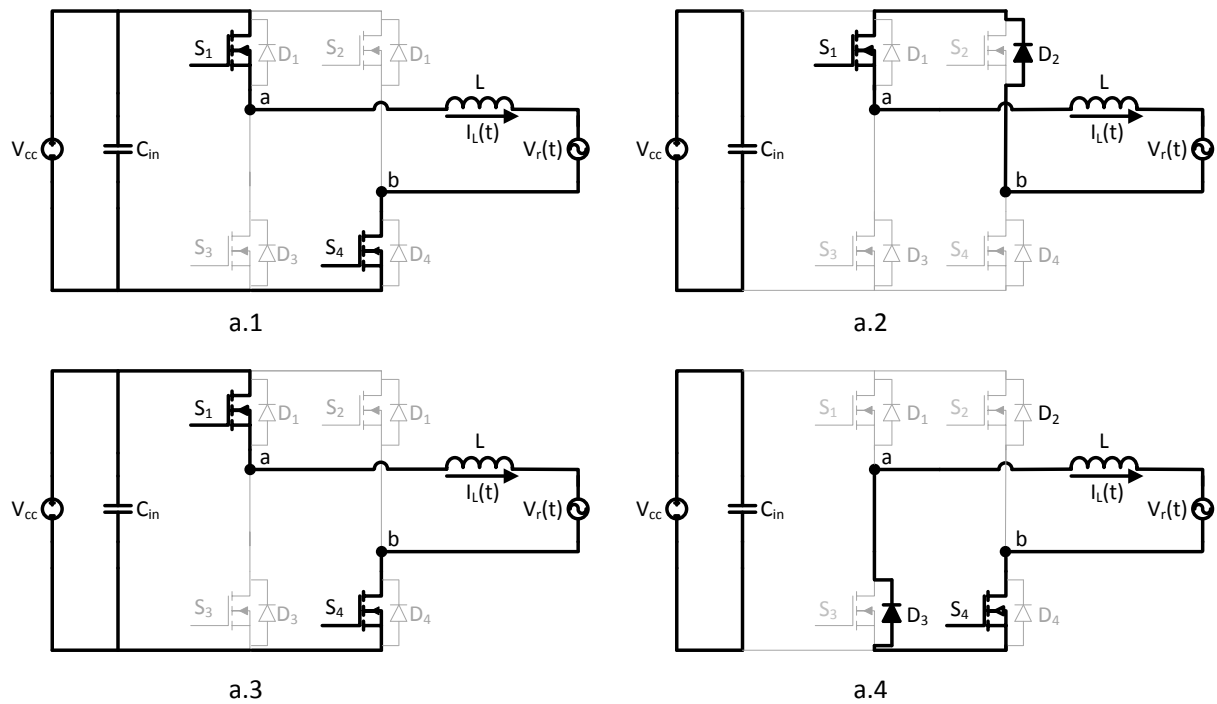


Figura 20 - Etapas de operação no semiciclo positivo da rede.

O semiciclo negativo apresenta o mesmo funcionamento do semiciclo positivo da rede, ou seja, uma etapa de armazenamento e outra de transferência de energia. A Figura 21 apresenta as quatro etapas de operação do semiciclo negativo.

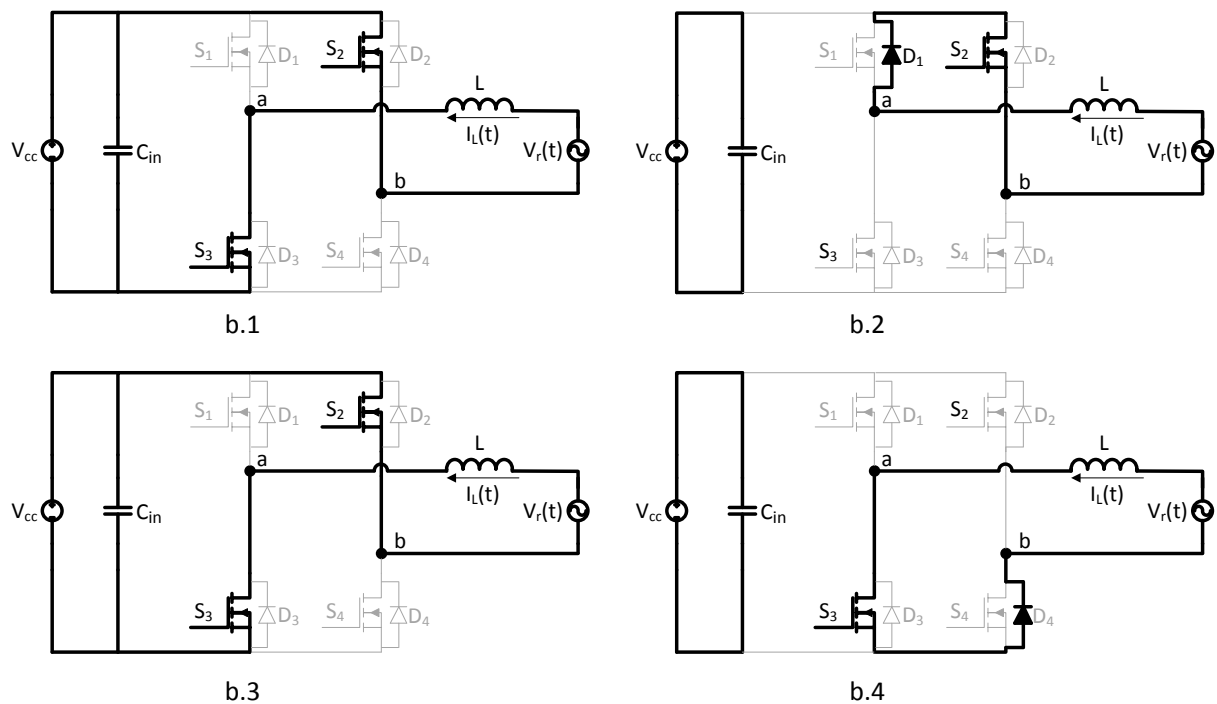


Figura 21 - Etapas de operação no semiciclo negativo da rede.

O comportamento do semiciclo positivo descrito até aqui é visualizado a partir das formas de ondas teóricas ilustradas na Figura 22.

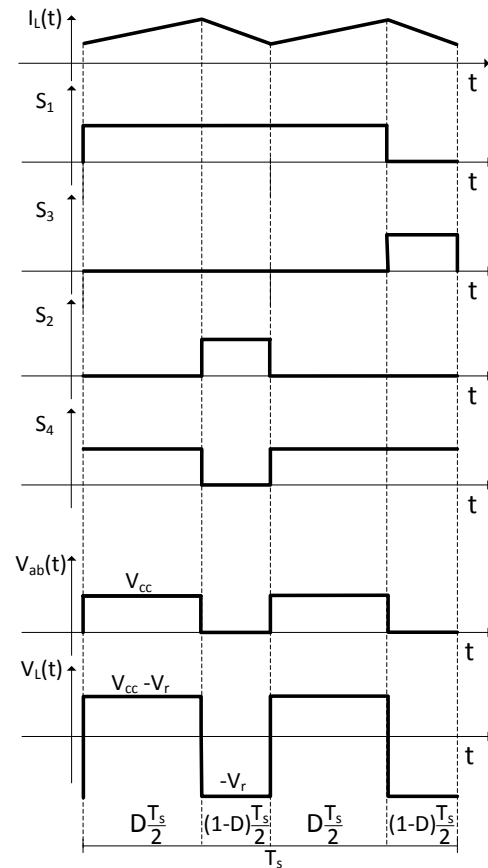


Figura 22 - Formas de ondas teóricas no semiciclo positivo.

O ganho do inversor operando com modulação a três níveis pode ser obtido a partir do balanço de tensão na indutância L em um período de comutação. Analisando as formas de ondas da Figura 22, verifica-se que quando as chaves S_1 e S_4 estiverem fechadas a indutância L recebe energia proveniente da tensão do barramento CC V_{cc} . Quando S_1 e D_2 estiverem conduzindo o indutor L transfere energia para a rede elétrica, o ganho estático pode ser obtido através de (3.14).

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\frac{DT_s}{2}} (V_{cc} - V_r) dt + \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} (-V_r) dt \right] = 0 \quad (3.14)$$

Resolvendo-se a equação (3.14), obtém-se:

$$\frac{V_{cc}}{V_r} = \frac{1}{D} \quad (3.15)$$

Assim, a razão cíclica é dada pela equação (3.16).

$$D(\omega t) = \frac{V_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_{cc}} \quad (3.16)$$

3.3.2 Indutância de saída L

O valor da indutância deve ser calculado considerando-se a máxima ondulação da corrente de entrada. Considerando apenas as etapas em que a chave está fechada, pode-se escrever a seguinte equação:

$$V_{cc} - V_r(\omega t) = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D(\omega t) \cdot T_s} \quad (3.17)$$

Substituindo-se (3.16) em (3.9), obtém-se:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_s \cdot \Delta i_L}{V_{cc}} = (A \cdot \text{sen}(\omega t) - A^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)) \quad (3.18)$$

O termo da esquerda pode ser definido com uma ondulação de corrente normalizada, então:

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{2 \cdot L \cdot f_s \cdot \Delta i_L}{V_{cc}} \quad (3.19)$$

O valor da corrente normalizada é definido na equação (3.20).

$$\overline{\Delta i_L} = A \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{1}{2} A^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (3.20)$$

A Figura 23 apresenta a dependência da ondulação de corrente normalizada frente à variação do parâmetro A.

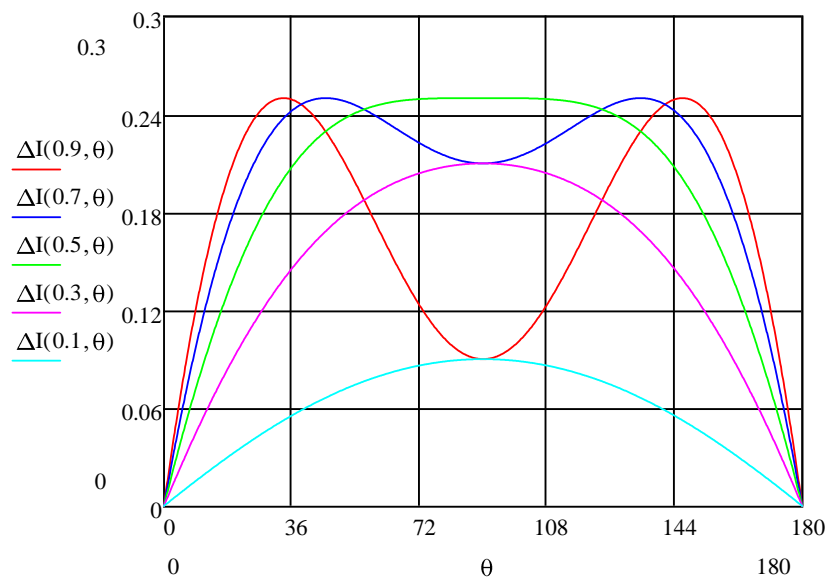


Figura 23 - Ondulação de corrente parametrizada para meio período de rede tomando A como parâmetro.

Assim, para determinar o valor da indutância L , deve-se considerar o valor da máxima ondulação de corrente. Isolando-se a indutância L na equação (3.19), obtém-se:

$$L = \frac{\overline{\Delta i_L} \cdot V_{cc}}{2 \cdot \Delta i_L \cdot f_s} \quad (3.21)$$

3.4 Capacitância de entrada

Para manter a tensão do barramento CC regulada e diminuir a influencia da ponte inversora nos capacitor C_{o1} e C_{o2} do conversor CC-CC, faz-se necessário a adição de um capacitor na entrada do inversor. Com base nas convenções de correntes apresentadas na Figura 24 e considerando que a componente de 120 Hz da corrente drenada pelo inversor circula apenas no capacitor de entrada C_{in} do inversor, é possível escrever a equação (3.22) [18].

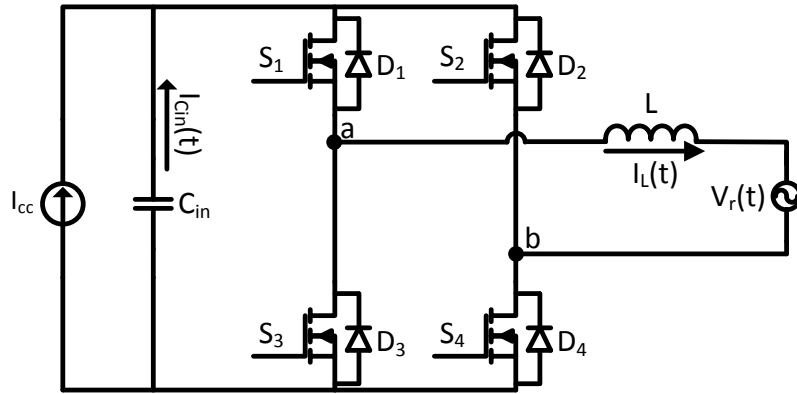


Figura 24 - Inversor CC-CA.

$$V_{Cin} = X_{Cin} \cdot I_{Cin} = \Delta V_{Cinp} = X_c \cdot I_{Cinp} \quad (3.22)$$

Onde:

$$X_{Cin} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_{in}} \quad (3.23)$$

Sabendo que devido à ponte inversora a frequência da equação (3.23) é o dobro da frequência da rede elétrica f_r e substituindo-se (3.23) em (3.22), obtém-se:

$$C_{in} = \frac{I_{Cinp}}{4\pi \cdot f_r \cdot \Delta V_{Cinp}} \quad (3.24)$$

Para obter o valor da expressão final de C_{in} , é necessário determinar o valor de pico da corrente no capacitor. A tensão, a corrente e a potência da rede são apresentadas nas equações (3.25), (3.26) e (3.27), respectivamente.

$$V_r(\omega t) = V_r \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.25)$$

$$I_r(\omega t) = I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.26)$$

$$P_{cc}(\omega t) = V_{cc}(\omega t) \cdot I_{cc}(\omega t) \quad (3.27)$$

Substituindo (3.25) e (3.26) em (3.27), obtém-se:

$$P_r(\omega t) = V_{rp} \cdot I_{rp} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (3.28)$$

A expressão da potência instantânea de entrada pode ser obtida através da seguinte equação:

$$P_{cc}(\omega t) = V_{cc} \cdot I_{cc}(\omega t) \quad (3.29)$$

Supondo o conversor ideal, ou seja, desconsiderando as perdas, temos:

$$P_{cc}(t) = P_r(t) \quad (3.30)$$

A potência média entregue a rede é dada por:

$$P_{er} = \frac{V_{rp} \cdot I_{rp}}{2} \quad (3.31)$$

Substituindo (3.28) e (3.29) em (3.30), obtém-se:

$$I_{cc}(t) = \frac{V_{rp}}{V_{cc}} \cdot I_{rp} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (3.32)$$

Sabendo que:

$$\text{sen}^2(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \quad (3.33)$$

Substituindo (3.33) em (3.32), obtém-se:

$$I_{cc}(\omega t) = \frac{1}{2} \frac{V_{rp}}{V_{cc}} \cdot I_{rp} - \frac{1}{2} \frac{V_{rp}}{V_{cc}} \cdot I_{rp} \cdot \cos(2\omega t) \quad (3.34)$$

Substituindo (3.31) em (3.34), obtém-se:

$$I_{cc}(\omega t) = \frac{P_{er}}{V_{cc}} - \frac{P_{er}}{V_{cc}} \cdot \cos(2\omega t) \quad (3.35)$$

Como a corrente média através do capacitor C_{in} é nula, a componente contínua da equação (3.35) não passa pelo capacitor de saída, obtém-se a seguinte expressão para I_{cc} .

$$I_{Cin}(\omega t) = -\frac{P_{er}}{V_{cc}} \cdot \cos(2\omega t) \quad (3.36)$$

Onde a corrente de pico em C_{in} é dada por:

$$I_{Cinp} = \frac{P_{er}}{V_{cc}} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.37) em (3.24) e sabendo que ΔV_{Cinp} é igual a $\frac{\Delta V_{Cin}}{2}$, obtém-se a expressão final para o cálculo da capacitância de entrada:

$$C_{in} = \frac{P_{er}}{2\pi \cdot f_r \cdot V_{cc} \cdot \Delta V_{Cin}} \quad (3.38)$$

3.4.1 Corrente eficaz em C_{in} operando com modulação a dois níveis

Considerando a corrente no indutor constante em um período de comutação e o inversor operando com modulação a dois níveis, tem-se na Figura 25 a corrente no capacitor de entrada C_{in} .

