



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

EMANUEL SARAIVA DE ASSIS

**CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL ISOLADO COM TRÊS
PORTAS EM TENSÃO**

**JOÃO PESSOA
2017**

EMANUEL SARAIVA DE ASSIS

**CONVERTOR CC/CC BIDIRECIONAL ISOLADO COM TRÊS
PORTAS EM TENSÃO**

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Coordenação do Curso de
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal da Paraíba como um dos requisitos
necessários para a obtenção do título de
Engenheiro Eletricista.**

**JOÃO PESSOA
2017**

A848c Assis, Emanuel Saraiva de

Conversor CC/CC Bidirecional Isolado com Três Portas em Tensão.
Emanuel Saraiva de Assis, - João Pessoa, 2017.

62f. il.:

Orientador: Prof. Dr. Romero Leandro Andersen.

Monografia (Curso de Graduação em Engenharia Elétrica) Campus I -
UFPB / Universidade Federal da Paraíba.

1. Eletrônica de Potência 2. Conversor Isolado 3. Conversor Multiportas
I. Título.

BS/CT/UFPB

CDU: 2.ed. 621.3(043)

EMANUEL SARAIVA DE ASSIS

**CONVERTOR CC/CC BIDIRECIONAL ISOLADO COM TRÊS PORTAS EM
TENSÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba como um dos requisitos necessários para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Aprovado por:

Prof. Dr. Romero Leandro Andersen (Orientador)

Prof. Dr. Alexandre Cezar de Castro (Avaliador)

Prof. Dr. Rogério Gaspar de Almeida (Avaliador)

**JOÃO PESSOA
2017**

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Sandra e Eudmar, por todo o amor que me deram ao longo destes meus 22 anos de vida, pelos conselhos e pelo apoio incondicional para buscar a realização dos meus sonhos.

A minha namorada, Bruna, que esteve do meu lado durante todo o desenvolvimento deste trabalho e me deu todo amor, incentivo e ajuda possíveis para que eu pudesse seguir em frente e me dedicar ao máximo.

Aos amigos de curso, Diogo e Fernando, por estarem sempre dispostos a ajudar e pela companhia nas longas noites de estudo.

Ao meu orientador, Romero, a quem eu admiro e agradeço por toda a assistência prestada, sem a qual eu certamente não seria capaz de concluir este trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC/CC com três portas bidirecionais isoladas através de um transformador de alta frequência. Este conversor é utilizado para conectar uma fonte de tensão CC à duas cargas com níveis de tensão diferentes. A análise da característica estática deste conversor é apresentada e validada através de simulações e a partir dela são deduzidos os modelos das tensões nas portas em função dos ângulos de sinais de controle. Estes modelos são validados através das respostas no domínio do tempo e no domínio da frequência do circuito do conversor. Em seguida são projetadas duas malhas de controle para as tensões de saída das portas que alimentam as cargas, utilizando a metodologia de projeto no domínio da frequência. Estes controladores atuam no deslocamento de fase dos sinais de comando. Por fim, o funcionamento do conversor com as malhas de controle é verificado através de simulações com variação de carga em ambas as portas e com inversão do sentido do fluxo de potência.

Palavras-chaves: Conversor Isolado. Conversor Multiportas. Fluxo de Potência Bidirecional.

ABSTRACT

This work presents the study of a DC/DC converter with three bidirectional ports isolated through a high frequency transformer. This converter is used to connect a DC voltage source to two loads with different voltage levels. The analysis of the static characteristic of this converter is presented and validated through simulations and from it the models of the voltages in the ports are deduced in function of the phases shift of the control signals. These models are validated through the time domain and frequency domain responses of the converter. Next, two control loop are designed for the output voltages of the ports that are connected to load, using the design methodology in the frequency domain. These controllers act on the phase shift of the command signals. Finally, the operation of the converter with the control loop is verified through simulations with load variation in both ports and with reversal of the direction of the power flow.

Keywords: Isolated Converter. Multiport Converter. Bidirectional Power Flow.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Conversor apresentado por Matsuo, Lin, Kurokawa, Shigemizu e Watanabe, 1993 [1].	13
Figura 1.2 - Topologia de conversor isolado com três portas unidirecionais apresentada por Chen, Liu e Wu, 2002 [2].	14
Figura 1.3 - Topologia de conversor apresentada por Chiu, Huang, Lin e Tseng, 2005 [3].	15
Figura 1.4 - Topologia apresentada por Liu e Li, 2006 [5].	15
Figura 1.5 - Topologia apresentada por Tao, Kotsopoulos, Duarte e Hendrix, 2006 [6].	16
Figura 1.6 - Conversor isolado apresentado por Zhao, Round e Kolar, 2008 [7].	17
Figura 1.7 - Topologia de conversor adotada neste trabalho.	17
Figura 2.1 - Circuito do conversor CC/CC isolado com duas portas alimentadas em tensão. .	19
Figura 2.2 - Sinais de comando das chaves do conversor.	20
Figura 2.3 - Circuito equivalente referido ao primário do conversor CC/CC isolado com duas portas alimentadas em tensão.	20
Figura 2.4 - Primeira etapa de operação do conversor.	21
Figura 2.5 - Segunda etapa de operação do conversor.	22
Figura 2.6 - Terceira etapa de operação do conversor.	23
Figura 2.7 - Quarta etapa de operação do conversor.	24
Figura 2.8 - Formas de onda de tensões e correntes do conversor.	26
Figura 2.9 - Circuito do conversor CC/CC bidirecional isolado com três portas em tensão.	29
Figura 2.10 - Circuito equivalente do conversor multiportas.	29
Figura 2.11 - Circuito equivalente referido ao primário: (a) Modelo Y; (b) Modelo Δ	30
Figura 2.12 - Formas de onda do circuito equivalente do conversor.	31
Figura 3.1 - Circuito do conversor multiportas CC/CC isolado para modelagem da malha de tensão.	35
Figura 3.2 - Circuito simulado para a validação do modelo do conversor.	40
Figura 3.3 - Respostas da tensão na porta 2 a um degrau de 0,1 radianos na fase do sinal de comando, obtido através da simulação do conversor e do modelo.	41
Figura 3.4 - Diagrama de Bode do módulo do modelo e pontos obtidos em simulação.	42
Figura 3.5 - Diagrama de Bode da fase do modelo e pontos obtidos em simulação.	43
Figura 3.6 - Diagrama de blocos da malha de controle da tensão na porta 2.	43
Figura 3.7 - Diagrama de Bode do módulo do modelo da tensão na porta 2.	44
Figura 3.8 - Diagrama de Bode da fase do modelo da tensão na porta 2.	44

Figura 3.9 - Circuito esquemático do controlador PI com filtro.	45
Figura 3.10 - Diagrama de Bode do módulo da função de transferência de malha aberta da tensão na porta 2 com o controlador.....	47
Figura 3.11 - Diagrama de Bode da fase da função de transferência de malha aberta da tensão na porta 2 com o controlador.....	47
Figura 3.12 - Diagrama de Bode do módulo da FTMA da malha de tensão na porta 3.....	49
Figura 3.13 - Diagrama de Bode da fase da FTLA da malha de tensão na porta 3.....	49
Figura 4.1 - Circuito simulado com degrau de carga na porta 2.	51
Figura 4.2 - Resultados de simulação para um degrau com acréscimo de 100% de carga na porta 2 no instante $t = 0,15$ s e decréscimo de 50% de carga em $t = 0,3$ s.	52
Figura 4.3 - Circuito simulado com degrau de carga na porta 3.	53
Figura 4.4 - Resultados de simulação para um degrau com acréscimo de 100% de carga na porta 3 no instante $t = 0,15$ s e decréscimo de 50% de carga em $t = 0,3$ s.	54
Figura 4.5 - Resultado de simulação para adições sucessivas de carga na porta 2.	55
Figura 4.6 - Circuito simulado com inversão de fluxo de potência.....	56
Figura 4.7 - Resultados de simulação para um degrau com acréscimo de 100% de carga na porta 2 no instante $t = 0,15$ s e decréscimo de 50% de carga em $t = 0,3$ s, ocorrendo inversão no sentido fluxo de potência.....	57
Figura 4.8 - Resultado de simulação da corrente na porta 2 quando a mesma injeta potência.	57
Figura 4.9 - Resultado de simulação da corrente na porta 2 quando a mesma absorve potência.	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Parâmetros utilizados para validação da característica estática.	33
Tabela 2.2 - Validação da característica estática do conversor.	33
Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados na validação dos modelos.	39
Tabela 3.2 - Comparação entre a resposta em frequência do modelo e do circuito simulado.	42

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL.....	11
Capítulo 1 CONVERSORES CC/CC MULTIPORTAS ISOLADOS	13
1.1 INTRODUÇÃO.....	13
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	13
1.3 CONCLUSÃO.....	18
Capítulo 2 ANÁLISE DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC/CC ISOLADO COM TRÊS PORTAS BIDIRECIONAIS E OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS FLUXOS DE POTÊNCIA	19
2.1 INTRODUÇÃO.....	19
2.2 CONVERSOR CC/CC ISOLADO COM DUAS PORTAS ALIMENTADAS EM TENSÃO	19
2.2.1 <i>Circuito Equivalente</i>	20
2.2.2 <i>Etapas de Operação</i>	21
2.2.3 <i>Formas de Onda</i>	25
2.2.4 <i>Característica Estática</i>	26
2.3 CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL ISOLADO COM TRÊS PORTAS BIDIRECIONAIS EM TENSÃO.....	28
2.3.1 <i>Circuito Equivalente</i>	29
2.3.2 <i>Formas de Onda</i>	31
2.3.3 <i>Característica Estática</i>	32
2.4 VALIDAÇÃO DA CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO CONVERSOR COM TRÊS PORTAS.....	33
2.5 CONCLUSÃO.....	34