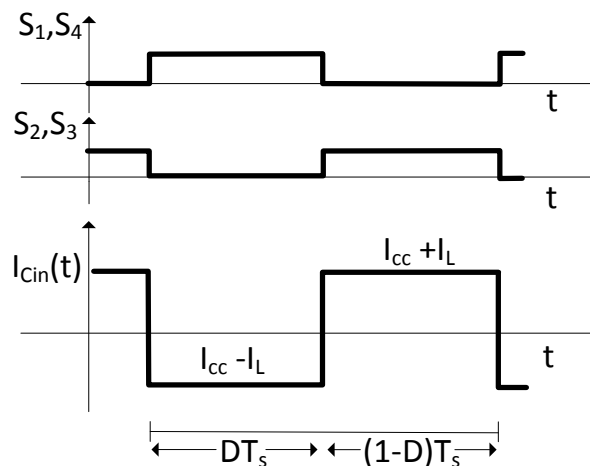


Figura 25 - Corrente no capacitor C_{in} para modulação a dois níveis.

Através da Figura 25, obtém-se na equação (3.39) e (3.40) a corrente eficaz no capacitor de entrada para um período de comutação.

$$I_{Cin1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (I_{cc} - I_L)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} (I_{cc} + I_L)^2 dt \right]} \quad (3.39)$$

$$I_{Cin1ef} = \sqrt{(I_{cc} - I_L)^2 \cdot D + (I_{cc} + I_L)^2 \cdot (1-D)} \quad (3.40)$$

Considerando que a razão cíclica e a corrente no indutor L variam em um período da rede, de acordo com, respectivamente, (3.7) e (3.26), é possível obter em (3.41) a expressão da corrente eficaz no capacitor de entrada para um período da rede.

$$I_{Cinef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} (I_{cc} - I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot D(\omega t) d\omega t + \int_0^{\pi} (I_{cc} + I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot (1-D(\omega t)) d\omega t \right]} \quad (3.41)$$

3.4.2 Corrente eficaz em C_{in} operando com modulação a três níveis

Considerando a corrente no indutor constante em um período de comutação e o inversor operando com modulação a três níveis, tem-se na Figura 26 a corrente no capacitor de entrada C_{in} .

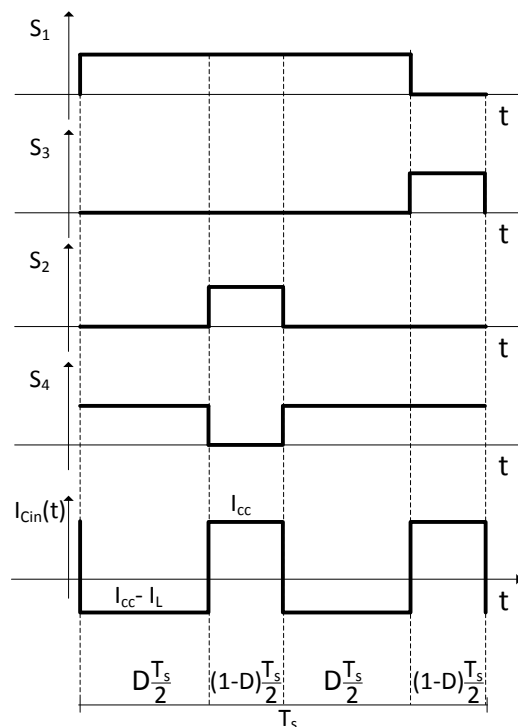


Figura 26 - Formas de onda no capacitor operando com modulação a três níveis.

Através da Figura 26, obtém-se na equação (3.42) e (3.43) a corrente eficaz no capacitor de entrada para um período de comutação.

$$I_{Cin1ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{DT_s}{2}} (I_{cc} - I_L)^2 dt + \int_{\frac{DT_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} (I_{cc})^2 dt \right]} \quad (3.42)$$

$$I_{Cin1ef} = \sqrt{(I_{cc} - I_L)^2 \cdot D + (I_{cc} + I_L)^2 \cdot (1-D)} \quad (3.43)$$

Considerando que a razão cíclica e a corrente no indutor L variam em um período da rede, de acordo com, respectivamente, (3.16) e (3.26), é possível obter em (3.41) a expressão da corrente eficaz no capacitor de entrada para um período da rede.

$$I_{Cinef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} (I_{cc} - I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot D(\omega t) d\omega t + \int_0^{\pi} (I_{cc})^2 \cdot (1-D(\omega t)) d\omega t \right]} \quad (3.44)$$

3.5 Esforços de corrente nos semicondutores

3.5.1 Inversor operando com modulação a dois níveis

Para dimensionar os semicondutores do circuito de potência, deve-se determinar o valor médio e eficaz da corrente que circula através deles. Assim, deve-se considerar que a corrente nos semicondutores apresentam uma componente em alta frequência e uma componente na frequência de 60 Hz. As formas de ondas dos semicondutores são apresentadas na Figura 27.

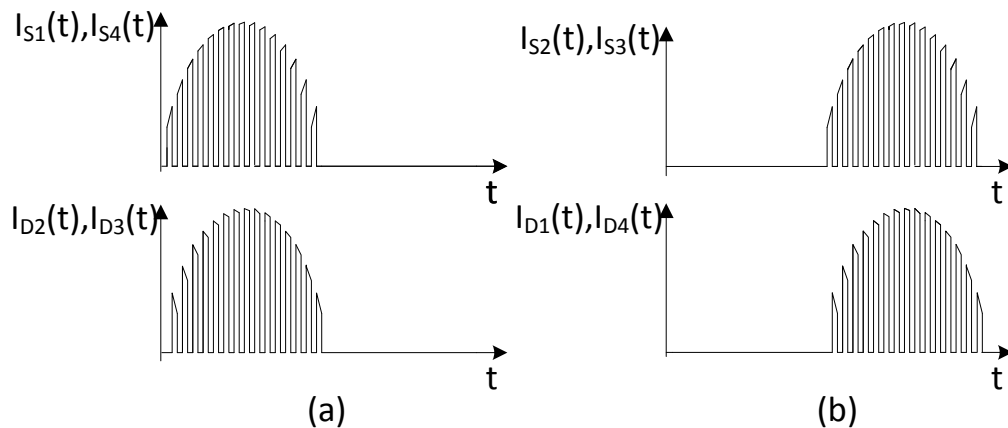


Figura 27 - Formas de onda das correntes nos semicondutores: (a) semiciclo positivo, (b) semiciclo negativo.

No inversor com modulação por largura de pulso senoidal a dois níveis, um par de diodos e um par de chaves conduzem de modo complementar. As expressões da corrente média em um período de comutação nas chaves e nos diodos são definidas pelas equações (3.45) e (3.46), respectivamente.

$$I_{Sm} = D \cdot I_L \quad (3.45)$$

$$I_{Dm} = (1 - D) \cdot I_L \quad (3.46)$$

O valor médio da corrente nos diodos e nas chaves em um período da rede é dado por:

$$I_{Smed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot D(\omega t)] d\omega t \quad (3.47)$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot (1 - D(\omega t))] d\omega t \quad (3.48)$$

As expressões da corrente eficaz em um período de comutação nas chaves e nos diodos são definidas nas equações (3.49) e (3.50), respectivamente.

$$I_{Se} = \sqrt{D} \cdot I_L \quad (3.49)$$

$$I_{De} = \sqrt{(1 - D)} \cdot I_L \quad (3.50)$$

O valor eficaz da corrente nas chaves e diodos para um período completa da rede é dado por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp}^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \cdot D(\omega t)] d\omega t} \quad (3.51)$$

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp}^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \cdot (1 - D(\omega t))] d\omega t} \quad (3.52)$$

3.5.2 Inversor operando com Modulação três níveis

As formas de ondas do semiciclo positivo dos semicondutores com o inversor operando com modulação a três níveis são apresentadas na Figura 28.

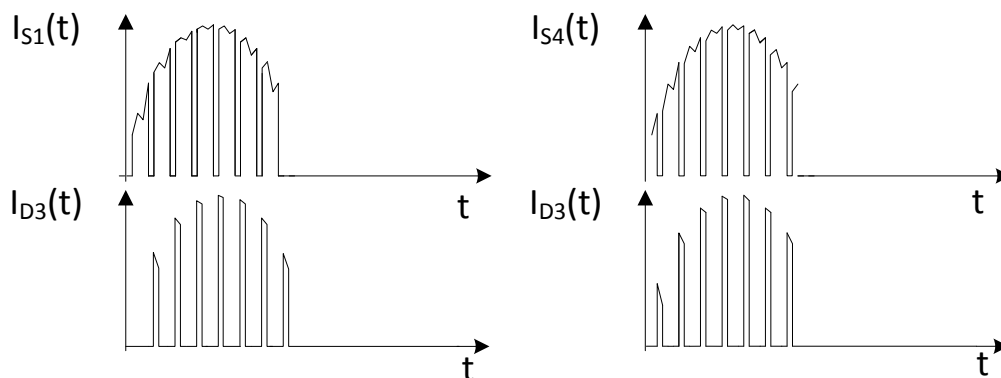


Figura 28 – Formas de onda dos semicondutores no semiciclo positivo.

As expressões da corrente média em um período de comutação nas chaves e nos diodos são definidas nas equações (3.53) e (3.54), respectivamente.

$$I_{Sm} = \int_0^{\frac{T_s(1+D)}{2}} I_L dt = \frac{1+D}{2} \cdot I_L \quad (3.53)$$

$$I_{Dm} = \int_0^{\frac{(1-D)T_s}{2}} I_L dt = \frac{1-D}{2} \cdot I_L \quad (3.54)$$

O valor médio da corrente nos diodos e nas chaves em um período da rede é dado por:

$$I_{Smed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{1+D(\omega t)}{2}] d\omega t \quad (3.55)$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{1-D(\omega t)}{2}] d\omega t \quad (3.56)$$

As expressões da corrente eficaz em um período de comutação nas chaves e nos diodos são definidas nas equações (3.57) e (3.58), respectivamente.

$$I_{Se} = \sqrt{\frac{1+D}{2}} \cdot I_L \quad (3.57)$$

$$I_{De} = \sqrt{\frac{1-D}{2}} \cdot I_L \quad (3.58)$$

O valor eficaz da corrente nas chaves e diodos para um período completo da rede é dado por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp}^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \cdot \frac{1+D(\omega t)}{2}] d\omega t} \quad (3.59)$$

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{rp}^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \cdot \frac{1-D(\omega t)}{2}] d\omega t} \quad (3.60)$$

3.6 Conclusão

Este capítulo apresenta o estudo da estrutura de potência do inversor monofásico ponte completa, operando com modulação PWM senoidal a dois e a três níveis. O princípio de operação, a geração dos sinais de comando e o dimensionamento dos componentes da estrutura de potência foram discutidos detalhadamente.

4 SISTEMA DE CONTROLE

4.1 Introdução

Para se injetar energia elétrica é necessária uma corrente com baixa taxa de distorção harmônica e com fase oposta à tensão da rede. Assim, a estratégia de controle adotada para o inversor consiste de duas malhas, uma de corrente e outra de tensão. A malha de corrente tem que ser suficiente rápida para reproduzir uma corrente com a forma senoidal em defasada de 180° da tensão da rede elétrica e com baixa distorção harmônica. A malha de tensão tem o objetivo de regular a tensão do barramento CC e controlar o fluxo de potência, tendo que ser suficientemente lenta para que exista desacoplamento dinâmico em relação à malha de controle de corrente. A estratégia de controle adotada para o conversor Boost do estágio CC-CC consiste de uma malha de corrente responsável por controlar a corrente drenada da fonte de baixa tensão. Como a fonte de entrada é considerada constante o controle de corrente será responsável por determinar a potência que é drenada da fonte. A Figura 29 apresenta a estrutura de controle do sistema completo.

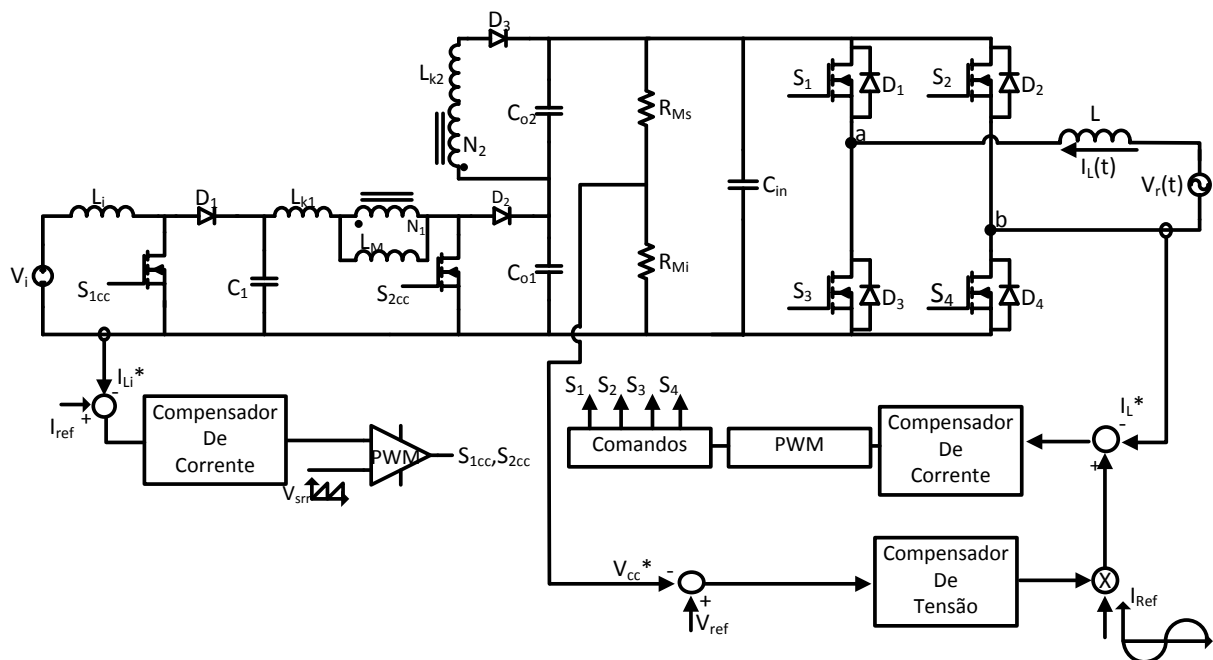


Figura 29 – Estrutura de controle do sistema completo.

4.2 Malha de controle de corrente do inversor

Na malha de controle de corrente o sinal de corrente do indutor do inversor, monitorado por um resistor shunt, será subtraído de uma corrente de referência, resultando em um erro que será aplicado a um compensador de corrente. O sinal de controle produzido pelo

controlador de corrente é aplicado à entrada do modulador PWM que gera os sinais de comando das chaves. Na modulação a dois níveis, o compensador vai produzir uma tensão que será comparada com uma onda dente de serra, de frequência f_s e amplitude V_{srr} , gerando o comando PWM para acionar as chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , sendo os comandos S_1 e S_4 complementares aos das chaves S_2 e S_3 . Na modulação a três níveis, o sinal de controle produzido pelo compensador é comparado com duas ondas triangulares, de frequência f_s , amplitude V_{pico} e defasadas de 180° , o sinal gerado pela comparação produz os comandos de S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . A Figura 30 apresenta a estrutura do inversor com controle de corrente.

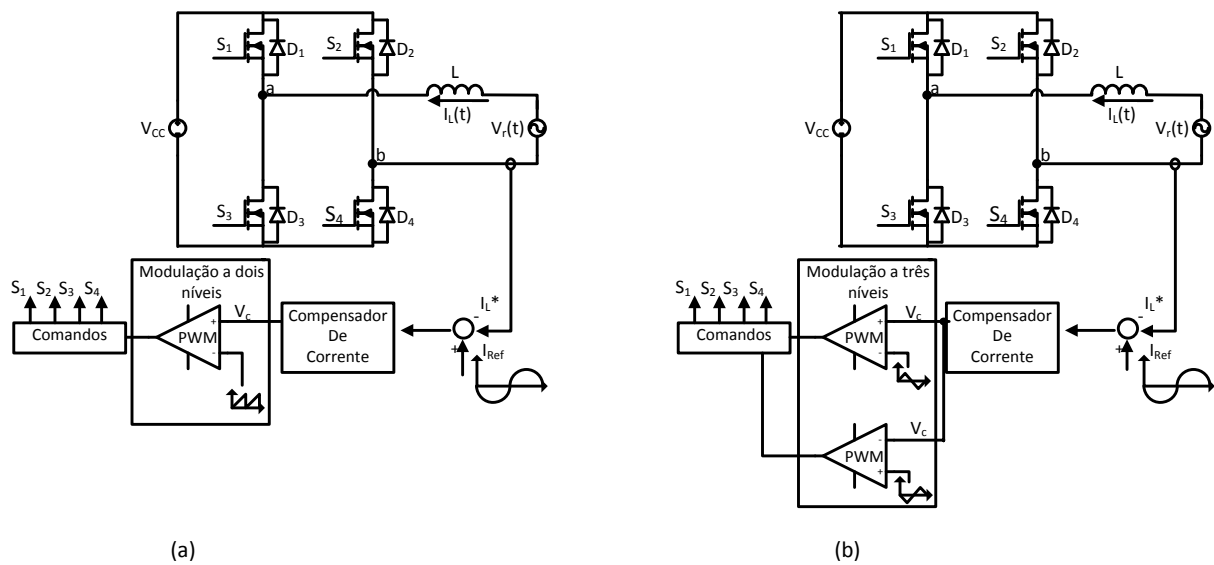


Figura 30 - Inversor com malha de corrente: (a) modulação PWM senoidal a 2 níveis (b) modulação PWM senoidal a 3 níveis.

Analisando a Figura 30, pode-se representar a malha de corrente por um diagrama de blocos, como apresentado na Figura 31.

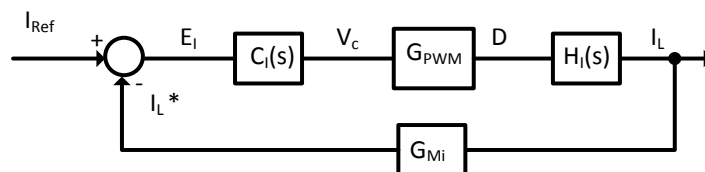


Figura 31 - Diagrama de blocos da malha de corrente.

Onde:

- $H_I(s)$ é o modelo por valores médios instantâneos do inversor;
- $C_I(s)$ é o compensador de corrente;
- G_{PWM} é ganho do modulador PWM;
- G_{MI} é ganho do sensor de corrente.

Nos itens a seguir será feita uma análise detalhada de cada bloco da malha de controle, sendo o modulador PWM de dois níveis ou de três níveis.

4.2.1 Modelo da planta por valores médios instantâneos

4.2.1.1 Modulação a dois níveis

Para obtenção deste modelo, serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro de um intervalo de comutação. Como a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede elétrica considera-se a tensão da rede constante em um intervalo de comutação, então:

$$V_r(t) = V_r \quad (4.1)$$

A partir da Figura 32, que apresenta a tensão entre os terminais a e b, obtém-se em (4.2) a tensão média V_{ab} em um período de comutação.

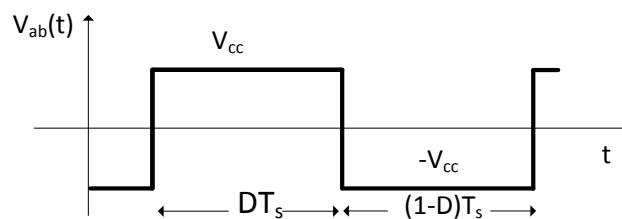


Figura 32 - Tensão entre os terminais a e b.

$$V_{ab} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} V_{cc} dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_{cc} dt \right] \quad (4.2)$$

$$V_{ab} = (2D - 1) \cdot V_{cc} \quad (4.3)$$

Através do valor médio instantâneo da tensão sobre os terminais a e b é possível obter um modelo simplificado do inversor em função da variável de controle D. O modelo é apresentado na Figura 33.

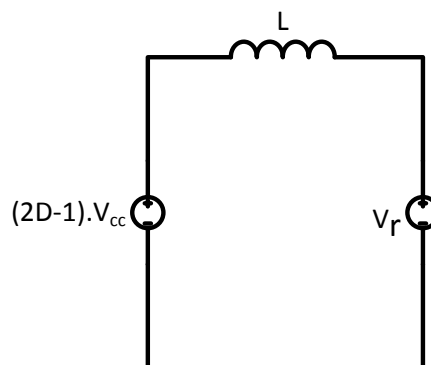


Figura 33 - Modelo simplificado do inversor.

Analisando o circuito do modelo simplificado, pode-se escrever a seguinte equação:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} [(2D-1)V_{cc} - V_r] \quad (4.4)$$

Aplicando-se uma pequena perturbação na corrente e na razão cíclica, obtém-se:

$$\frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} [(2 \cdot [D + \hat{d}(t)] - 1)V_{cc} - V_r] \quad (4.5)$$

Expandindo-se a equação (4.5), temos:

$$\frac{d(I_L)}{dt} + \frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} (2 \cdot \hat{d}(t) \cdot V_{cc} + 2 \cdot D \cdot V_{cc} - V_{cc} - V_r) \quad (4.6)$$

$$\frac{d(I_L)}{dt} + \frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} (2 \cdot \hat{d}(t) \cdot V_{cc}) + \frac{1}{L} (2 \cdot D \cdot V_{cc} - V_{cc} - V_r)$$

Substituindo a equação(4.4) em (4.6), obtém-se:

$$\frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} (2 \cdot \hat{d}(t) \cdot V_{cc}) \quad (4.7)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (4.7), obtém-se em a função de transferência do inversor com modulação dois níveis.

$$H_i(s) = \frac{\hat{i}_L(t)}{\hat{d}(t)} = \frac{2 \cdot V_{cc}}{s \cdot L} \quad (4.8)$$

4.2.1.2 Modulação a três níveis

A partir da Figura 34, que apresenta a tensão nos terminais a e b, obtém-se em (4.9) a tensão média V_{ab} em um período de comutação.

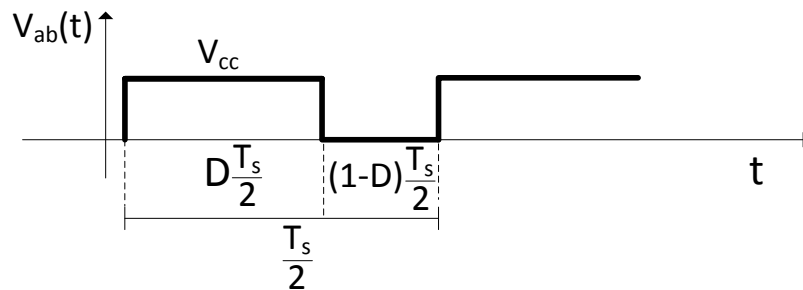


Figura 34 – Tensão nos terminais a e b.

$$V_{ab} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_{cc} dt \quad (4.9)$$

$$V_{ab} = D \cdot V_{cc} \quad (4.10)$$

Através do valor médio instantâneo da tensão sobre os terminais a e b é possível obter um modelo simplificado do inversor em função da variável de controle D. O modelo é apresentado na Figura 35.

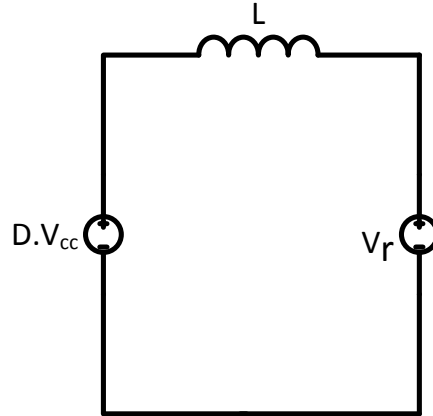


Figura 35 - Modelo simplificado do inversor.

Analisando o circuito do modelo simplificado, pode-se escrever a seguinte equação:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} [DV_{cc} - V_r] \quad (4.11)$$

Aplicando-se uma pequena perturbação na corrente e na razão cíclica, obtém-se:

$$\frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} [(D + \hat{d}(t))V_{cc} - V_r] \quad (4.12)$$

Expandindo-se a equação (4.12), temos:

$$\frac{d(I_L)}{dt} + \frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} (\hat{d}(t) \cdot V_{cc} + D \cdot V_{cc} - V_r) \quad (4.13)$$

$$\frac{d(I_L)}{dt} + \frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} (\hat{d}(t) \cdot V_{cc}) + \frac{1}{L} (D \cdot V_{cc} - V_r)$$

Substituindo a equação (4.11) em (4.13), obtém-se:

$$\frac{d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \frac{1}{L} (\hat{d}(t) \cdot V_{cc}) \quad (4.14)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (4.14) e rearranjando a equação, obtém-se a função de transferência do inversor com modulação a três níveis.

$$H_i(s) = \frac{\hat{i}_L(t)}{\hat{d}(t)} = \frac{V_{cc}}{s \cdot L} \quad (4.15)$$

4.2.2 Compensador de Corrente

O compensador de corrente utilizado para controlar a corrente de saída do inversor é o proporcional integral (PI) com filtro, conforme apresentado na Figura 36. Ele apresenta dois pólos e um zero conferindo um grau maior de liberdade no ajuste da resposta do sistema, quando comparado ao PI. Além disso, esse tipo de compensador apresenta atenuação em altas frequências, o que reduz a quantidade de ruídos do circuito experimental. A principal aplicação desse compensador é o controle do conversor Boost para correção de fator de potência [18].

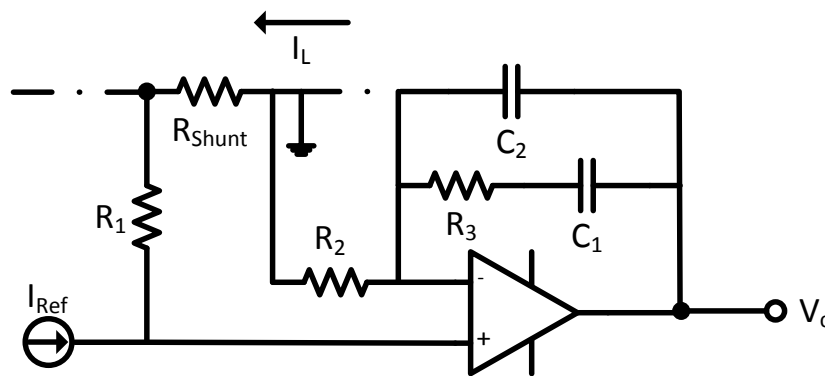


Figura 36 - Compensador de corrente.

Analisando o circuito da Figura 36, observa-se que o compensador é um amplificador realimentado na configuração não inversora. A função de transferência do compensador é apresentada na seguinte equação:

$$\frac{V_c}{V_+} = \frac{Z_r}{Z_f} + 1 \quad (4.16)$$

Z_R e Z_f são, respectivamente, as impedâncias de realimentação e de entrada da parte inversora do amplificador operacional. Assim, considerando a estrutura da Figura 36, as impedâncias Z_R e Z_f são definidas em (4.17).

$$Z_R = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot s + 1}{C_1 + C_2} \right]} \quad (4.17)$$

$$Z_f = R_2$$

Substituindo (4.17) em (4.16), obtém-se a função de transferência do compensador de corrente, resultando em:

$$C_I(s) = \frac{V_o}{V_+} = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot s + 1 \right]} + 1 \quad (4.18)$$

Através da escolha adequada dos componentes do compensador é possível garantir que a parcela dependente da frequência seja muito maior do que 1, obtendo-se a equação(4.19).

$$C_I(s) = \frac{V_o}{V_+} = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot s + 1 \right]} \quad (4.19)$$

Observando a equação (4.19), percebe-se que o compensador de corrente possui o zero situado em (4.20) e os polos em (4.21).

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (4.20)$$

$$f_{p1} = 0 \quad f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (4.21)$$

O diagrama de Bode assintótico de módulo da função de transferência do compensador é apresentado na Figura 37.

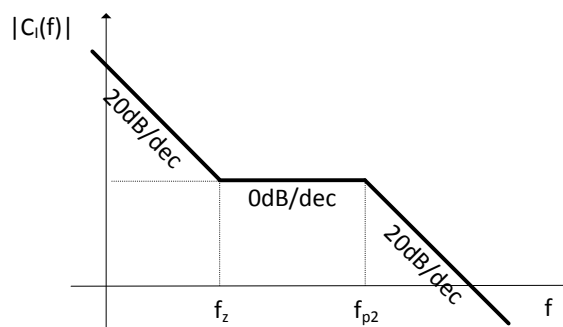


Figura 37 - Diagrama de bode de módulo do compensador.

4.2.3 Ganho do modulador PWM

4.2.3.1 Modulação a dois níveis

O modulador PWM transforma o sinal da saída do compensador em pulsos que acionam chaves S₁, S₂, S₃ e S₄. A Figura 38 apresenta como são gerados os sinais de comando na modulação a dois níveis.

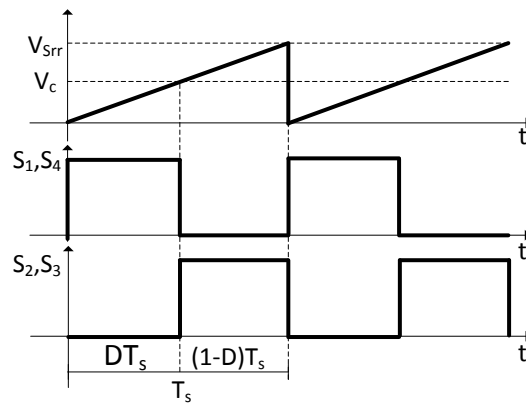


Figura 38 - Sinais do modulador PWM de dois níveis.

Analisando a Figura 38, pode-se escrever em (4.22) a expressão da onda dente de serra em um período de comutação.

$$V_{srr}(t) = \frac{V_{Srr}}{T_s} t \quad (4.22)$$

Quando V_{srr} se iguala a V_c , temos:

$$V_c = V_{Srr} \cdot D \quad (4.23)$$

Assim o ganho G_{PWM} é apresentado na equação (4.24).

$$G_{PWM} = \frac{D}{V_c} = \frac{1}{V_{Srr}} \quad (4.24)$$

4.2.3.2 Modulação a três níveis

A Figura 39 apresenta como são gerados os sinais das chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 .