Capítulo 3	MODELAGEM E SISTEMA DE CONTROLE DO	
	CONVERTOR.....	35
3.1	INTRODUÇÃO.....	35
3.2	OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $\Delta V_2/\Delta\phi_2$	35
3.3	OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $\Delta V_3/\Delta\phi_3$	38
3.4	VALIDAÇÃO DO MODELO OBTIDO	39
3.4.1	<i>Resposta ao Degrau na Fase do Sinal de Comando da Porta 2</i>	39
3.4.2	<i>Resposta em Frequência da Planta do Conversor</i>	41
3.5	PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO NA PORTA 2	43
3.6	PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO NA PORTA 3.....	48
3.7	CONCLUSÃO.....	50
Capítulo 4	- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	51
4.1	INTRODUÇÃO.....	51
4.2	SIMULAÇÃO DE UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 2.....	51
4.3	SIMULAÇÃO DE UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 3.....	53
4.4	SIMULAÇÃO DE ADIÇÕES SUCESSIVAS DE CARGA NA PORTA 2	54
4.5	SIMULAÇÃO DE DEGRAU DE CARGA COM INVERSÃO DO FLUXO DE POTÊNCIA NA PORTA 2	55
4.6	CONCLUSÃO.....	58
	CONCLUSÃO GERAL	59
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	60
	APÊNDICE A	62

INTRODUÇÃO GERAL

A busca pelo desenvolvimento de novas formas de produzir energia elétrica sem causar grandes impactos ambientais cresce a cada ano em todo mundo, tendo maior ênfase nas áreas de energia solar e eólica. Os custos de produção destes tipos de energia vêm diminuindo com o passar do tempo, possibilitando que consumidores possam produzir sua própria energia, utilizando painéis fotovoltaicos ou aerogeradores de pequeno porte, por exemplo.

Estas fontes alternativas, no entanto, não apresentam uma produção uniforme de energia durante o dia, pois dependem de condições meteorológicas para apresentar melhores resultados. A característica irregular da geração, faz com que seja necessária a conexão de alguma forma de armazenamento de energia, para que esta sempre seja capaz de suprir a carga demandada.

Este trabalho apresenta um estudo sobre um conversor de três portas CC/CC isolado, para o qual foi desenvolvido um sistema de controle de tensão em duas das portas através da variação de fase entre os sinais de comando. Este conversor apresenta a vantagem de não necessitar de um capacitor para conectar todas as partes do sistema e por possuir entradas bidirecionais que possibilitam a conexão de dispositivos de armazenamento de energia.

Motivação

Para realizar a conexão da energia gerada com baterias e cargas simultaneamente, é necessária a utilização de conversores de tensão, que adequam o nível e o tipo de tensão aos desejados para cada parte do sistema elétrico. Na literatura, existem diversas topologias que realizam esse tipo de conexão, algumas delas possuem um barramento CC para realizar o acoplamento entre conversores de duas portas e outras utilizam um único conversor cujo acoplamento é realizado por um transformador de alta frequência com três enrolamentos.

Os conversores que utilizam o acoplamento por meio de um barramento CC possuem a vantagem de ter um menor número de chaves a serem controladas. No entanto, esta topologia apresenta algumas desvantagens, como a existência de contato elétrico entre todas as partes do circuito, facilitando a ocorrência de curto-circuito entre as mesmas. Além disso, a necessidade de um banco de capacitores no barramento CC representa um elevado custo e diminui a confiabilidade do conversor.

Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um conversor de três portas CC/CC isolado que seja capaz de conectar simultaneamente três elementos com níveis de tensão diferentes e que possua portas bidirecionais, facilitando a conexão de dispositivos de armazenamento de energia.

Os objetivos específicos são: analisar as etapas de funcionamento deste conversor, determinar seu modelo matemático, projetar malhas de controle para as tensões em suas portas e simular o funcionamento do mesmo, afim de verificar se o comportamento obtido é semelhante ao esperado.

Organização do trabalho

No primeiro capítulo são apresentadas algumas topologias de conversores publicados em trabalhos acadêmicos, com uma breve análise das suas vantagens e desvantagens, e será definida a topologia adotada para o conversor estudado neste trabalho.

No capítulo 2, é feita primeiramente a análise teórica de um conversor CC/CC isolado com duas portas e as expressões obtidas nesta análise servem como base para o desenvolvimento das expressões que descrevem a característica estática do conversor de três portas.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento realizado para a obtenção das funções de transferência das portas de saída deste conversor e a partir dos modelos obtidos é feito o projeto de duas malhas de controle de tensão de saída nas portas do conversor.

Por fim, no capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação do conversor operando com as duas malhas de controle projetadas, afim de verificar o seu correto funcionamento e de demonstra a capacidade de inversão do fluxo de potência em suas portas.

Capítulo 1 CONVERSORES CC/CC MULTIPORTAS ISOLADOS

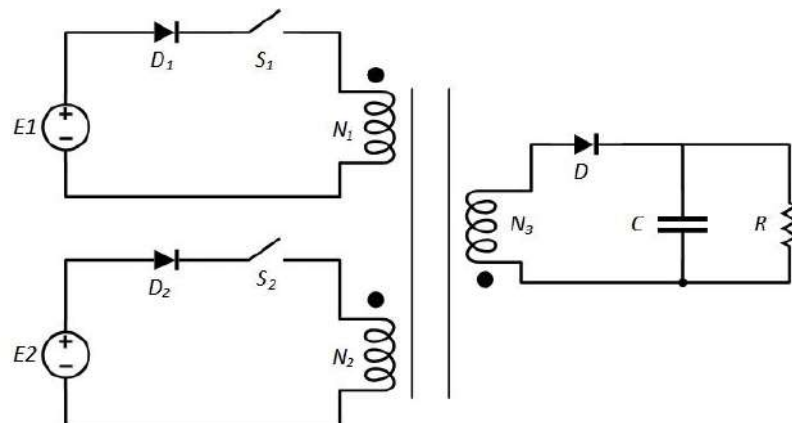
1.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma revisão sobre as principais topologias de conversores multiportas CC/CC isolados presentes em trabalhos acadêmicos desenvolvidos ao longo dos últimos anos. Em seguida é apresentada a topologia de conversor que será adotada neste trabalho.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O circuito presente na Figura 1.1, que foi proposto em [1], representa um conversor CC/CC de três portas utilizado para a conexão entre duas fontes e uma carga. A adequação entre os diferentes níveis de tensão é feita por meio de um transformador de alta frequência, fazendo com que as partes do conversor sejam eletricamente isoladas entre si. Em cada porta há um diodo de bloqueio que garante que o fluxo de potência seja sempre no mesmo sentido, o que torna este conversor inviável para situações onde seja necessária a capacidade de transferir potência em ambos os sentidos. Além disso, existe uma limitação pois apenas uma das portas pode transferir energia para o elemento magnético por vez.

Figura 1.1 - Conversor apresentado por Matsuo, Lin, Kurokawa, Shigemizu e Watanabe, 1993 [1].

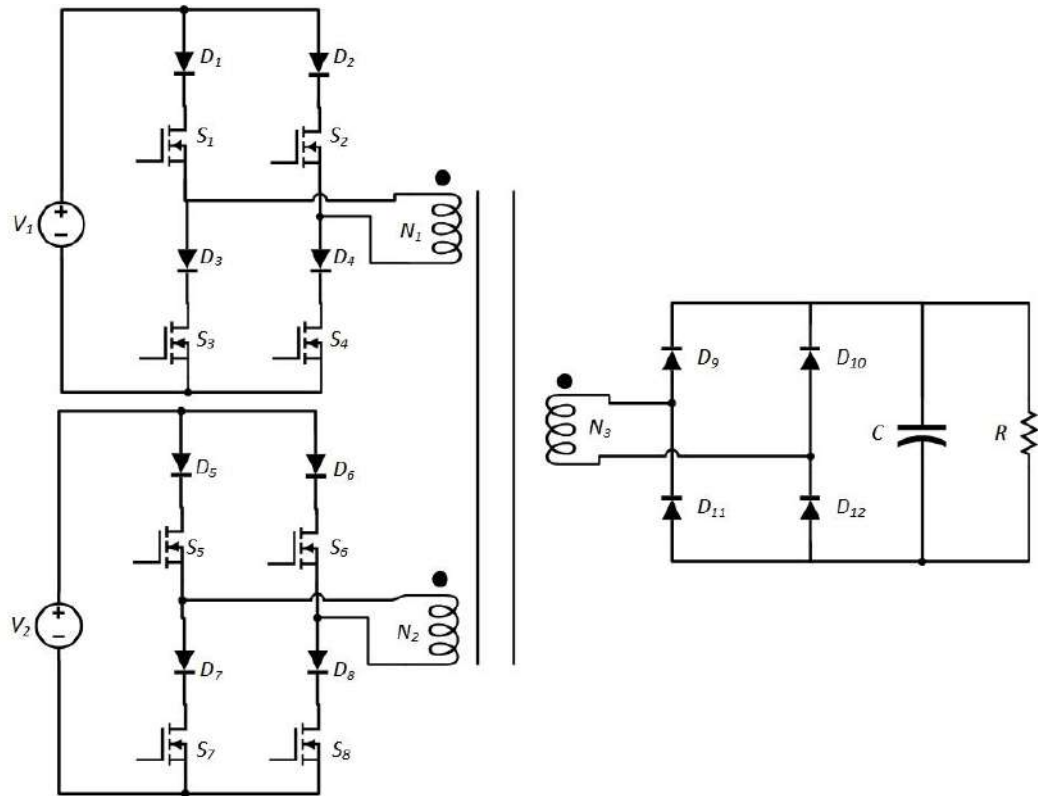


Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [1].

O conversor proposto por [2] é baseado na aditividade de fluxo em um transformador de três enrolamentos. O mesmo possui duas entradas em corrente CC, conectadas ao transformador por meio de inversores em ponte completa, e uma porta alimentando uma carga através de uma ponte de diodos, como mostra a Figura 1.2. Esta topologia apresenta as vantagens de permitir transferência simultânea de energia entre as portas. Além disso, o fluxo de potência pode ser controlado através da variação da largura de pulso e do deslocamento de

fase entre os sinais de comando das chaves dos inversores. Sua desvantagem é que os diodos de bloqueio reverso só permitem o fluxo de potência unidirecional em cada porta.

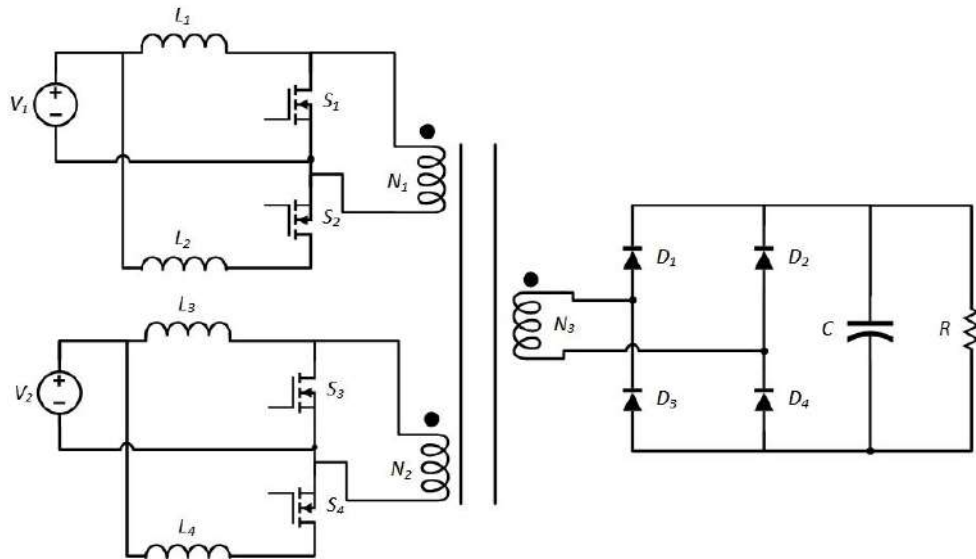
Figura 1.2 - Topologia de conversor isolado com três portas unidirecionais apresentada por Chen, Liu e Wu, 2002 [2].



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [2].

Em [3] é apresentada uma topologia que possui as características de comutação sob tensão nula em suas chaves, entradas em corrente e saída em tensão. Esta topologia é derivada do conversor CC - CC isolado de duas portas desenvolvido por [4]. Como mostra a Figura 1.3, ele possui apenas duas chaves em cada porta de entrada e não utiliza diodos de bloqueio. Possui vantagem por ter uma configuração mais simples em comparação a topologia apresentada na Figura 1.2, com menor número de componentes e conseqüentemente precisa de menos sinais de comando para as chaves.

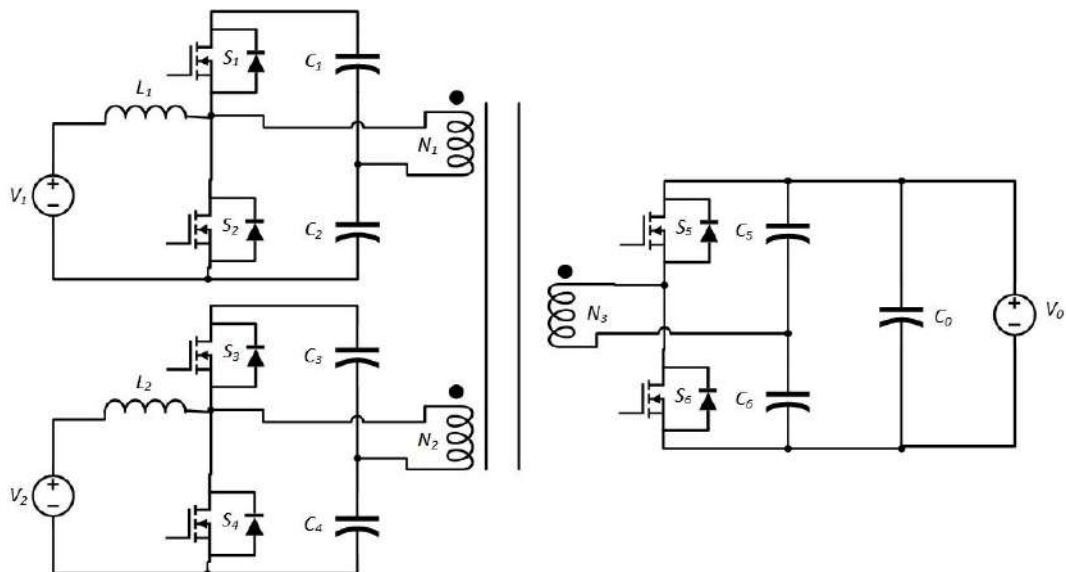
Figura 1.3 - Topologia de conversor apresentada por Chiu, Huang, Lin e Tseng, 2005 [3].



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [3].

Outra topologia vista como uma extensão de [4] é apresentada em [5] e [6], utilizando três inversores em meia-ponte capacitores de amortecimento entre as chaves e os enrolamentos do transformador. Este conversor possui a característica de ter fluxo de energia bidirecional em todas portas e suas chaves atuam com comutação suave devido aos capacitores de amortecimento. Sua desvantagem é que a utilização de indutores e capacitores em todas as portas causa um aumento no tamanho e no custo do sistema.

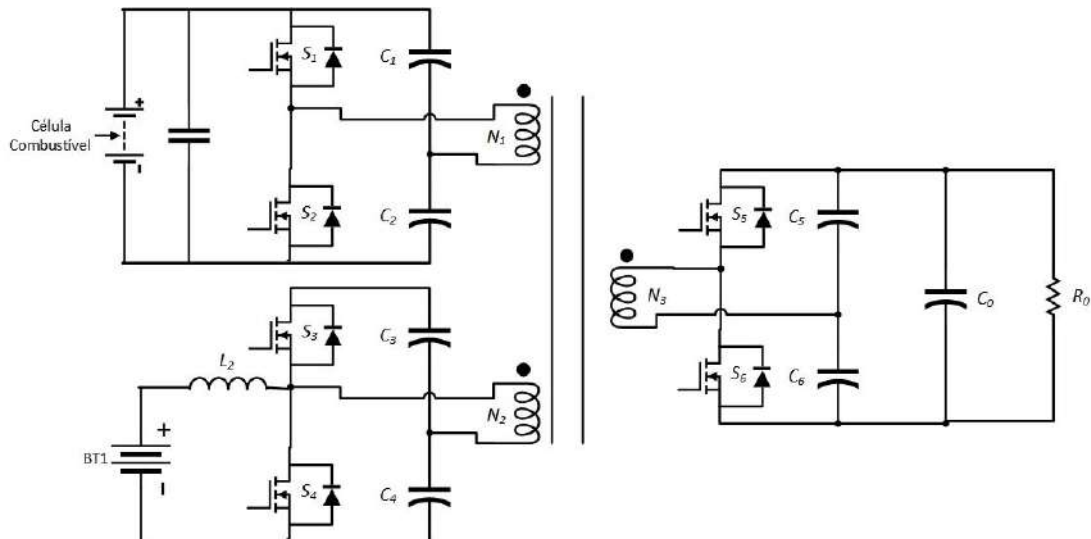
Figura 1.4 - Topologia apresentada por Liu e Li, 2006 [5].



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [5].

A ideia em [6] é um conversor semelhante ao [5], mas desenvolvido para conectar exatamente uma fonte, um armazenamento e uma carga, pois a adição de mais de uma fonte faria com que as chaves perdessem a comutação suave. O controle implementado utiliza uma mesma razão cíclica para o comando de todas as células de meia ponte com a variação da defasagem entre os sinais de comando. Este conversor é mostrado na Figura 1.5.

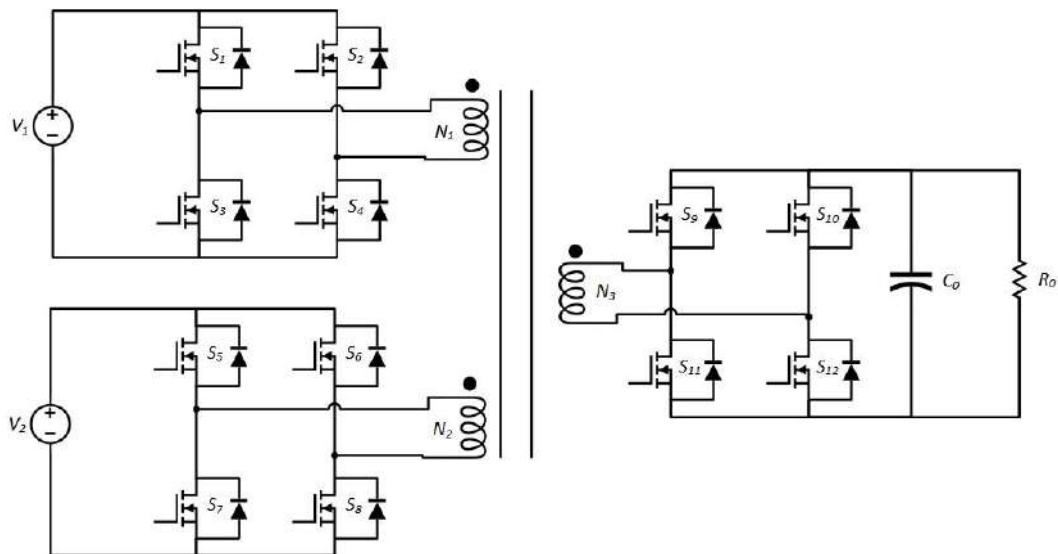
Figura 1.5 - Topologia apresentada por Tao, Kotsopoulos, Duarte e Hendrix, 2006 [6].



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [6].