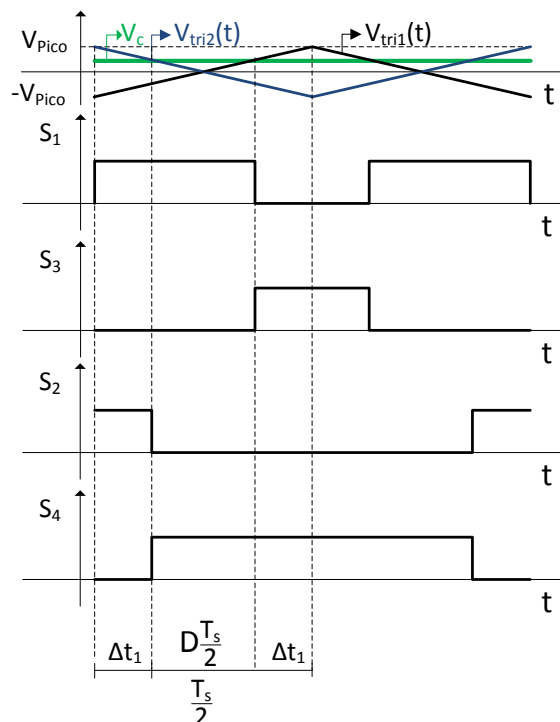


Figura 39 - Sinais do modulador PWM de três níveis.

Analisando a Figura 39, pode-se escrever em (4.25), a expressão da onda triangular $V_{tri1}(t)$ em um período de comutação.

$$V_{tri1}(t) = -V_{Pico} + \frac{4V_{pico}}{T_s} t \quad (4.25)$$

O intervalo Δt_1 é dado pela equação (4.26).

$$\Delta t_1 = \frac{1-D}{4} T_s \quad (4.26)$$

Assim, quando V_{tri} se iguala a V_c , temos:

$$\begin{aligned} V_c &= -V_{Pico} + \frac{4V_{Pico}}{T_s} \cdot \left(\frac{(1-D)T_s}{4} + \frac{DT_s}{2} \right) \\ V_c &= -V_{Pico} + V_{Pico}(1+D) \\ V_c &= V_{Pico}D \end{aligned} \quad (4.27)$$

Assim o ganho G_{PWM} é apresentado na equação (4.28).

$$G_{PWM} = \frac{D}{V_c} = \frac{1}{V_{Pico}} \quad (4.28)$$

4.2.4 Sensor de Corrente

O sensor de corrente do inversor é um resistor inserido no caminho de $i_L(t)$, denominado R_{Shunt} . Analisando a estrutura do compensador de corrente, pode-se deduzir a seguinte equação:

$$V_+ = i_{ref}(t) \cdot R_1 - R_{Shunt} \cdot I_L = E_I \quad (4.29)$$

Quando o erro da corrente de referência em relação à corrente medida é nulo têm-se:

$$R_1 \cdot i_{ref}(t) = R_{Shunt} \cdot i_L(t) \quad (4.30)$$

A equação (4.30) permite que dado o valor de pico de $i_{ref}(t)$ seja possível obter o valor de R_{Shunt} . O ganho do sensor de corrente G_{Mi} é o próprio valor da resistência.

4.3 Controle de tensão

A estrutura proposta para realizar o controle da tensão de entrada V_{cc} pode ser visualizada na Figura 40. A malha externa de tensão deve funcionar de modo que quando a tensão de saída V_{cc} for maior que a tensão de referência V_{ref} , a malha deve alterar a amplitude da corrente de referência I_{ref} de modo a transferir a energia para a rede elétrica, por atuar diretamente na amplitude da corrente de referência a malha de tensão deve ser suficientemente lenta para não distorcer a corrente de referência. Essas alterações na

amplitude da corrente de referência são feitas através de um multiplicador, que multiplica I_{ref} com o sinal de erro compensado V_{cv} , proveniente do compensador de tensão.

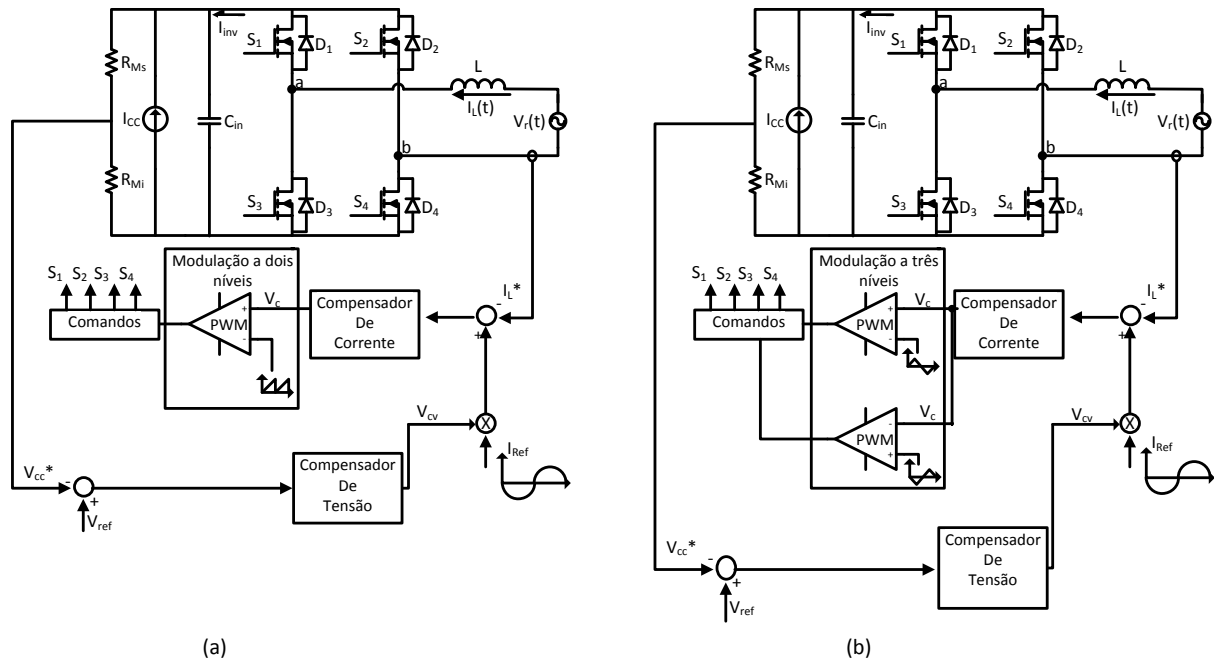


Figura 40 - Inversor com malha de corrente e tensão: (a) modulação a dois níveis (b) modulação a três níveis.

O diagrama de blocos da malha de tensão é apresentado na Figura 41.

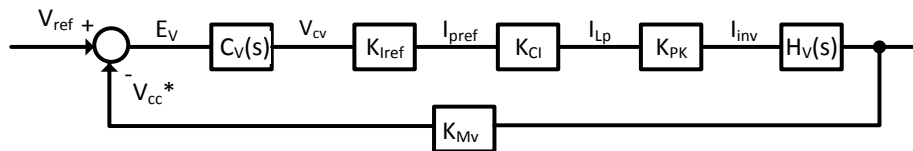


Figura 41 - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.

Onde:

- $H_v(s)$ é o modelo da planta por valores médios ($\Delta V_{cc}/\Delta I_{inv}$).
- $C_v(s)$ é o compensador de tensão.
- K_{Iref} é o ganho do multiplicador.
- K_{CI} é o ganho que representa a malha de controle da corrente em regime permanente.
- K_{PK} é a relação entre I_{Lp} e I_{inv} .
- K_{Mv} é o ganho do sensor de tensão.

Nas próximas seções cada bloco da malha de tensão será analisado de forma detalhada.

4.3.1 Modelo da planta por valores médios

A modelagem da planta tem por objetivo a obtenção de uma relação por valores médios da tensão e corrente do barramento CC. Para simplificar a análise, será considerado que o inversor opera sem corrente de entrada [1][15]. Assim, a corrente que passa pelo capacitor C_{in} é representada pela seguinte equação:

$$I_{C_{in}}(t) = C_{in} \cdot \frac{dV_{cc}(t)}{dt} \quad (4.31)$$

Aplicando-se Laplace e manipulando os termos da equação(4.31), obtém-se o modelo da planta por valores médios:

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{C_{in}}(s)} = \frac{1}{C_{in} \cdot s} \quad (4.32)$$

4.3.2 Compensador de tensão

O compensador de tensão é o mesmo utilizado para o controle de corrente. O circuito compensador de tensão e seu diagrama assintótico de módulo são apresentados na Figura 42.

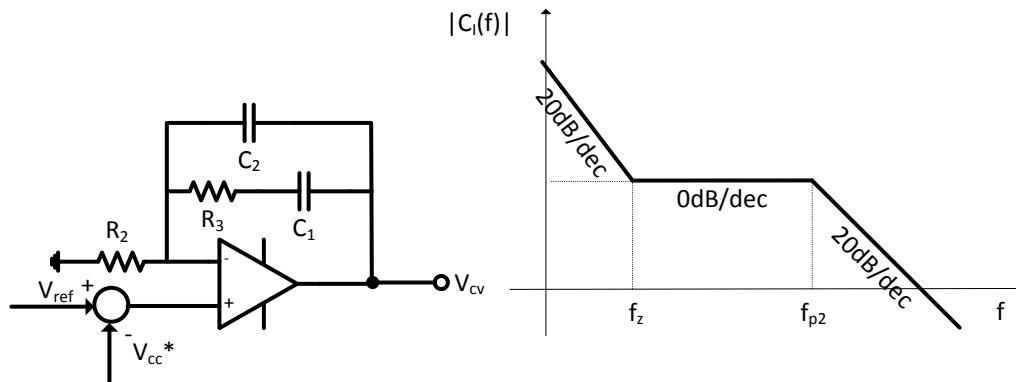


Figura 42- (a) Circuito do compensador de tensão. (b) Diagrama assintótico de módulo do compensador.

4.3.3 Ganhos associados a malha de tensão

Como pode ser observado na Figura 41, o sinal de saída do compensador passará por diversos ganhos para ser injetado na planta. O primeiro ganho K_{Iref} irá determinar a relação entre a corrente de referência e o sinal de controle de tensão. Esse ganho é equivalente ao valor de pico da corrente de referência.

$$K_{Iref} = I_{ref_pico} \quad (4.33)$$

O segundo ganho é a relação entre a corrente da indutância $I_L(t)$ e a corrente de referência $I_{ref}(t)$, e representa o ganho da malha de corrente em regime permanente. Esse ganho é dado por:

$$K_{CI} = \frac{I_L(t)}{I_{Ref}(t)} = \frac{R_l}{R_{sh}} \quad (4.34)$$

A última constante é o K_{PK} que estabelece a relação entre a corrente média de saída do inversor I_{inv} e a corrente de pico no indutor. Considerando o fator de potência visto pela rede unitário e o inversor ideal, as potências de entrada e saída no inversor são iguais e o ganho pode ser determinado da seguinte forma:

$$P_r = P_{inv} \quad \therefore \quad \frac{V_{rp} \cdot I_{rp}}{2} = V_{cc} \cdot I_{inv} \quad (4.35)$$

Como a corrente de pico no indutor é igual a corrente de pico da rede, K_{PK} é dada por:

$$K_{PK} = \frac{I_{inv}}{I_{Lp}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{rp}}{V_{cc}} = \frac{A}{2} \quad (4.36)$$

4.3.4 Sensor de Tensão

O sensor de tensão é um divisor resistivo apresentado na Figura 43. O ganho K_{MV} da estrutura é expresso na equação(4.37).

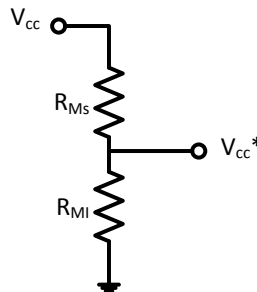


Figura 43- Sensor de Tensão.

$$V_{ccmed} = \frac{R_{Mi}}{R_{Mi} + R_{Ms}} V_{cc} \quad (4.37)$$

4.4 Controle do Conversor CC-CC

A estratégia de controle adotada para o conversor do estágio CC-CC consiste de uma malha de corrente responsável por regular a corrente no indutor L_i . Essa estratégia é idêntica à utilizada no inversor monofásico. A corrente medida do indutor L_i será subtraída de uma corrente de referência, gerando um erro que será aplicado ao compensador de corrente. O sinal de saída do compensador vai ser comparado com uma onda dente de serra e o sinal

resultante da comparação irá acionar o conversor CC-CC. A estrutura de controle do conversor CC-CC é apresentada na Figura 44.

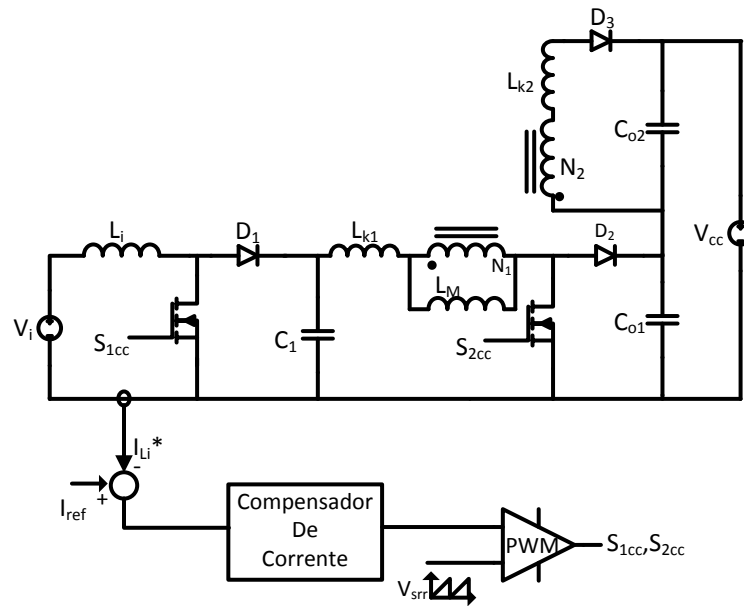


Figura 44 - Sistema de controle do estágio Boost do conversor CC-CC.

Analisando a Figura 44, pode-se representar a malha de corrente por um diagrama de blocos, como apresentado na Figura 45.

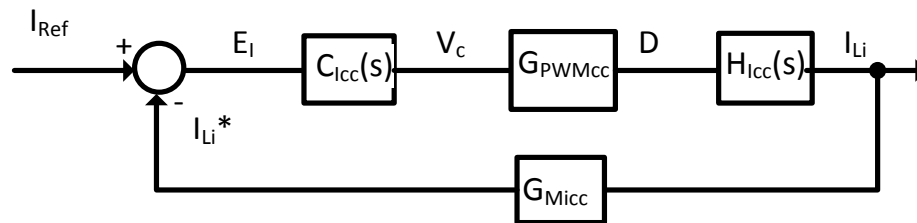


Figura 45 - Diagrama de blocos da malha de corrente do estágio Boost.

Onde:

- $H_{Icc}(s)$ é o modelo da planta de corrente por valores médios instantâneos do conversor Boost;
- $C_{Icc}(s)$ é o compensador de corrente;
- $G_{PWMcc}(s)$ é o ganho do modulador PWM;
- $G_{MIcc}(s)$ é o ganho do sensor de corrente.

A malha de corrente do conversor do conversor CC-CC é similar à malha apresentada para o inversor com modulação PWM senoidal a dois níveis e os ganhos do compensador, do modulador e do sensor de corrente são analisados de maneira semelhante.

4.4.1 Modelo do estágio boost do conversor CC-CC.

O estágio Boost do conversor CC-CC apresenta duas etapas de operações que podem ser visualizadas na Figura 46.

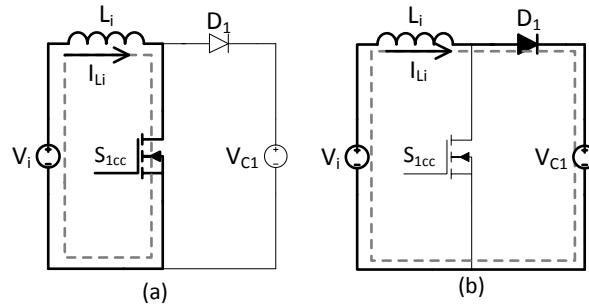


Figura 46 - Etapas de operação do estágio boost do conversor CC-CC.