Um conversor CC-CC com três portas bidirecionais pode ser visto na Figura 1.6. Este conversor utiliza três células que atuam como inversor em um sentido e retificador no sentido oposto, formadas por uma ponte completa de MOSFETs e diodos em antiparalelo. Cada uma das portas pode ser conectada a uma fonte, carga ou armazenamento de energia. Apesar desta configuração possuir um maior número de chaves a serem controladas, ela tem vantagem em relação as demais por não utilizar capacitores ou indutores conectados às pontes. O sistema de controle adotado possui malhas de corrente para as portas 2 e 3, que conectam a carga e a bateria respectivamente, e uma malha de tensão para a porta 2. As variáveis de controle são as fases e as razões cíclicas dos sinais de comando das portas.

Figura 1.6 - Conversor isolado apresentado por Zhao, Round e Kolar, 2008 [7].

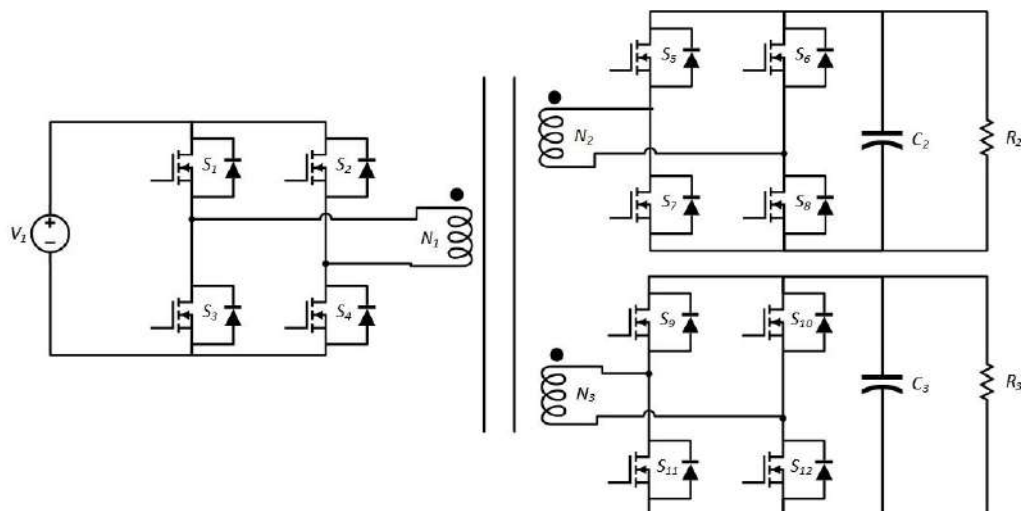


Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [7].

Muitos trabalhos desenvolvidos nos últimos anos [8] - [10] são baseados na topologia mostrada na Figura 1.6 e buscam o desenvolvimento de uma estratégia de controle eficiente para a mesma. Ela possui um modelamento matemático bem desenvolvido e a possibilidade de manipular duas fases e três razões cíclicas torna este conversor capaz de operar em muitas situações sem a necessidade de alterações em sua estrutura.

Devido as vantagens citadas em relação aos demais conversores, a topologia que será adotada neste trabalho é a apresentada por [7], mas utilizando uma porta alimentada por uma fonte CC e duas portas com tensões controladas conectadas a capacitores de saída e cargas resistivas. Esta topologia é apresentada na Figura 1.7.

Figura 1.7 - Topologia de conversor adotada neste trabalho.



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência [7].

1.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica contendo os conversores apresentados por diversos trabalhos acadêmicos divulgados nos últimos anos. Baseando-se nas topologias apresentadas, foi escolhido o conversor que será utilizado neste trabalho, cujo estudo detalhado das suas características de funcionamento estará descrito no capítulo a seguir.

Capítulo 2 ANÁLISE DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC/CC ISOLADO COM TRÊS PORTAS BIDIRECIONAIS E OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS FLUXOS DE POTÊNCIA

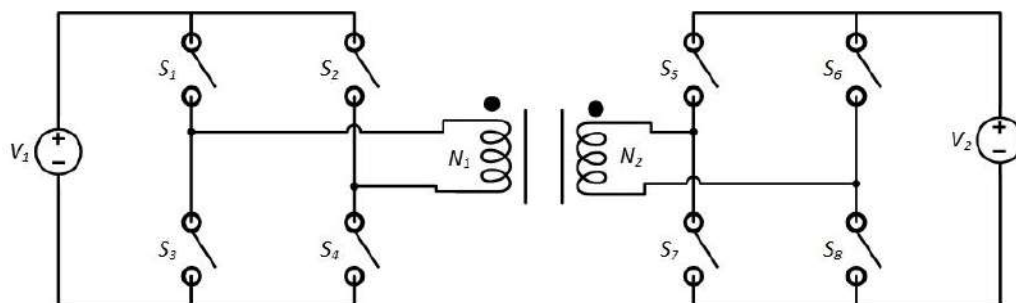
2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a análise do conversor CC/CC isolado com três portas bidirecionais alimentadas em tensão. Inicialmente é estudado o comportamento de um conversor CC/CC isolado de duas portas, onde são apresentadas suas formas de onda, etapas de operação e característica estática, tendo como base as equações apresentadas por [11]. Em seguida, utiliza-se a análise matemática obtida para o conversor de duas portas para se determinar as expressões válidas para o conversor de três portas. Isto é feito somando-se as contribuições de potência transferidas entre as portas individualmente, e desta forma obtém-se as expressões apresentadas em [7].

2.2 CONVERSOR CC/CC ISOLADO COM DUAS PORTAS ALIMENTADAS EM TENSÃO

O conversor CC/CC isolado com duas portas alimentadas em tensão é apresentado na Figura 2.1. Este conversor possui um inversor em ponte completa conectado a cada uma das fontes de tensão contínua que alimentam suas portas. Esses inversores são controlados por sinais de comando independentes e defasados entre si, onde a defasagem entre estes sinais influencia na magnitude e no sentido da potência transferida.

Figura 2.1 - Circuito do conversor CC/CC isolado com duas portas alimentadas em tensão.

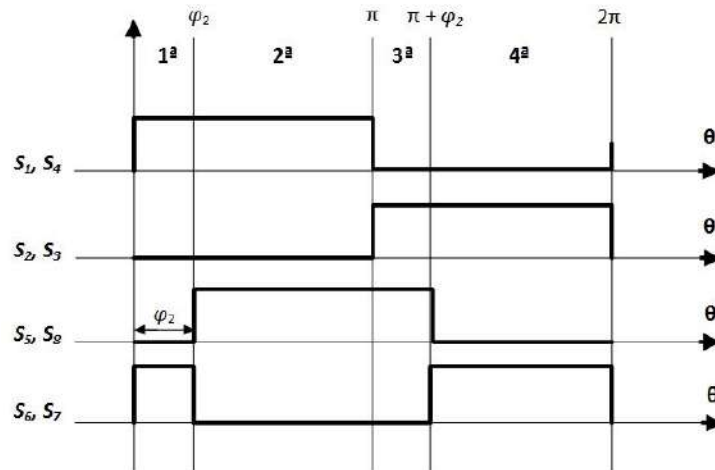


Fonte: Elaborada pelo autor.

A análise matemática feita nesta seção leva em consideração que o ciclo de trabalho dos sinais de comando das chaves é igual a 0,5. Os ângulos dos sinais de comando das pontes inversoras são chamados de φ_1 e φ_2 , onde φ_1 é tomado como referência e a defasagem entre os

sinais é o próprio φ_2 . Os sinais de comando das chaves de ambos os inversores podem ser vistos na Figura 2.2.

Figura 2.2 - Sinais de comando das chaves do conversor.

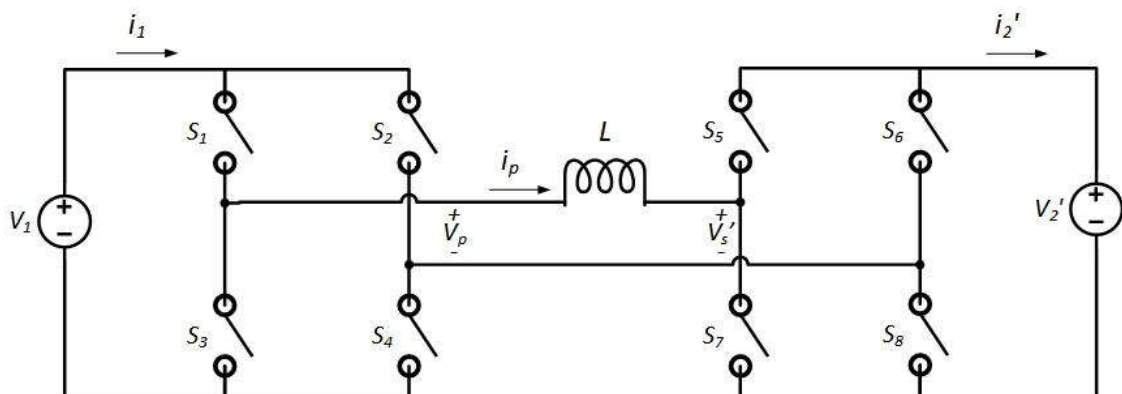


Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.1 Circuito Equivalente

O circuito equivalente do conversor, referido ao primário do transformador, é apresentado na Figura 2.3. Neste circuito o transformador é representado por uma indutância de dispersão L conectada em série com o circuito e o seu ramo de magnetização é desprezado para simplificar a análise. Os valores de tensão e corrente do secundário mostrados estão referidos ao primário e são calculados por $V_2' = V_2 \frac{N_1}{N_2}$ e $I_2' = I_2 \frac{N_2}{N_1}$.