Na primeira etapa a chave S_{1cc} encontra-se fechada e o indutor L_i armazena energia proveniente da fonte V_i . O diodo D_1 está bloqueado com tensão reversa V_{C1} . Esta etapa termina quando a chave S_1 é aberta. A tensão sobre os terminais do interruptor é nula. A Figura 46(a) apresenta esta etapa.

Na segunda etapa a chave S_{1cc} encontra-se aberta e o diodo D_1 conduzindo. A indutância L_i desmagnetiza e transfere energia para a capacitância C_1 . A tensão nos terminais da chave V_{C1} . Esta etapa termina quando a chave é fechada novamente, retornando à primeira etapa. A Figura 46(b) apresenta esta etapa.

A Figura 47 apresenta a tensão nos terminais do interruptor S_1 durante um período de comutação.

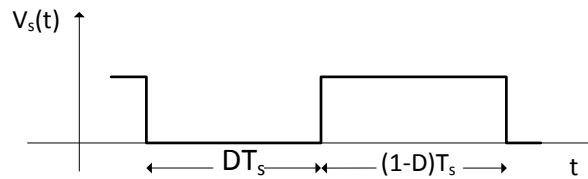


Figura 47 - Tensão nos terminais do interruptor.

Através do valor médio instantâneo da tensão sobre a chave S é possível obter um modelo simplificado apresentado na Figura 48.

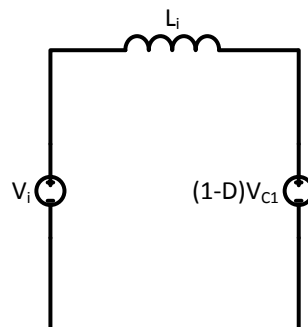


Figura 48 - modelo simplificado do estágio Boost do conversor CC-CC.

Analisando o circuito da Figura 48 obtém-se a equação (4.38).

$$\frac{dI_{L_i}}{dt} = \frac{1}{L_i} [V_i - (1-D)V_{C1}] \quad (4.38)$$

Aplicando-se uma pequena perturbação na corrente e na razão cíclica e considerando apenas os termos CA, obtém-se:

$$\frac{d\hat{i}_{L_i}(t)}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_i} \cdot \hat{d}(t) \quad (4.39)$$

Aplicando-se Laplace em (4.39) obtém-se o modelo por valores médios instantâneos do conversor Boost.

$$H_I(s) = \frac{\hat{i}_{L_i}(t)}{\hat{d}(t)} = \frac{V_{C1}}{s \cdot L_i} \quad (4.40)$$

4.5 Conclusão

Neste capítulo foi abordada a estratégia de controle do sistema completo. A estratégia de controle adotada consiste de três malhas, duas de corrente e uma de tensão. Como a fonte de entrada é considerada constante, é possível apenas com uma malha de corrente no conversor CC-CC ajustar a potência drenada da fonte. Com as outras duas malhas foi possível injetar uma corrente na rede com baixa distorção harmônica e controlar o fluxo de potência do sistema. Foram apresentados os modelos por valores médios do inversor e do conversor Boost do estágio CC-CC. Os ganhos das malhas foram discutidos detalhadamente e, além disso, foi utilizado um compensador PI com filtro para todas as malhas do sistema.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação do sistema completo, utilizando modulação senoidal a dois níveis e a três níveis para acionar o inversor. Para validar o controle da potência drenada da fonte serão aplicados degraus na corrente de referência do conversor CC-CC. Para constatar a injeção de energia na rede, a regulação no barramento CC e o controle do fluxo de potência do sistema serão realizados dois testes. Primeiramente, serão apresentados a corrente injetada na rede elétrica e a tensão no barramento CC-CC para o caso em que a fonte não gera energia e para o caso em que ela gera. Em seguida, serão conectadas cargas resistivas aos terminais do inversor. Finalmente, para validar o funcionamento do sistema completo será apresentado o resultado de simulação do sistema operando em cinco situações diferentes.

A estrutura de potência do conversor CC-CC utilizada foi a mesma dimensionada no capítulo 2 e os cálculos dos componentes da estrutura de controle são reproduzidos no Apêndice B deste trabalho.

5.2 Modulação a dois níveis

Nesta seção serão apresentados os resultados do sistema operando com modulação a dois níveis para acionar o inversor. A Tabela 4 apresenta as especificações utilizadas para projetar o inversor.

Tabela 4 – Especificações do inversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de pico da rede elétrica	V_{rp}	311 V
Tensão do barramento CC	V_{cc}	400 V
Frequência de comutação	f_s	40 kHz
Potência processa pelo inversor	P_{cc}	350 W

Os parâmetros da estrutura de potência e de controle do inversor foram projetados conforme as especificações da Tabela 4 e os cálculos são reproduzidos no Apêndice A deste trabalho. Com base nessas especificações foi obtido uma indutância de saída (L) de 44,4 mH e uma capacitância de entrada (C_{in}) de 1000 μ F. A simulação foi realizada no programa PSIM e o esquemático simulado é apresentado na Figura 49 **Erro! Fonte de referência não encontrada..**

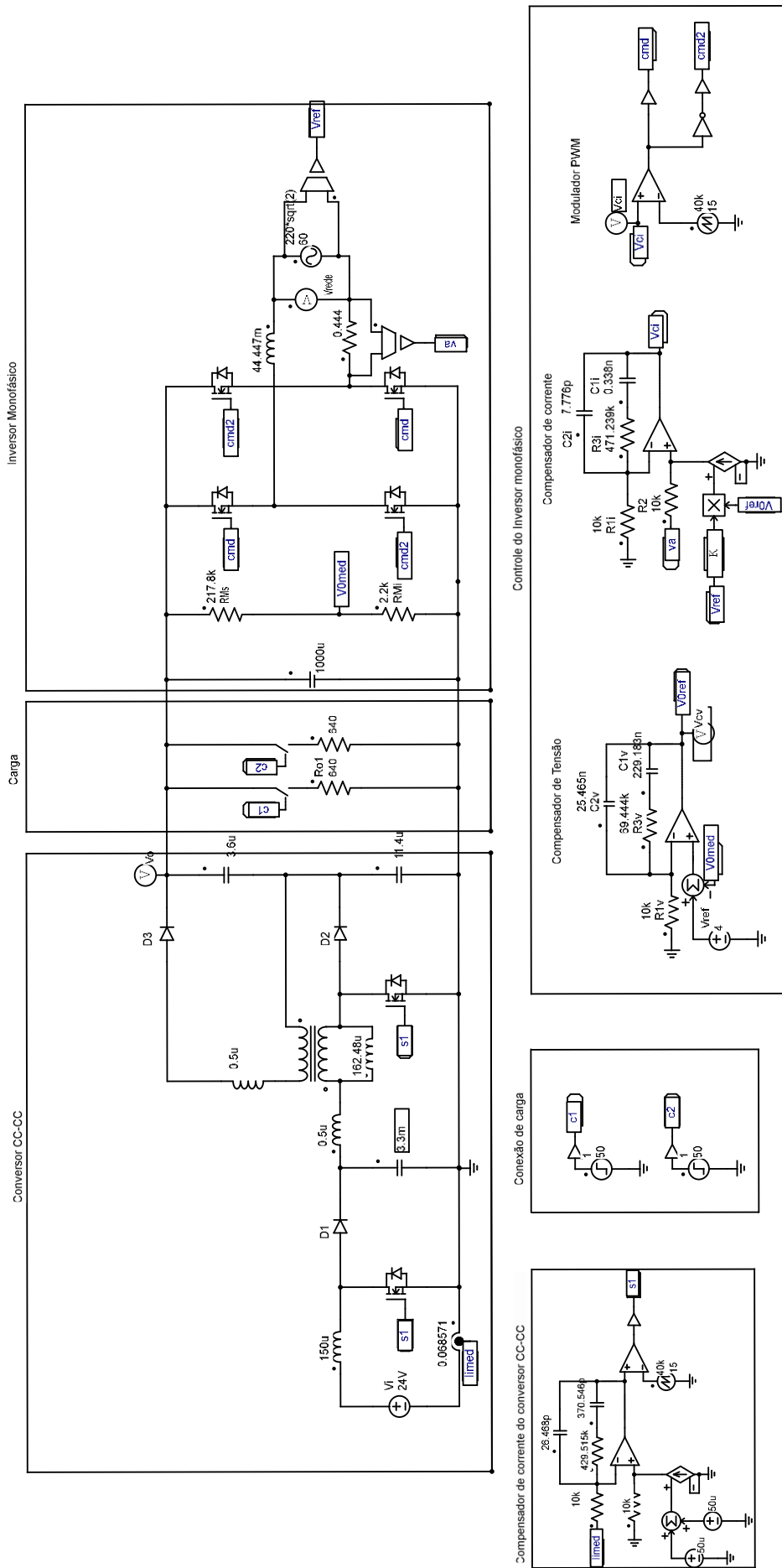


Figura 49 - Esquemático de simulação.

Degraus na referência de corrente do conversor CC-CC

A Figura 50 mostra a corrente e a tensão de entrada do estágio CC-CC e a Figura 51 mostra a corrente injetada na rede elétrica. Até o instante $t = 1,2$ s, o controle do conversor CC-CC ajusta a corrente de entrada em 7,29 A, drenando uma potência de 175 W da fonte e o inversor injeta uma potência de 173 W na rede elétrica. Em $t = 1,2$ s é aplicado um degrau na referência do controlador, ajustando a corrente de entrada em 14,58 A. Nesse instante o conversor passa a drenar uma potência 350 W da fonte e o inversor passa a injetar uma potência de 346 W. Essa pequena diferença entre a potência de entrada e a de saída foi dissipada nas resistências do transformador e nas resistências dos sensores do inversor.

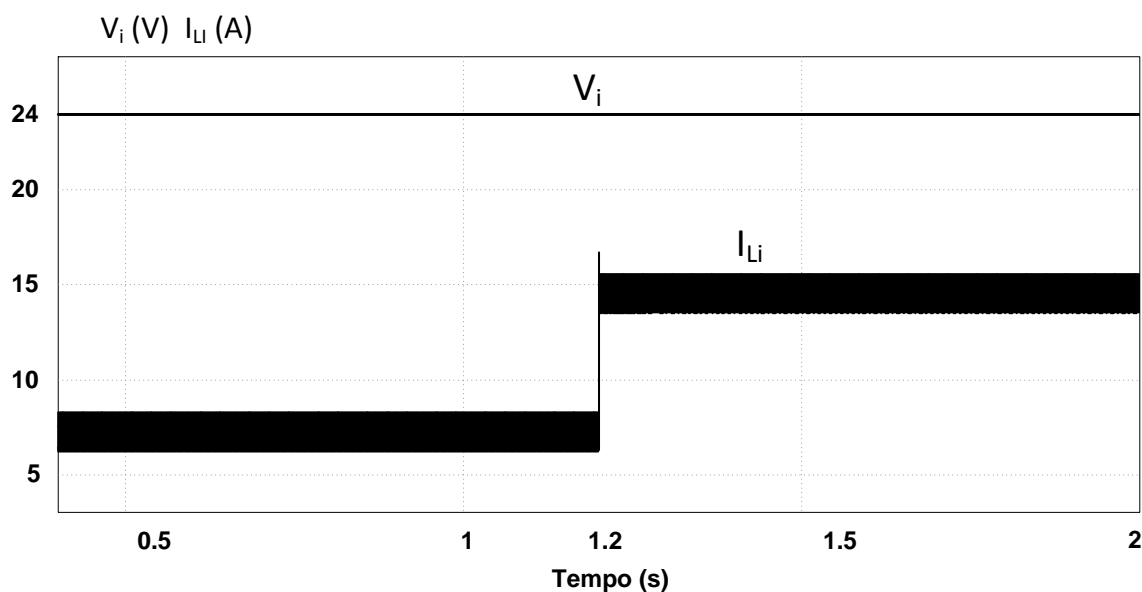


Figura 50 - Corrente e tensão de entrada do estágio CC-CC.

A Figura 51 mostra o comportamento da corrente injetada na rede elétrica aplicando-se um degrau na referência de corrente.

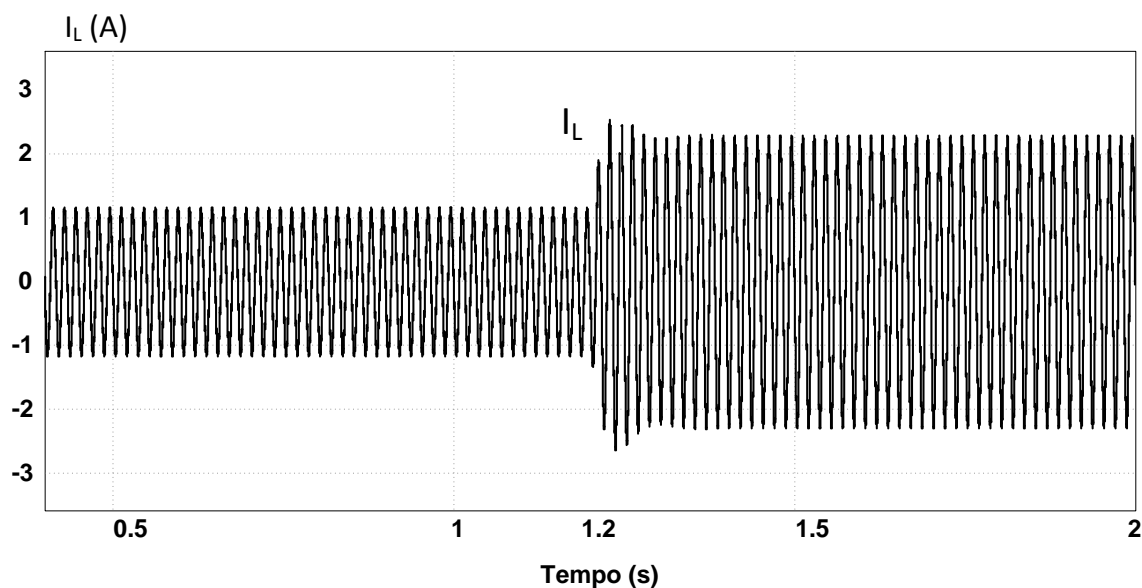


Figura 51 - Corrente injetada na rede elétrica, com degrau na potência drenada da fonte em 1,2s.

5.2.1 Controle do fluxo de potência

Na Figura 52 são apresentadas a corrente e a tensão de entrada. A fonte só começa a fornecer energia no instante $t=0,8$ s, nesse instante o sistema fornece uma corrente defasada de 180° da rede elétrica e com uma taxa de distorção harmônica de 2,66 %. A Figura 53 apresenta as formas de onda do sinal de saída do compensador de tensão e da tensão de saída do conversor CC-CC. Verifica-se que enquanto a fonte não fornece energia o inversor drena uma energia mínima da rede elétrica e mantém a tensão na saída do conversor em 400 V. No instante $t=0,8$ s, quando o conversor começa a gerar energia o compensador de tensão inverte o fluxo de potência e passa a injetar energia na rede elétrica.

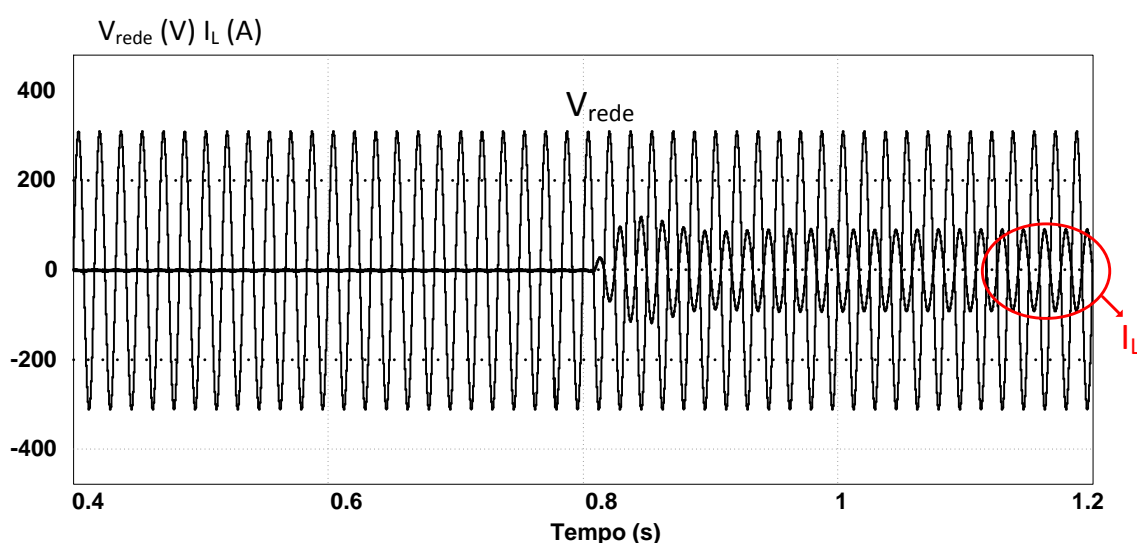


Figura 52 - Corrente (x 40) e tensão da rede elétrica.

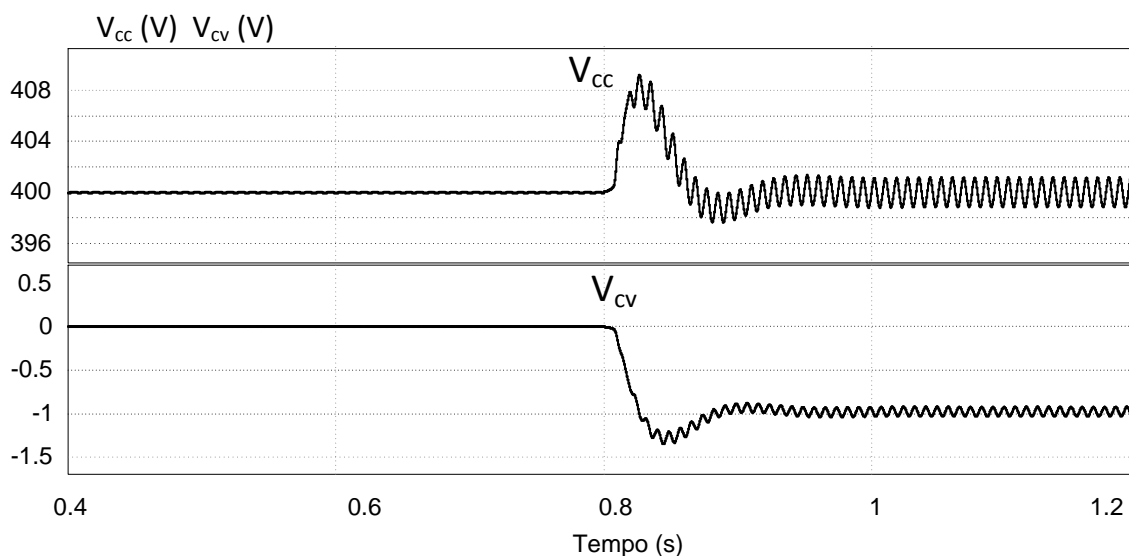


Figura 53 – Tensão de saída do conversor CC-CC (V_o) e sinal de saída do compensador de tensão (V_{cv}).

A Figura 54 mostra a corrente e a tensão da rede elétrica com a conexão de cargas resistivas nos terminais do barramento CC-CC. O controle do conversor CC-CC está ajustado

para drenar uma potência de 350 W da fonte de entrada. Inicialmente é conectada uma carga resistiva que consome 250 W e a potência injetada na rede elétrica tem valor igual a 97 W. Em $t = 1,2$ s é aplicado um degrau na carga do barramento CC, nesse momento a carga a consumir uma potência de 500 W e o compensador de tensão inverte o fluxo de potência. O conversor CC-CA passa a operar como retificador com alto fator de potência, fornecendo uma potência de 153 W para a carga. O comportamento do compensador de tensão e da tensão no barramento CC podem ser visualizados na Figura 55.

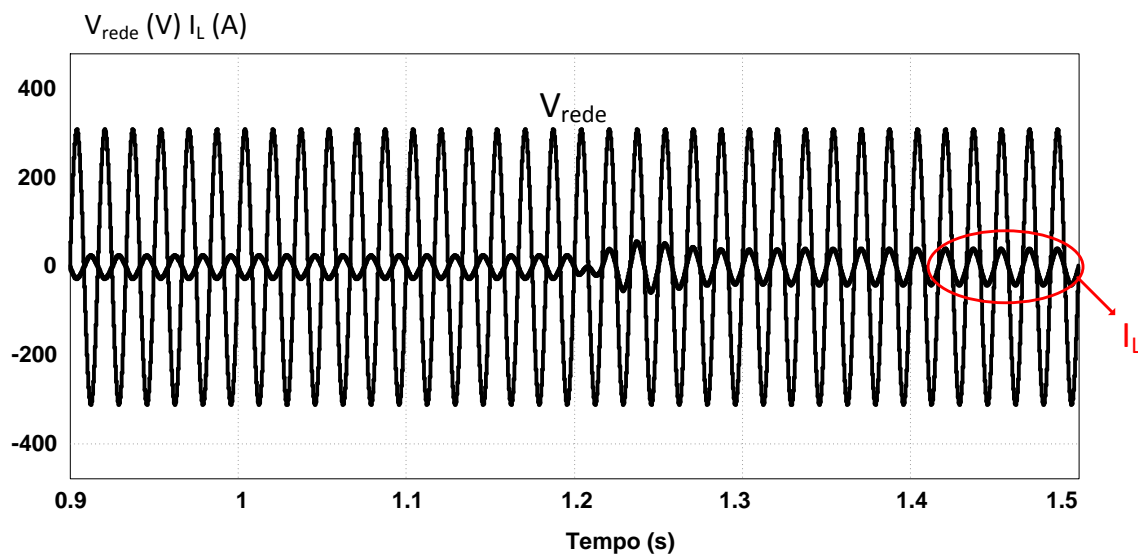


Figura 54 – Corrente e tensão na rede elétrica com degrau na carga.

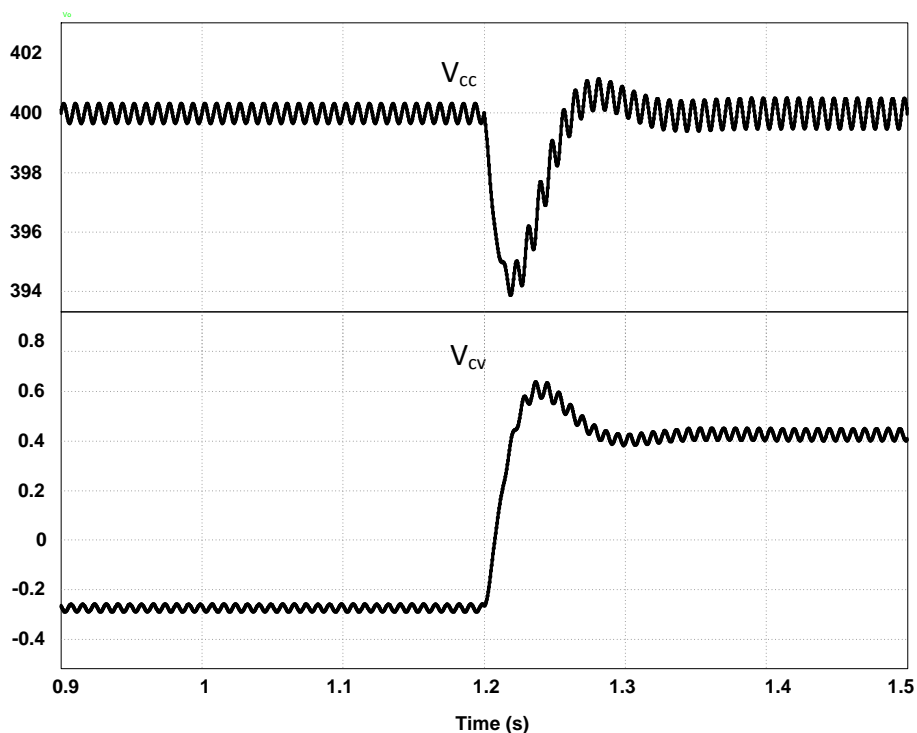


Figura 55 – Tensão no barramento CC e sinal de controle do compensador de tensão com sistema operando com carga resistiva.

5.2.2 Funcionamento do sistema para diversas situações

Para validar o funcionamento do sistema é apresentado, para 5 diferentes situações, as formas de ondas da tensão no barramento CC, da corrente de entrada, da tensão e da corrente da rede elétrica conforme a Figura 56.

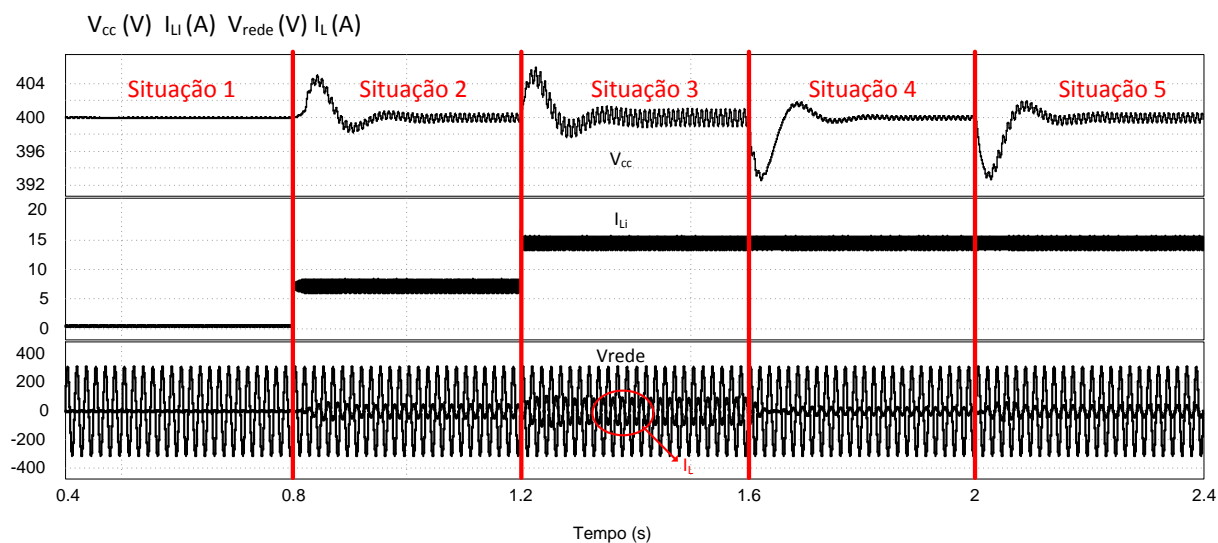


Figura 56 - Formas de ondas da tensão no barramento CC, da corrente de entrada, da tensão e da corrente na rede elétrica.

Na situação 1 a referência de corrente do conversor CC-CC está ajustada em zero e o conversor CC-CA drena uma energia mínima para manter a tensão no barramento CC regulada em 400 V. Na situação 2 a referência de corrente do conversor CC-CC está ajustada para 50% do valor nominal e o sistema começa a injetar energia na rede elétrica. Na situação 3 a referência de corrente é ajustada no seu valor nominal e o conversor CC-CC passa a fornecer uma potência de 350 W. Na situação 4 é conectada uma carga que consome uma parcela 250 W da potência fornecida pelo conversor CC-CC e os outros 100 W são injetados na rede. Na situação 5 é conectada uma carga que solicita 500 W do barramento CC, como o conversor CC-CC só fornece uma parcela de 350 W ao barramento o conversor CC-CA inverte o fluxo do sistema e passa a funcionar como retificador drenando 150 W da rede elétrica e mantendo a tensão do barramento regulada em 400 V..

5.3 Modulação a três níveis

Os parâmetros da estrutura de potência e de controle do inversor com modulação PWM senoidal a três níveis foram projetados conforme as especificações da Tabela 4 e os cálculos são reproduzidos no Apêndice A deste trabalho. Com base nessas especificações foi obtido uma indutância de saída (L) de 11,1 mH e uma capacitância de entrada (C_{in}) de 1000 μ F. A simulação foi realizada no programa PSIM e o esquemático simulado é apresentado na Figura 57.

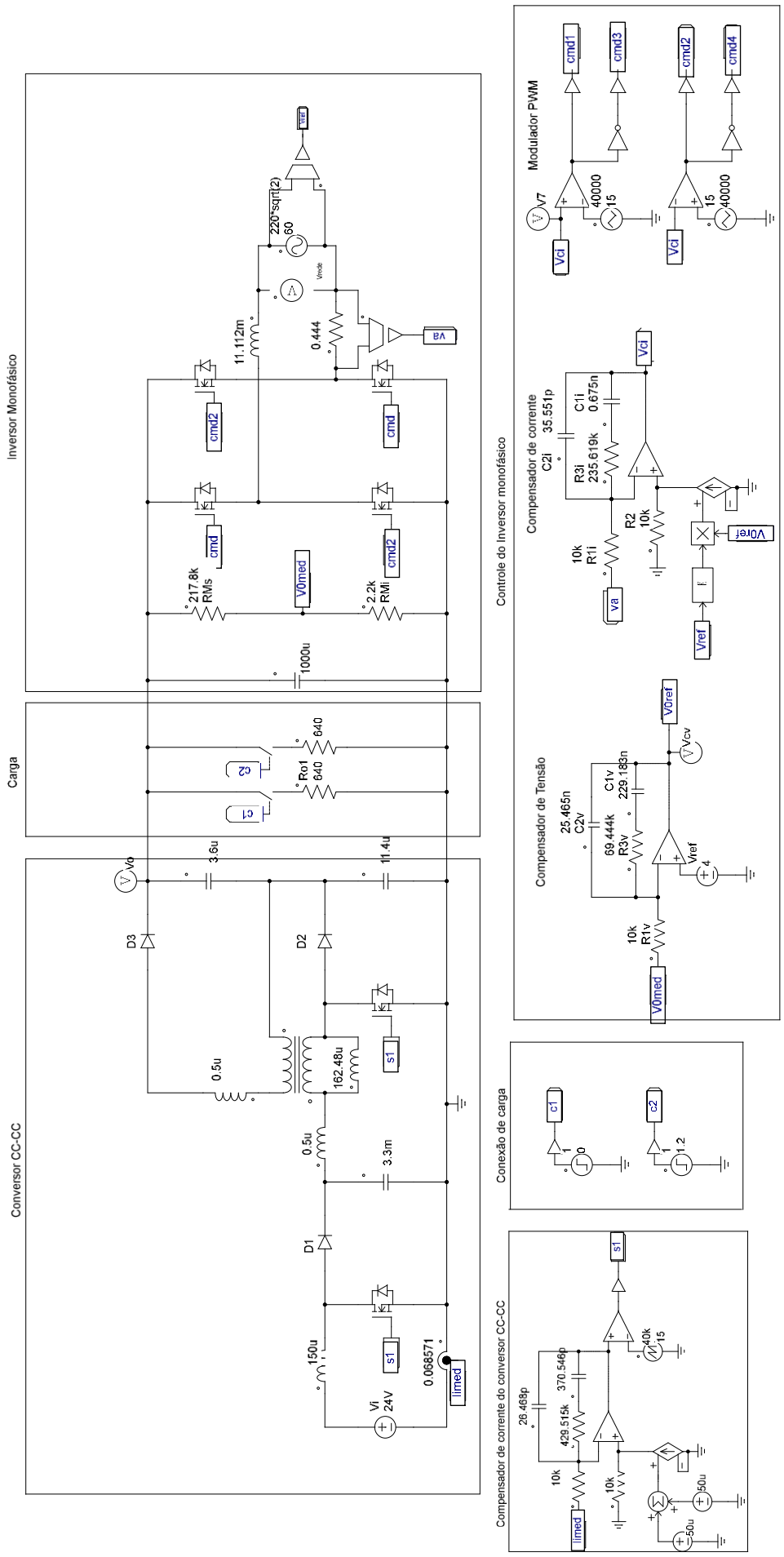


Figura 57 – Esquemático de simulação para modulação a três níveis.