Figura 2.3 - Circuito equivalente referido ao primário do conversor CC/CC isolado com duas portas alimentadas em tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

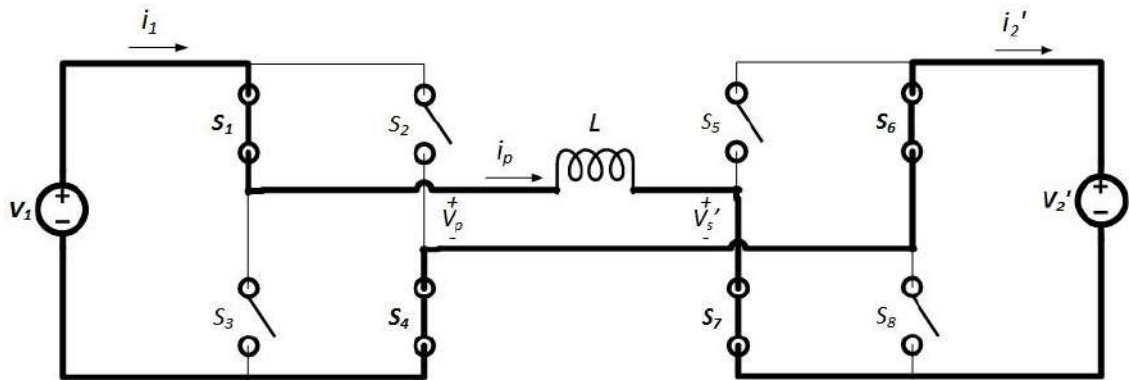
2.2.2 Etapas de Operação

O conversor estudado nesta seção apresenta quatro etapas de operação, que serão descritas a seguir.

a) 1ª Etapa de Operação [0 : α]

Na primeira etapa de operação as chaves S_1 , S_4 , S_6 e S_7 estão conduzindo, fazendo com que $i_1 = i_p$ e $i_2' = -i_p$. O circuito equivalente do conversor na 1ª Etapa é mostrado na Figura 2.4, onde estão destacados os trechos por onde circula a corrente elétrica.

Figura 2.4 - Primeira etapa de operação do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, as tensões do primário e do secundário são $V_p = V_1$ e $V_s' = -V_2'$. A tensão no indutor L é dada pela subtração entre a tensão do primário e do secundário, como mostra a equação (2.1).

$$v_L = V_1 + V_2' \quad (2.1)$$

A expressão da corrente que circula no indutor pode ser obtida em função das tensões de entrada e saída e de sua indutância, partindo da equação (2.2), que relaciona a tensão entre os terminais do indutor à taxa de variação de sua corrente.

$$v_L = L \frac{di_p^{etapa\ 1}(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Isolando $di_p(t)$ na equação (2.2), obtém-se a seguinte relação.

$$di_p^{etapa\ 1}(t) = \frac{v_L}{L} dt \quad (2.3)$$

Para encontrar a expressão da corrente no indutor válida para a 1ª Etapa, é necessário integrar os dois lados da equação (2.3). No entanto, o intervalo está definido na escala de ângulo

e a expressão está em função do tempo. As escalas de ângulo e de tempo estão relacionadas pela frequência de comutação f_s , como mostra a equação (2.4).

$$dt = \frac{d\theta}{2\pi f_s} \quad (2.4)$$

Substituindo a equação (2.4) na equação (2.3), obtém-se a equação a seguir.

$$di_p^{etapa\ 1}(\theta) = \frac{v_L}{2\pi f_s L} d\theta \quad (2.5)$$

Em seguida, integra-se os dois lados da equação (2.5) no intervalo de $[0 : \theta]$, resultando na equação (2.6).

$$\int_0^\theta di_p^{etapa\ 1}(\theta) = \int_0^\theta \frac{v_L}{2\pi f_s L} d\theta \quad (2.6)$$

Resolvendo as integrais da equação (2.6), obtém-se a seguinte expressão.

$$i_p^{etapa\ 1}(\theta) - i_p(0) = \frac{v_L}{2\pi f_s L} \theta \quad (2.7)$$

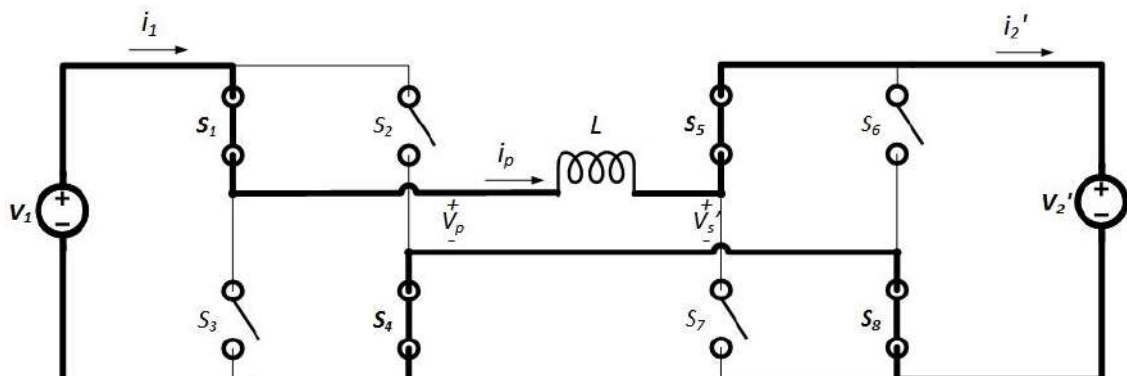
Isolando $i_p^{etapa\ 1}(\theta)$ na equação (2.7) e substituindo v_L pela equação (2.1), obtém-se a expressão da corrente no indutor durante a 1ª Etapa, mostrada na equação (2.8).

$$i_p^{etapa\ 1}(\theta) = \frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \theta + i_p(0) \quad (2.8)$$

b) 2ª Etapa de Operação [$\theta_2 : \theta_3$]

Na segunda etapa de operação, as chaves S_1 , S_4 , S_5 e S_8 estão conduzindo, fazendo com que as correntes do primário e do secundário possuam o mesmo sentido que i_p , ou seja, $i_1 = i_2' = i_p$. A Figura 2.5 mostra o circuito equivalente do conversor na 2ª Etapa.

Figura 2.5 - Segunda etapa de operação do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, a tensão no primário é igual a V_1 e a tensão no secundário é igual a V_2' . Portanto a tensão entre os terminais do indutor para esta etapa é a subtração das duas tensões das fontes, como mostra a equação (2.9).

$$v_L = V_1 - V_2' \quad (2.9)$$

Para encontrar a expressão da corrente que passa no indutor L durante a 2ª Etapa, é preciso integrar novamente a equação (2.5), desta vez no intervalo $[\varphi_2 : \theta]$. Este passo é mostrado na equação (2.10).

$$\int_{\varphi_2}^{\theta} di_p^{etapa\ 2}(\theta) = \int_{\varphi_2}^{\theta} \frac{v_L}{2\pi f_s L} d\theta \quad (2.10)$$

Resolvendo as integrais, obtém-se a seguinte equação.

$$i_p^{etapa\ 2}(\theta) - i_p(\varphi_2) = \frac{v_L}{2\pi f_s L} (\theta - \varphi_2) \quad (2.11)$$

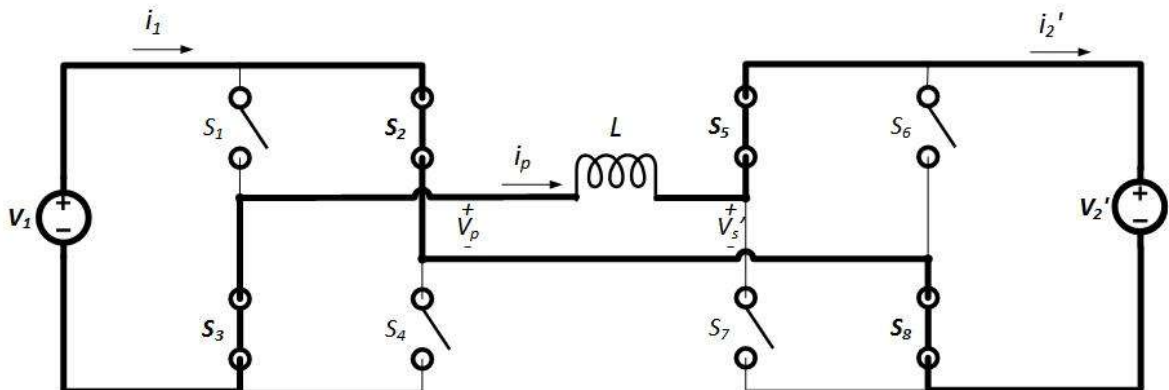
Isolando $i_p^{etapa\ 2}(\theta)$ na equação (2.11) e substituindo v_L pela equação (2.9), obtém-se a expressão da corrente no indutor durante a 2ª Etapa, mostrada na equação (2.12).

$$i_p^{etapa\ 2}(\theta) = \frac{V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\theta - \varphi_2) + i_p(\varphi_2) \quad (2.12)$$

c) 3ª Etapa de Operação [$\theta_1 : \theta_2$]

A Figura 2.6 mostra o circuito equivalente do conversor na terceira etapa de operação. Observa-se que as chaves S_2 , S_3 , S_5 e S_8 estão conduzindo e que, pelo sentido indicado das correntes na figura, $i_1 = -i_p$ e $i_2' = i_p$.