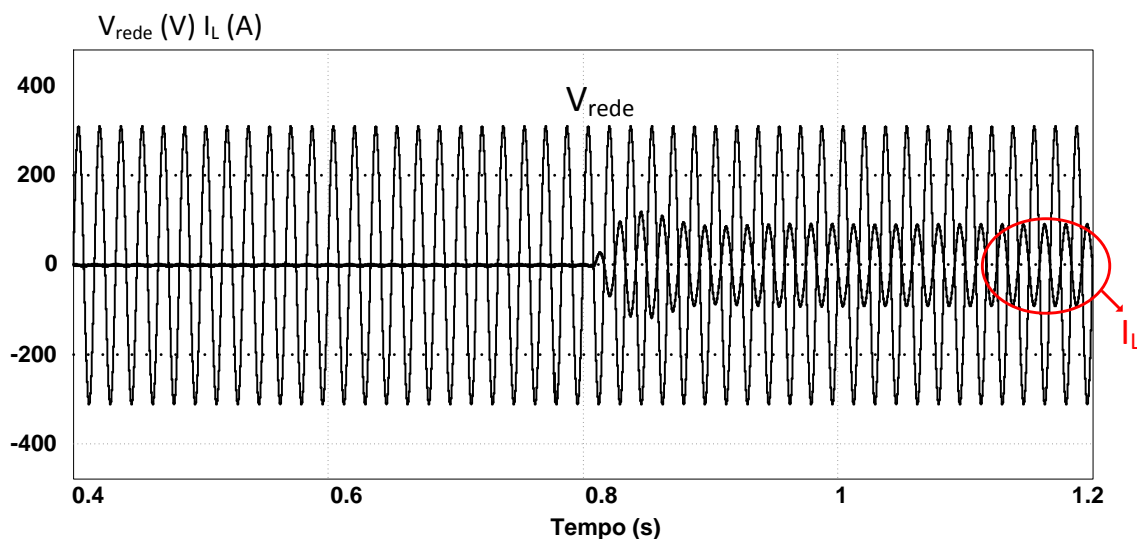


Figura 58 – Corrente(x40) e tensão na rede elétrica.

Na Figura 58 são apresentadas a corrente e a tensão de entrada. O conversor CC-CC só começa a gerar energia no instante $t=0,8$ s, nesse instante o sistema fornece uma corrente defasada de 180° da rede elétrica e com uma taxa de distorção harmônica de 2,94 %. Assim, com a modulação a três níveis foi possível obter uma corrente de saída com aproximadamente a mesma taxa de distorção harmônica da modulação a dois níveis, com um indutor de saída quatro vezes menor.

5.4 Conclusão

Os resultados de simulação apresentados neste capítulo validaram toda a análise teórica apresentada anteriormente. O sistema proposto mostrou-se extremamente versátil podendo funcionar como retificador e como inversor, dependendo do sentido do fluxo de potência. Além disso, foi possível manter a tensão do barramento CC regulada em todas as diferentes situações apresentadas e a corrente injetada na rede apresentou uma taxa de distorção harmônica inferior a 5% .

6 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi apresentado um sistema para injeção de energia na rede elétrica, composto por um conversor CC-CC e um inversor CC-CA, com o objetivo de fornecer energia à rede elétrica.

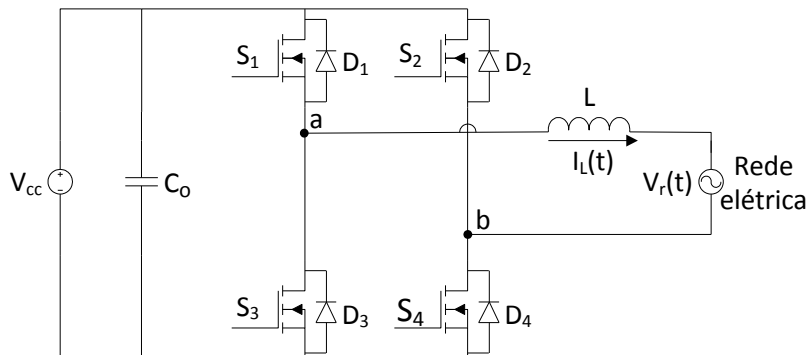
O conversor CC-CC estudado, composto por um estágio Boost e um estágio Boost-Flyback, apresentou-se como um excelente candidato para esse tipo de aplicação, pois possui uma estrutura simples e um ganho de tensão elevado. Além disso, foi possível controlar a corrente através do primeiro estágio Boost do conversor CC-CC, obtendo uma estrutura simples de controle.

A estratégia de controle utilizada para o controle do inversor monofásico é amplamente utilizada na literatura, sendo abordada em [1][15][16][17] e [18]. A estratégia de controle consiste de duas malhas, uma de corrente e uma de tensão. A malha de corrente é responsável por fornecer uma corrente com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica. Nos resultados de simulação foi possível obter uma corrente com taxa de distorção de 2,66% e fator de potência aproximadamente unitário. A malha de tensão é responsável por regular a tensão no barramento CC e por controlar o fluxo de potência. Nos resultados de simulação verificou-se que o controlador manteve a tensão do barramento regulada em 400 V nos seguintes casos: conversor CC-CC sem fornecer energia, sistema conectado a uma carga de 250 W e sistema conectado a uma carga de 500 W. O controle de fluxo de energia foi verificado com a conexão de uma carga de 500 W ao sistema, com o conversor ajustado para fornecer 350 W o compensador de tensão inverteu o fluxo de energia fazendo com que o inversor fornecesse os 150 W restantes para a carga.

O inversor monofásico foi modulado a dois e a três níveis. Verificou-se que a principal vantagem da modulação a três níveis é a redução da indutância de saída necessária para a mesma ondulação de corrente no indutor.

APÊNDICE A

Cálculo dos parâmetros do Inversor monofásico.



Parâmetros do conversor:

Tensão eficaz da rede:

$$V_r := 220\text{V}$$

Frequência da rede

$$f_r := 60\text{Hz}$$

Tensão média de entrada:

$$V_{CC} := 400\text{V}$$

Potência de entrada:

$$P_{cc} := 350\text{W}$$

Frequência de comutação

$$f_s := 40\text{kHz}$$

Ondulação relativa de tensão em 120Hz

$$\Delta V_{CC} := 0.03$$

Ondulação máxima de corrente no indutor Boost

$$\Delta I_L := 0.05$$

Cálculos iniciais

Valor de pico da tensão na rede elétrica:

$$V_{r_p} := \sqrt{2} \cdot V_r$$

$$V_{r_p} = 311.127 \cdot \text{V}$$

Corrente eficaz da rede:

$$I_r := \frac{P_{cc}}{V_r}$$

$$I_r = 1.591 \text{ A}$$

Corrente de pico

$$I_{rP} := \sqrt{2} \cdot I_r$$

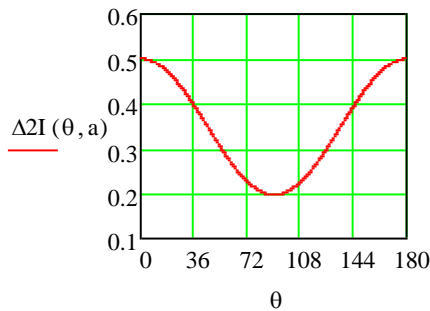
$$I_{rP} = 2.25 \text{ A}$$

Indutor de Saída L:

2 Níveis

$$a := \frac{V_{r_p}}{V_{CC}} = 0.778$$

$$\Delta 2I(\theta, a) := 0.5 - 0.5 \cdot a^2 \cdot \sin\left(\theta \cdot \frac{\pi}{180}\right)^2$$

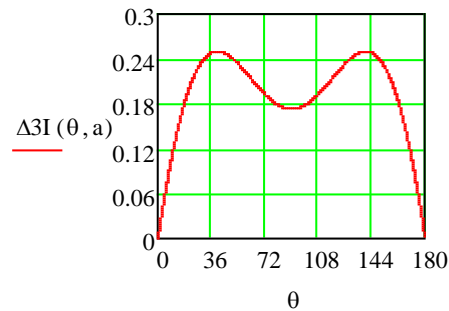


$$L2 := \frac{0.5 \cdot V_{CC}}{\Delta I_L \cdot I_{r_p} \cdot f_s}$$

$$L2 = 44.447 \text{ mH}$$

3 Níveis

$$\Delta 3I(\theta, a) := a \cdot \sin\left(\theta \cdot \frac{\pi}{180}\right) - a^2 \cdot \sin\left(\theta \cdot \frac{\pi}{180}\right)^2$$



$$L3 := \frac{0.25 \cdot V_{CC}}{2 \Delta I_L \cdot I_{r_p} \cdot f_s}$$

$$L3 = 11.112 \text{ mH}$$

Capacitor de armazenagem "C o"

Este capacitor é definido em função de ondulação de 120Hz estipulada, então:

$$C_o := \frac{P_{cc}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{CC} (\Delta V_{CC} V_{CC})}$$

$$C_o = 193.417 \text{ } \mu\text{F}$$

Modelo por Valores Médios Instantâneos do inversor

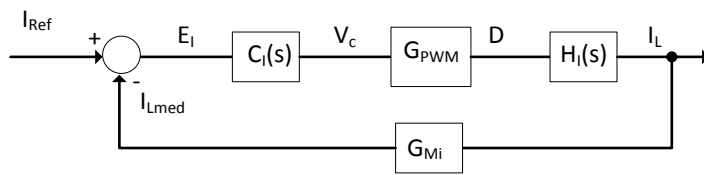
2 Níveis

$$H_2(s) := \frac{2 \cdot V_{CC}}{L2 \cdot s}$$

3 Níveis

$$H_3(s) := \frac{V_{CC}}{L3 \cdot s}$$

Malha de Controle da Corrente



Ganho do Modulador PWM

2 Níveis

3 Níveis

Tensão de pico dente de serra:

Tensão de pico triangular:

$$V_{2\text{SRR}} := 15\text{V}$$

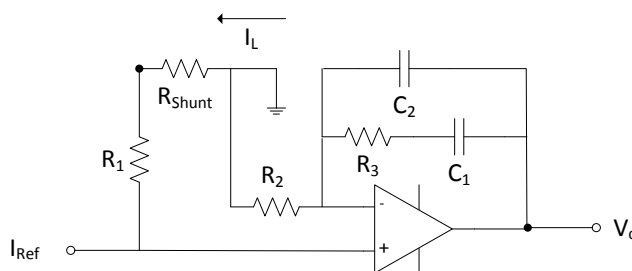
$$V_{3\text{SRR}} := 15\text{V}$$

Pode-se então calcular o ganho do modulador PWM

$$G_{2\text{PWM}} := \frac{1\text{V}}{V_{2\text{SRR}}} = 0.067$$

$$G_{3\text{PWM}} := \frac{1\text{V}}{V_{3\text{SRR}}} = 0.067$$

Compensador de Corrente



Cálculo dos Parâmetros do Compensador

Definindo-se os seguintes parâmetros do compensador:

Pico de corrente de referência:

$$i_{\text{Ref}} := 100\mu\text{A}$$

Valor de um dos resistores

$$R_1 := 10\text{k}\Omega$$

Zero:

$$f_z := 1\text{kHz}$$

:

Pólo 1:

$$f_{p1} := 0\text{Hz}$$

Pólo 2:

$$f_{p2} := 20\text{kHz}$$

Resistor "Shunt":

$$R_{\text{Shunt}} := \frac{i_{\text{Ref}}}{I_{\text{rP}}} \cdot R_1$$

$$R_{\text{Shunt}} = 0.444\Omega$$

frequência de cruzamento

$$f_c := \frac{f_s}{10} = 4\text{kHz}$$

$$R_2 := R_1$$

$$R_2 = 10\text{k}\Omega$$

Ganho de faixa plana(dB):

2 Níveis

3 Níveis

$$G_{2\text{fp}} := 20 \cdot \log \left(\frac{L2 \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_{2\text{srr}}}{2V_{\text{CC}} R_{\text{Shunt}}} \right)$$

$$G_{3\text{fp}} := 20 \cdot \log \left(\frac{L3 \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_{3\text{srr}}}{V_{\text{CC}} R_{\text{Shunt}}} \right)$$

$$G_{2\text{fp}} = 33.465$$

$$G_{3\text{fp}} = 27.444$$

$$R_{23} := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{2\text{fp}}}{20}}$$

$$R_{33} := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{3\text{fp}}}{20}}$$

$$R_{23} = 471.239\text{k}\Omega$$

$$R_{33} = 235.619\text{k}\Omega$$

$$C_{21} := \frac{1}{2\pi f_z \cdot R_{23}}$$

$$C_{31} := \frac{1}{2\pi f_z \cdot R_{33}}$$

$$C_{21} = 0.338\text{nF}$$

$$C_{31} = 0.675\text{nF}$$

$$C_{22} := \frac{1}{2\pi \cdot R_{23} \cdot (f_{p2} - f_z)}$$

$$C_{32} := \frac{1}{2\pi \cdot R_{33} \cdot (f_{p2} - f_z)}$$

$$C_{22} = 17.776\text{pF}$$

$$C_{32} = 35.551\text{pF}$$

Função de transferência aproximada $C_I(s)$:

$$C_2(s) := \frac{(R_3 \cdot C_2 \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_2 + C_1) \cdot s \cdot \left(\frac{R_3 \cdot C_2 \cdot C_2}{C_2 + C_2} \cdot s + 1 \right)}$$

$$C_3(s) := \frac{(R_3 \cdot C_3 \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_2 + C_3) \cdot s \cdot \left(\frac{R_3 \cdot C_3 \cdot C_3}{C_3 + C_3} \cdot s + 1 \right)}$$

Função de transferência em malha aberta

A função de transferência de laço aberto do compensador é dada por:

2 Níveis

3 Níveis

$$FTMA2_{CI}(s) := C_2(s) \cdot G_{2PWM} \cdot R_{Shunt} \cdot H_2(s)$$

$$FTMA3_{CI}(s) := C_3(s) \cdot G_{3PWM} \cdot H_3(s) \cdot R_{Shunt}$$

$$f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. 10^5\text{Hz}$$

$$s(f) := 2 \cdot i \cdot \pi \cdot f$$

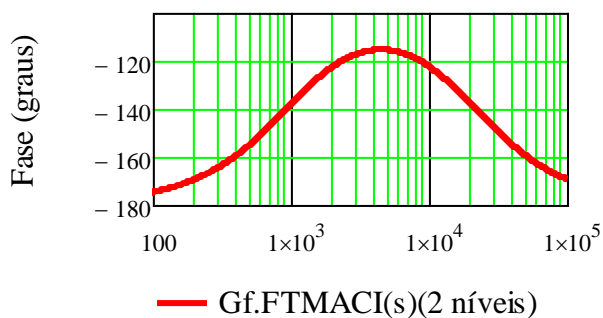
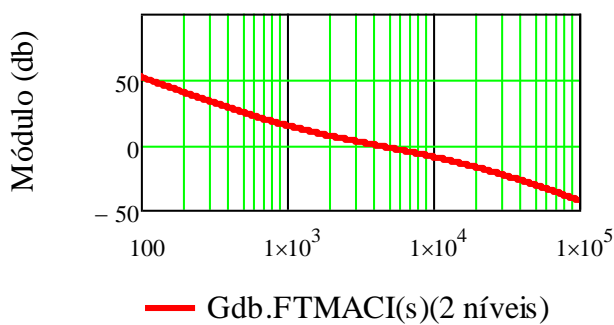
$$Gdb2_{FTMACI}(s) := 20 \cdot \log \left(\frac{|FTMA2_{CI}(s)|}{A \cdot \Omega} \right)$$