Figura 2.6 - Terceira etapa de operação do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, a tensão no primário é igual a $-V_1$, enquanto a tensão no secundário é igual a V_2' . Portanto a tensão entre os terminais do indutor, que é dada pela subtração da tensão no primário pela tensão no secundário, é dada pela equação (2.13).

$$v_L = -V_1 - V_2' \quad (2.13)$$

Integrando a equação (2.5) no intervalo $[\pi : \theta]$, é possível encontrar a expressão da corrente no indutor durante a terceira etapa. Esta integração é mostrada na equação (2.14).

$$\int_{\pi}^{\theta} di_p^{etapa\ 3}(\theta) = \int_{\pi}^{\theta} \frac{v_L}{2\pi f_s L} d\theta \quad (2.14)$$

Resolvendo as integrais da equação (2.14), encontra-se a seguinte equação.

$$i_p^{etapa\ 3}(\theta) - i_p(\pi) = \frac{v_L}{2\pi f_s L} (\theta - \pi) \quad (2.15)$$

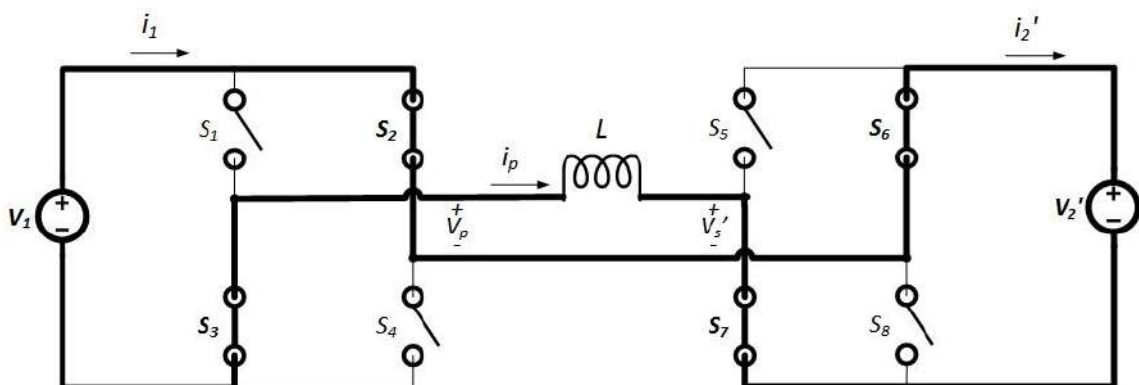
Isolando $i_p^{etapa\ 3}(\theta)$ na equação (2.15) e substituindo v_L pela equação (2.13), obtém-se a expressão da corrente no indutor durante a 3ª Etapa, como está mostrada na equação (2.16).

$$i_p^{etapa\ 3}(\theta) = \frac{-V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\theta - \pi) + i_p(\pi) \quad (2.16)$$

d) 4ª Etapa de Operação [$\theta = 2\pi$: 3π]

Na quarta etapa de operação as chaves S_2 , S_3 , S_6 e S_7 estão conduzindo, fazendo com que as correntes do primário e do secundário possuam sentido oposto ao de i_p , ou seja, $i_1 = i_2' = -i_p$. A Figura 2.7 mostra o circuito equivalente do conversor na 4ª Etapa.

Figura 2.7 - Quarta etapa de operação do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nesta etapa, a tensão no primário é igual a $-V_1$ e a tensão no secundário é igual a $-V_2'$. A tensão no indutor é encontrada pela equação (2.17).

$$v_L = -V_1 + V_2' \quad (2.17)$$

Para encontrar a expressão da corrente que passa no indutor L durante a 4ª Etapa, é preciso integrar novamente a equação (2.5), desta vez no intervalo $[\pi + \varphi_2 : \]$. Este passo é mostrado na equação (2.18).

$$\int_{\pi + \varphi_2}^{\theta} di_p^{etapa\ 4}(\theta) = \int_{\pi + \varphi_2}^{\theta} \frac{v_L}{2\pi f_s L} d\theta \quad (2.18)$$

Resolvendo as integrais da equação (2.18), obtemos a equação (2.19).

$$i_p^{etapa\ 4}(\theta) - i_p(\pi + \varphi_2) = \frac{v_L}{2\pi f_s L} (\theta - \pi - \varphi_2) \quad (2.19)$$

Isolando $i_p^{etapa\ 4}(\theta)$ na equação (2.19) e substituindo v_L pela equação (2.17), obtém-se a expressão da corrente no indutor durante a 4ª Etapa, como está mostrada na equação (2.20).

$$i_p^{etapa\ 4}(\theta) = \frac{-V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} (\theta - \pi - \varphi_2) + i_p(\pi + \varphi_2) \quad (2.20)$$

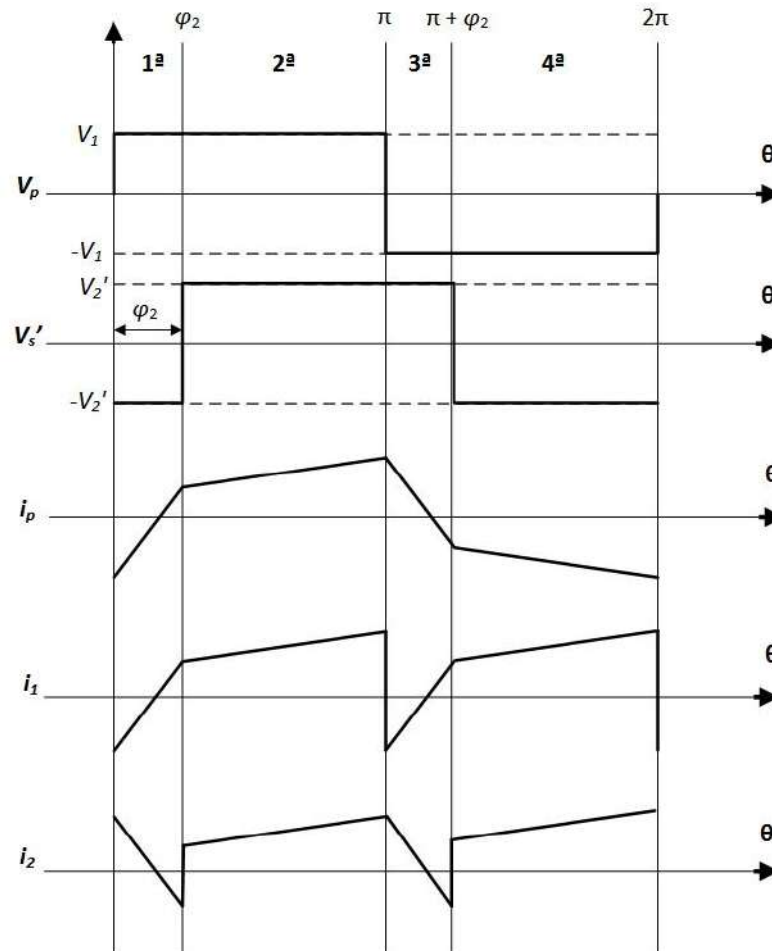
Concluindo-se a quarta etapa, está completo um período de funcionamento do conversor e este retorna para a primeira etapa de funcionamento.

2.2.3 Formas de Onda

A partir das expressões das correntes i_p , i_1 e i_2' obtidas na seção anterior, é possível traçar as principais formas de onda deste conversor para um período de funcionamento completo. A Figura 2.8 apresenta estas formas de onda teóricas, evidenciando a mudança de comportamento das mesmas entre cada etapa de funcionamento.

A análise das formas de onda das correntes nas fontes de tensão contínua, i_1 e i_2' , evidencia que as mesmas se repetem duas vezes para cada período da tensão no transformador, ou seja, a frequência destas correntes será o dobro da frequência de comutação das chaves do conversor.

Figura 2.8 - Formas de onda de tensões e correntes do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.4 Característica Estática

Conhecendo o comportamento das correntes nas fontes CC conectadas às portas do conversor, é possível deduzir uma expressão para a potência transferida de uma fonte para a outra, seguindo o procedimento descrito em [11]. Como as perdas nas chaves e no transformador não foram consideradas, a potência de entrada será igual a potência de saída.

A potência em uma fonte CC é calculada pelo produto da sua tensão pela sua corrente média, logo é preciso encontrar a expressão da corrente média de uma das fontes para então se obter a equação da potência transferida. A definição de corrente média é apresentada na equação (2.21).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (2.21)$$

Aplicando esta definição à corrente fornecida pela fonte V_1 , obtém-se a equação (2.22), onde I_1 é o valor médio da corrente i_1 .

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi_2} i_p^{etapa\ 1}(\theta) d\theta + \int_{\varphi_2}^{\pi} i_p^{etapa\ 2}(\theta) d\theta \right] \quad (2.22)$$

Substituindo as equações (2.8) e (2.12) na equação (2.22), encontra-se a equação (2.23).

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi_2} \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \theta + i_p(0) \right) d\theta + \int_{\varphi_2}^{\pi} \left(\frac{V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\theta - \varphi_2) + i_p(\varphi_2) \right) d\theta \right] \quad (2.23)$$

Para determinar uma equação para I_1 em função apenas das constantes do conversor, é preciso eliminar $i_p(0)$ e $i_p(\varphi_2)$ da equação (2.23). Primeiramente, utiliza-se a equação (2.8) calculada para θ igual a φ_2 , e encontra-se a equação (2.24).

$$i_p(\varphi_2) = \frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \varphi_2 + i_p(0) \quad (2.24)$$

Isolando $i_p(0)$, na equação (2.24), obtém-se a equação (2.25).

$$i_p(0) = -\frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \varphi_2 + i_p(\varphi_2) \quad (2.25)$$

Na forma de onda da corrente i_p , mostrada na Figura 2.8, é possível observar que $i_p(0) = -i_p(\pi)$. Para encontrar a expressão da corrente $i_p(\pi)$, aplica-se a equação (2.12) com θ igual a π , obtendo-se a equação (2.26).

$$i_p(\pi) = \frac{V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\pi - \varphi_2) + i_p(\varphi_2) \quad (2.26)$$

Substituindo as equações (2.25) e (2.26) na igualdade $i_p(0) = -i_p(\pi)$, obtém-se a equação (2.27).

$$-\frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \varphi_2 + i_p(\varphi_2) = -\frac{V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\pi - \varphi_2) - i_p(\varphi_2) \quad (2.27)$$

Isolando $i_p(\varphi_2)$ no lado esquerdo da equação (2.27), encontra-se a seguinte expressão.

$$2 \cdot i_p(\varphi_2) = -\frac{V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\pi - \varphi_2) + \frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \varphi_2 \quad (2.28)$$

Dividindo os dois lados da equação (2.28) por 2 e expandindo os termos do lado esquerdo, obtém-se a equação (2.29).

$$i_p(\varphi_2) = \frac{V_1 \varphi_2 + V_2' \varphi_2 - V_1 \pi + V_1 \varphi_2 + V_2' \pi - V_2' \varphi_2}{4\pi f_s L} \quad (2.29)$$

Simplificando-se a equação (2.29), obtém-se a equação (2.30).

$$i_p(\varphi_2) = \frac{V_1\varphi_2}{2\pi f_s L} - \frac{(V_1 - V_2')\pi}{4\pi f_s L} \quad (2.30)$$

Encontrada a expressão de $i_p(\varphi_2)$ em função das constantes, é possível determinar uma expressão para $i_p(0)$ substituindo a equação (2.30) na equação (2.25).

$$i_p(0) = -\frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \varphi_2 + \frac{V_1\varphi_2}{2\pi f_s L} - \frac{(V_1 - V_2')\pi}{4\pi f_s L} \quad (2.31)$$

Simplificando a equação (2.31), obtém-se a seguinte equação.

$$i_p(0) = -\frac{V_2'\varphi_2}{2\pi f_s L} - \frac{(V_1 - V_2')\pi}{4\pi f_s L} \quad (2.32)$$

Em seguida, as equações (2.30) e (2.31) são substituídas na equação (2.23), e obtém-se a equação a seguir.