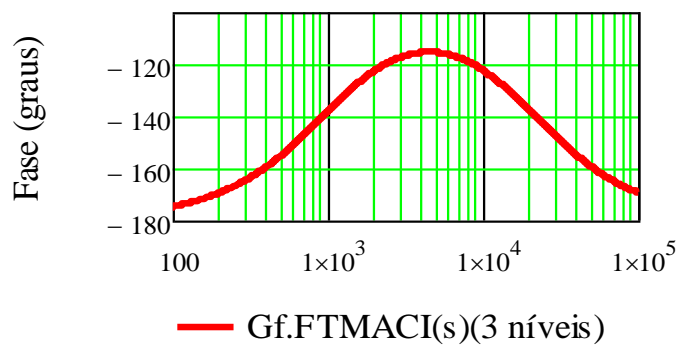
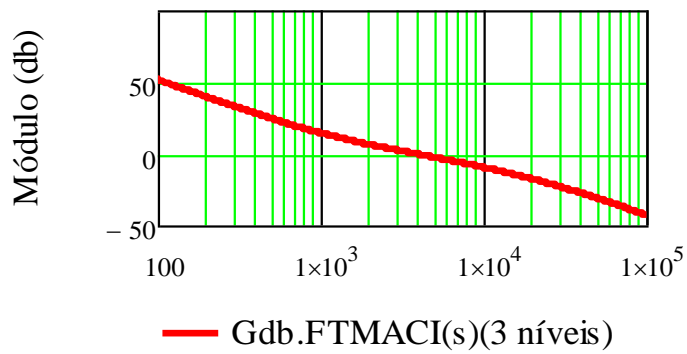
$$Gdb3_{FTMACI}(s) := 20 \cdot \log \left(\frac{|FTMA3_{CI}(s)|}{A \cdot \Omega} \right)$$

$$Gf2_{FTMACI}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTMA2_{CI}(s))$$

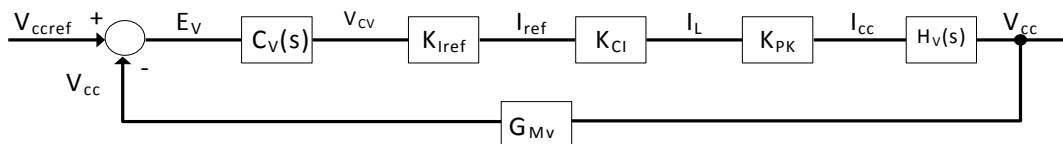
$$Gf3_{FTMACI}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTMA3_{CI}(s))$$

Diagramas de Bode:





Malha de controle de Tensão:



Modelo por Valores Médios

$$H_V(s) := \frac{1}{C_O \cdot s}$$

GANHOS DA MALHA DE CONTROLE:

Multiplicador:

$$G_{Iref} := \frac{i_{Ref}}{A}$$

$$G_{Iref} = 1 \times 10^{-4}$$

Ganho da malha de Corrente:

$$G_{CI} := \frac{R_1}{R_{Shunt}}$$

$$G_{CI} = 2.25 \times 10^4$$

Relação entre a corrente de entrada I_{CC} e a corrente de pico da rede I_{rP} :

$$G_{Pk} := \frac{V_{rp}}{2 \cdot V_{CC}} \quad G_{Pk} = 0.389$$

Ganho Total:

$$G_{VT} := G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot G_{Pk} \quad G_{VT} = 0.875$$

Ganho do medidor de tensão:

$$G_{Mv} = \frac{R_{Mi}}{R_{Mi} + R_{Ms}} \quad G_{Mv} := 0.01$$

Arbitrando-se o valor de R_{mi} :

$$R_{Mi} := 2.2k\Omega$$

$$R_{Ms} := \frac{R_{Mi}}{G_{Mv}} - R_{Mi} \quad R_{Ms} = 217.8k\Omega$$

Cálculo dos Parâmetros do compensador:

Zero: $f_{zv} := 10Hz$

Pólo 1: $f_{pv1} := 0Hz$

Pólo 2: $f_{pv2} := 100Hz$

frequencia de cruzamento: $f_{vc} := 50$

Ganho estático $Cv(s)$

$$C_{Vfp} := 20 \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_{vc} \cdot C_o}{G_{VT} \cdot G_{Mv} \cdot F} \right) \quad C_{Vfp} = 16.833$$

Componentes do compensador:

$$R_{2v} := R_{1v} \quad R_{1v} := 10k\Omega$$

$$R_{3v} := R_{2v} \cdot 10^{\frac{C_{Vfp}}{20}} \quad R_{3v} = 69.444k\Omega$$

$$C_{1v} := \frac{1}{2\pi f_{zv} \cdot R_{3v}}$$

$$C_{1v} = 229.183 \cdot \text{nF}$$

$$C_{2v} := \frac{1}{2\pi \cdot R_{3v} \cdot (f_{pv2} - f_{zv})}$$

$$C_{2v} = 25.465 \cdot \text{nF}$$

$$C_V(s) := \frac{(R_{3v} \cdot C_{1v} \cdot s + 1)}{R_{2v} \cdot (C_{2v} + C_{1v}) \cdot s \cdot \left(\frac{R_{3v} \cdot C_{1v} \cdot C_{2v}}{C_{1v} + C_{2v}} \cdot s + 1 \right)}$$

Função de transferência em malha aberta

A função de transferência de laço aberto do compensador é dada por:

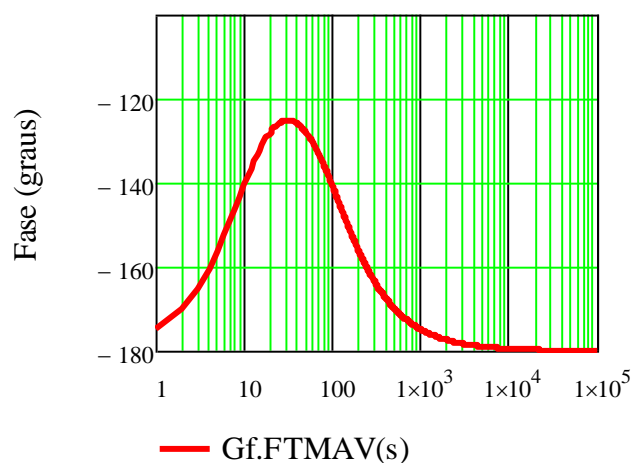
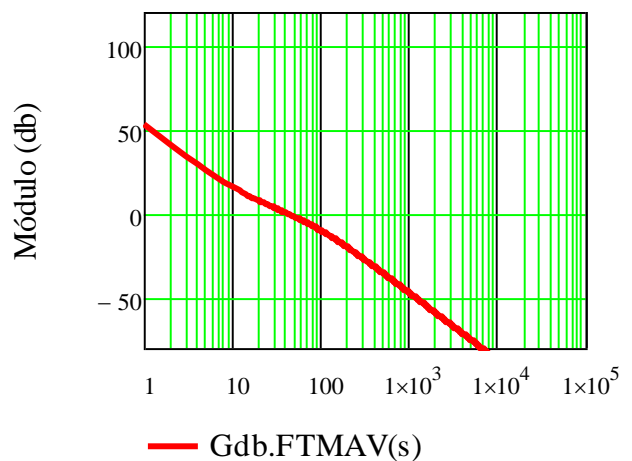
$$FTMA_V(s) := C_V(s) \cdot G_{VT} \cdot H_V(s) \cdot G_{Mv}$$

$$G_{db_{FTMAV}}(s) := 20 \cdot \log \left(\frac{|FTMA_V(s)|}{\Omega} \right)$$

$$G_{f_{FTMAV}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTMA_V(s))$$

$$f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. 10^5 \cdot \text{Hz}$$

Diagramas de Bode:



APÊNDICE B

Cálculo dos parâmetros da estrutura de controle do conversor CC-CC.

Parâmetros do conversor:

Tensão de entrada:	$V_i := 24\text{V}$
Potência de entrada:	$P_i := 350\text{W}$
Frequência de comutação	$f_s := 40\text{kHz}$
Tensão de saída:	$V_o := 48\text{V}$
Corrente de entrada:	
$I_i := \frac{P_i}{V_i}$	$I_i = 14.583\text{ A}$
Indutância de entrada:	$L_i := 150\mu\text{H}$

Modelo por Valores Médios Instantâneos do conversor Boost

Modelo dinâmico:	$H_1(s) := \frac{V_o}{L_i \cdot s}$
$f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. 10^5\text{Hz}$	
$s(f) := 2 \cdot i \cdot \pi \cdot f$	

Ganho do Modulador PWM

Tensão de pico da dente de serra:	$V_{\text{SRR}} := 15\text{V}$
Pode-se então calcular o ganho do modulador PWM	
$G_{\text{PWM}} := \frac{1}{V_{\text{SRR}}} \cdot (1\text{V})$	$G_{\text{PWM}} = 0.067$

Cálculo dos Parâmetros do Compensador

Definindo-se os seguintes parâmetros do compensador:

Pico de corrente de referência:	$i_{\text{Ref}} := 100 \cdot \mu\text{A}$
Valor de um dos resistores	$R_1 := 10\text{k}\Omega$

Zero:

$$f_z := 1\text{kHz}$$

Pólo 1:

$$f_{p1} := 0\text{Hz}$$

Pólo 2:

$$f_{p2} := 15\text{kHz}$$

Resistor "Shunt":

$$R_{\text{Shunt}} := \frac{i_{\text{Ref}}}{I_i} \cdot R_1$$

$$R_{\text{Shunt}} = 0.068571 \cdot \Omega$$

frequência de cruzamento

$$f_c := 10\text{kHz}$$

Ganho de faixa plana(dB):

$$G_{fp} := 20 \cdot \log \left(\frac{L_i \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_{srr}}{V_o \cdot R_{\text{Shunt}}} \right)$$

$$G_{fp} = 32.66$$

$$R_2 := R_1$$

$$R_2 = 10 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_3 := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{fp}}{20}}$$

$$R_3 = 429.515 \cdot \text{k}\Omega$$

$$C_1 := \frac{1}{2\pi \cdot f_z \cdot R_3}$$

$$C_1 = 370.546 \cdot \text{pF}$$

$$C_2 := \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot (f_{p2} - f_z)}$$

$$C_2 = 26.468 \cdot \text{pF}$$

Função de transferência de $C_1(s)$:

$$C_1(s) := \frac{(R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1)}{R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot s \cdot \left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot s + 1 \right)}$$

Função de transferência em malha aberta

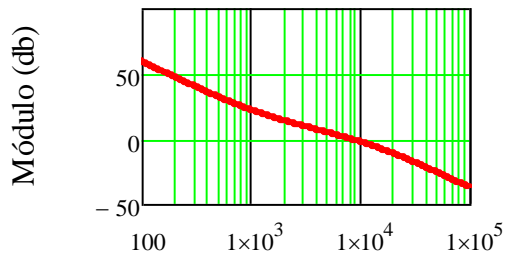
A função de transferência de laço aberto do compensador é dada por:

$$FTMA_{C_1}(s) := C_1(s) \cdot G_{\text{PWM}} \cdot R_{\text{Shunt}} \cdot H_1(s)$$

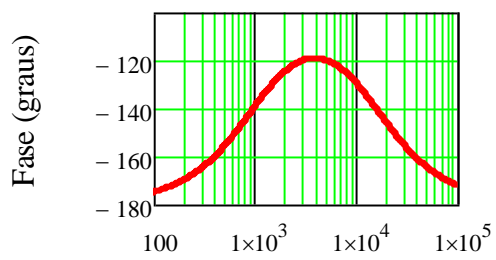
$$G_{\text{db}_{FTMAC_1}(s)} := 20 \cdot \log \left(\frac{|FTMA_{C_1}(s)|}{A \cdot \Omega} \right)$$

$$G_{\text{FTMACI}}(s) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTMACI}(s))$$

Diagramas de Bode:



— Gdb.FTMACI(s)



— Gf.FTMACI(s)

7 REFERÊNCIAS

- [1] - R. F. Coelho, "Concepção e análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas a partir de fontes renováveis" Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2013.
- [2] - <http://www.osetoreletrico.com.br/web/a-empresa/1121-geracao-distribuida.html> – Portal Setor elétrico. Acessado em: maio de 2016.
- [3] - M. M. Severino, I. M. d. T. Camargo, and M. A. G. d. Oliveira, "Geração distribuída: discussão conceitual e nova definição", *Revista Brasileira de Energia*, vol. 14, pp. 47-69, 2008.
- [4] - <http://www.infoescola.com/energia/geracao-distribuida/> - Portal infoescola. Acessado em : março de 2016.
- [5] - http://www.inee.org.br/forum_ger_distrib.asp - Portal Instituto Nacional de eficiência energética: Acessado: março de 2016
- [6] – Dehghani-Arani, A, Maddahi, Reza. “Introduction a Multi- Objective Function Unbalance and Unsymmetrical Distribution Networks and Unsymmetrical Distribution Networks for Optimal Placement and Sizing of Distributed Generation Units Using NSGA-II” *Electrical Power Distribution Networks (EPDC)*, 2013 18th Conference on, May 2013.
- [7] Filho, W. P. B. “Geração distribuída:vantagens e desvantagens”, *II Simpósio de estudos e pesquisas em ciências ambientais na Amazônia*, 2013.
- [8] - LIU, V. T., ZHANG, L. J., “Design of High Efficiency Boost-Forward-Flyback Converters With High Voltage Gain”, *Control & Automation(ICCA), 11th IEEE International Conference*, pp. 1061-1066, June 2014.
- [9] - CHEN, S. M., LIANG,T. J., CHEN, J. F., “A Cascaded High Step-Up DC–DC Converter With Single Switch for Microsource Applications”, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, nº. 4, pp. 1146-1153, Jun. 2011.

- [10] - Andrade, A. M.S.S, Beltrame, R.C, Schuch, L., Martin, L.S., “Integrated Quadratic-Boost – Zeta converter for high voltage gain applications”, Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on, Dec. 2014.
- [11] - Costa, A.L, Andersen, R.L, “High-gain Boost-Boost-Flyback Converter for Renewable Energy Sources”, 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, Brazil, Nov-Dez 2015.
- [12] - C. Hanju and V. Trung-Kien, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter", in IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010. pp. 1659-1665.
- [13] - J. Lettl, J. Bauer, and L. Linhart, "Comparison of different filter types for grid connected inverter", in Progress in electromagnetics research symposium, 2001.
- [14] - P. A. Dahono, "A method to damp oscillations on the input LC filter of current-type AC-DC PWM converters by using a virtual resistor", in 25th International Telecommunications Energy Conference 2003. pp. 757-761.
- [15] - K.C.A. de Souza, “ Estudo e otimização de conversores estáticos utilizados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica comercial” Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2009.
- [16] - F.C Mattos “Contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico monofásico de único estágio” Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.
- [17] - M. P. Fenili, “Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2009.
- [18] Barbi, I. “Retificadores Monofásicos com correção ativa do fator de potência empregando o conversor Boost“. Relatório Interno, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.