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\varphi_2} \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\pi f_s L} \theta - \frac{V_2'\varphi_2}{2\pi f_s L} - \frac{(V_1 - V_2')\pi}{4\pi f_s L} \right) d\theta \right. \\ \left. + \int_{\varphi_2}^{\pi} \left(\frac{V_1 - V_2'}{2\pi f_s L} (\theta - \varphi_2) + \frac{V_1\varphi_2}{2\pi f_s L} - \frac{(V_1 - V_2')\pi}{4\pi f_s L} \right) d\theta \right] \quad (2.33)$$

Resolvendo a integral mostrada na equação (2.33) e agrupando os termos semelhantes, obtém-se a equação (2.34).

$$I_1 = \frac{\varphi_2(V_1 - V_2')(\varphi_2 - \pi)}{4\pi^2 f_s L} - \frac{\varphi_2(V_1 + V_2')(\varphi_2 - \pi)}{4\pi^2 f_s L} \quad (2.34)$$

Simplificando a equação (2.34), obtém-se a expressão da corrente média I_1 .

$$I_1 = \frac{V_2'}{2\pi^2 f_s L} \varphi_2(\pi - \varphi_2) \quad (2.34)$$

A potência transferida da fonte V_1 para a fonte V_2' é representada por P_{12} e calculada pela equação (2.35).

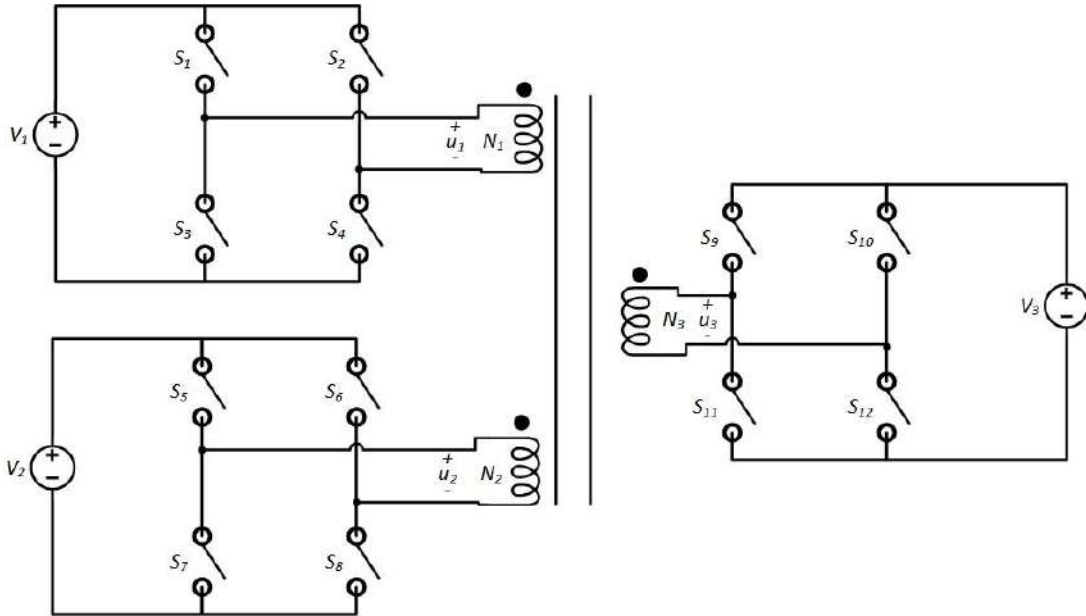
$$P_{12} = \frac{V_1 V_2'}{2\pi^2 f_s L} \varphi_2(\pi - \varphi_2) \quad (2.35)$$

2.3 CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL ISOLADO COM TRÊS PORTAS BIDIRECIONAIS EM TENSÃO

Partindo da análise feita para um conversor com duas portas, onde foi obtida a expressão da potência transferida de uma porta para a outra, será feita a análise da característica estática

do conversor multiportas. O conversor CC/CC isolado com três portas alimentadas em tensão é apresentado na Figura 2.9.

Figura 2.9 - Circuito do conversor CC/CC bidirecional isolado com três portas em tensão.

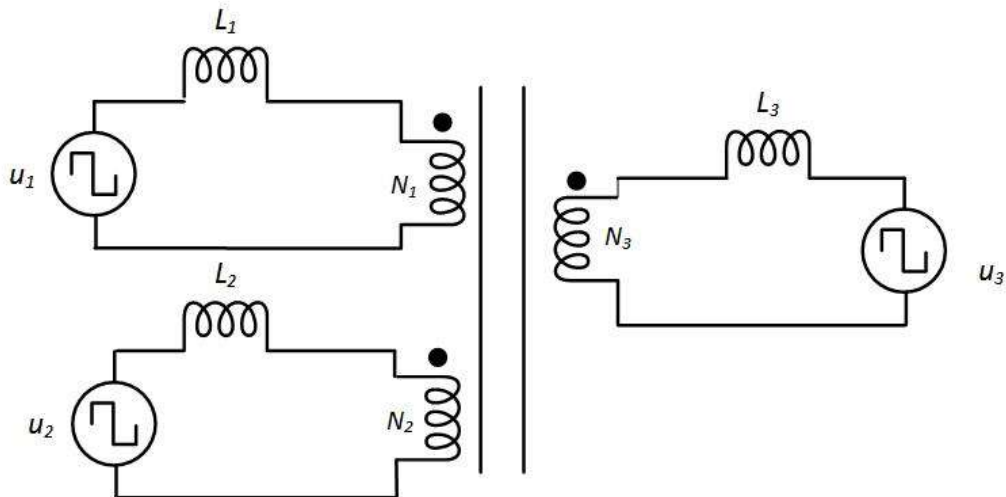


Fonte: Elaborada pelo autor.

2.3.1 Circuito Equivalente

Para simplificar o circuito, as tensões sobre os enrolamentos do transformador são representadas pelas fontes de tensão de onda quadrada u_1 , u_2 e u_3 , e o transformador é representado por um transformador ideal com suas indutâncias de dispersão, L_1 , L_2 e L_3 , em série com os seus enrolamentos. O circuito equivalente do conversor é mostrado na Figura 2.10.

Figura 2.10 - Circuito equivalente do conversor multiportas.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Se tratando de um transformador ideal, é possível referir as indutâncias e fontes do secundário e terciário para o lado primário utilizando a relação entre o número de espiras dos enrolamentos do transformador, cujas expressões são mostradas nas equações a seguir.

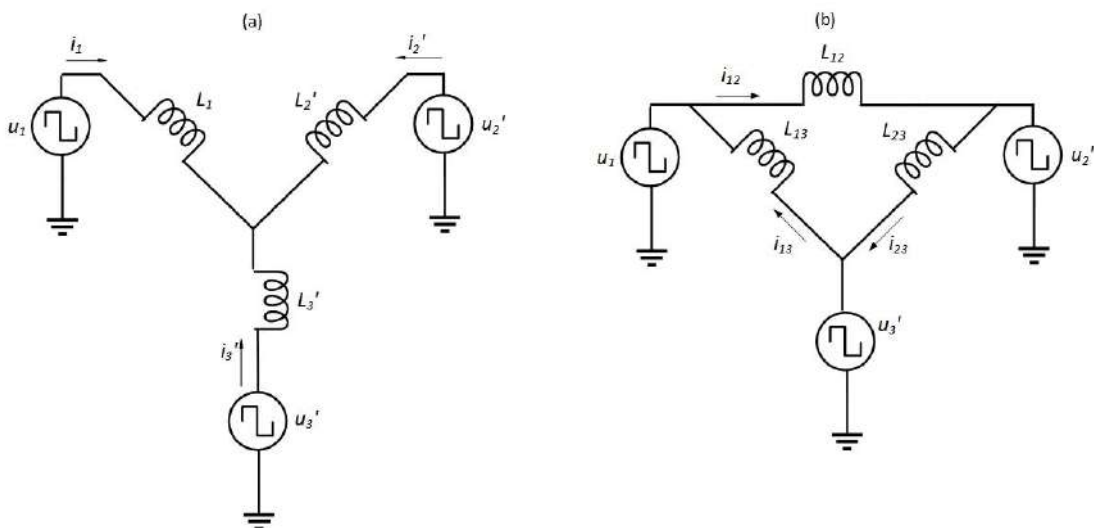
$$L'_2 = L_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (2.36)$$

$$L'_3 = L_3 \left(\frac{N_1}{N_3} \right)^2$$

$$u'_2 = u_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.37)$$

$$u'_3 = u_3 \left(\frac{N_1}{N_3} \right)$$

Figura 2.11 - Circuito equivalente referido ao primário: (a) Modelo Y; (b) Modelo Δ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 2.11(a) mostra o circuito equivalente do conversor resultante após a aplicação das equações (2.36) e (2.37), com as indutâncias de dispersão do transformador ligadas em Y. Aplicando a transformação estrela - triângulo nas indutâncias L_1, L_2, L_3 , obtém-se o circuito equivalente no modelo Δ , como mostra a Figura 2.11(b), cujos valores das indutâncias são determinados pelas equações (2.38).

$$L_{12} = \frac{L_1 L'_2 + L_1 L'_3 + L'_2 L'_3}{L'_3} \quad (2.38)$$

$$L_{13} = \frac{L_1 L'_2 + L_1 L'_3 + L'_2 L'_3}{L'_2}$$

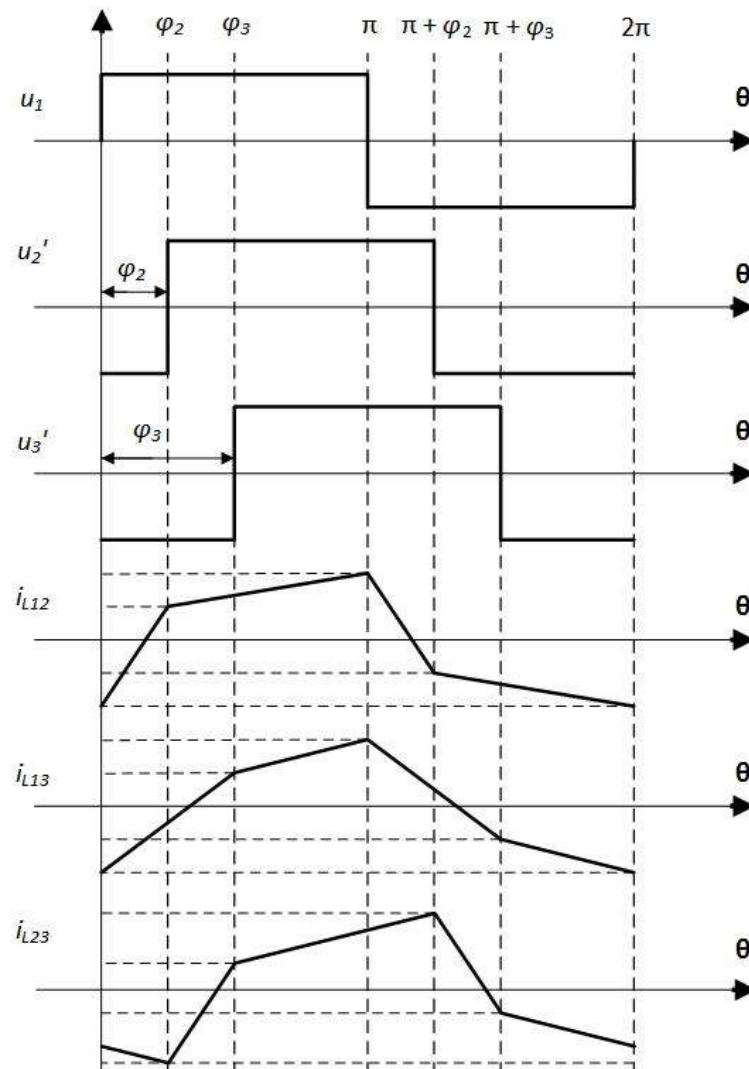
$$L_{23} = \frac{L_1 L'_2 + L_1 L'_3 + L'_2 L'_3}{L_1}$$

2.3.2 Formas de Onda

Com base no circuito apresentado na Figura 2.11(b), é possível traçar as formas de onda das correntes nos indutores, i_{L12} , i_{L13} e i_{L23} . A análise é semelhante à realizada na seção 2.2, com duas fontes de tensão de onda quadrada defasadas entre si interligadas por um indutor.

As formas de onda de tensão nas fontes e corrente nos indutores são apresentadas na Figura 2.12.

Figura 2.12 - Formas de onda do circuito equivalente do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.3.3 Característica Estática

A partir das formas de onda mostradas na Figura 2.12 é possível encontrar as expressões das potências transferidas por cada indutor, que representam as potências transferidas de uma porta para a outra. Para isso aplica-se o mesmo desenvolvimento apresentado para a dedução da equação (2.35), obtendo-se três expressões similares a mesma. As potências transferidas pelos indutores são determinadas pelas equações (2.39).

$$\begin{aligned}
 P_{12} &= \frac{V_1 V_2'}{2\pi^2 f_s L_{12}} \varphi_2 (\pi - \varphi_2) \\
 P_{23} &= \frac{V_2' V_3'}{2\pi^2 f_s L_{23}} (\varphi_2 - \varphi_3) (\varphi_2 - \varphi_3 - \pi) \\
 P_{13} &= \frac{V_1 V_3'}{2\pi^2 f_s L_{13}} \varphi_3 (\pi - \varphi_3)
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

Para que as expressões fiquem em função dos parâmetros iniciais do conversor, é preciso substituir as equações (2.38) em (2.39), resultando nas seguintes equações.

$$\begin{aligned}
 P_{12} &= \frac{V_1 V_2' L_3'}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3')} \varphi_2 (\pi - \varphi_2) \\
 P_{23} &= \frac{V_2' V_3' L_1}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3')} (\varphi_2 - \varphi_3) (\varphi_2 - \varphi_3 - \pi) \\
 P_{13} &= \frac{V_1 V_3' L_2'}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3')} \varphi_3 (\pi - \varphi_3)
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

Para calcular a potência total de uma porta é necessário somar a potência transferida desta porta para as demais, como mostram as equações (2.41).

$$\begin{aligned}
 P_1 &= P_{12} + P_{13} \\
 P_2 &= P_{23} - P_{12} \\
 P_3 &= -P_{13} - P_{23}
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Substituindo as equações (2.40) nas equações (2.41), obtém-se as expressões das potências totais de cada porta, mostradas nas equações (2.42), que são apresentadas em [7].

$$\begin{aligned}
 P_1 &= \frac{V_1 V_2' L_3' \varphi_2 (\pi - \varphi_2) + V_1 V_3' L_2' \varphi_3 (\pi - \varphi_3)}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3')} \\
 P_2 &= \frac{V_1 V_2' L_3' \varphi_2 (\varphi_2 - \pi) + V_2' V_3' L_1 (\varphi_2 - \varphi_3) (\varphi_2 - \varphi_3 - \pi)}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3')} \\
 P_3 &= \frac{V_1 V_3' L_2' \varphi_3 (\varphi_3 - \pi) + V_2' V_3' L_1 (\varphi_2 - \varphi_3) (\pi - \varphi_2 + \varphi_3)}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2' + L_1 L_3' + L_2' L_3')}
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

2.4 VALIDAÇÃO DA CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DO CONVERSOR COM TRÊS PORTAS

Para verificar a validade das expressões mostradas na equação (2.42), foram realizadas 10 simulações do conversor apresentado na Figura 2.9, utilizando o *software* PSIM, com diferentes valores de φ_2 e φ_3 . Os demais parâmetros utilizados para as simulações foram constantes e estão definidos na Tabela 2.1, que é baseada nas características do conversor apresentado em [7].

Tabela 2.1 - Parâmetros utilizados para validação da característica estática.

Especificação	Valor
Tensão de alimentação da porta 1 (V_1)	300 V
Tensão de alimentação da porta 2 (V_2)	40 V
Tensão de alimentação da porta 3 (V_3)	25 V
Número de espiras do primário (N_1)	300 espiras
Número de espiras do secundário (N_2)	70 espiras
Número de espiras do terciário (N_3)	70 espiras
Indutância de dispersão do primário (L_1)	22 μ H
Indutância de dispersão do secundário (L_2)	1,198 μ H
Indutância de dispersão do terciário (L_3)	1,198 μ H
Frequência de comutação das chaves (f_s)	50 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os resultados obtidos por meio de simulação, junto com os resultados calculados analiticamente são apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Validação da característica estática do conversor.

φ_2 (rad)	φ_3 (rad)	P_1 (W)		P_2 (W)		P_3 (W)	
		Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
0,2	0,0	464,5	472,6	-630,4	-630,3	165,9	163,8
0,2	0,2	754,8	763,3	-464,5	-464,4	-290,3	-289,9
0,5	0,2	1.333,1	1.342,2	-1.283,2	-1.282,7	-49,9	-49,5
0,8	0,5	2.130,7	2.141,2	-1.719,4	-1.719,8	-411,4	-412,2
1,0	0,8	2.615,2	2.626,7	-1.856,7	-1.856,0	-758,5	-758,3
1,0	1,0	2.747,6	2.759,4	-1.690,8	-1.690,2	-1.056,8	-1.057,0
1,2	1,0	2.896,3	2.908,6	-2.005,4	-2.007,6	-890,9	-891,1
1,0	1,2	2.840,5	2.852,7	-1.524,9	-1.524,2	-1.326,9	-1.315,6
1,5	1,2	3.093,8	3.107,3	-2.184,5	-2.184,2	-909,3	-909,4
1,5	1,5	3.159,2	3.173,1	-1.944,1	-1.943,8	-1.215,1	-1.215,0

Fonte: Elaborada pelo autor.

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram demonstradas as expressões das características estáticas dos conversores CC/CC isolados com duas e três portas, a partir de respectivos seus circuitos equivalentes e formas de onda. Em seguida foram feitas simulações de um conversor com três portas operando em diversas situações, para ser possível comparar as respostas analíticas e simuladas. Os resultados obtidos em simulação foram semelhantes aos resultados calculados analiticamente.

As equações obtidas estão de acordo com as encontradas na literatura e foram utilizadas para modelagem do conversor e o projeto das malhas de controle, que serão apresentados no próximo capítulo.

Capítulo 3 MODELAGEM E SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR

3.1 INTRODUÇÃO

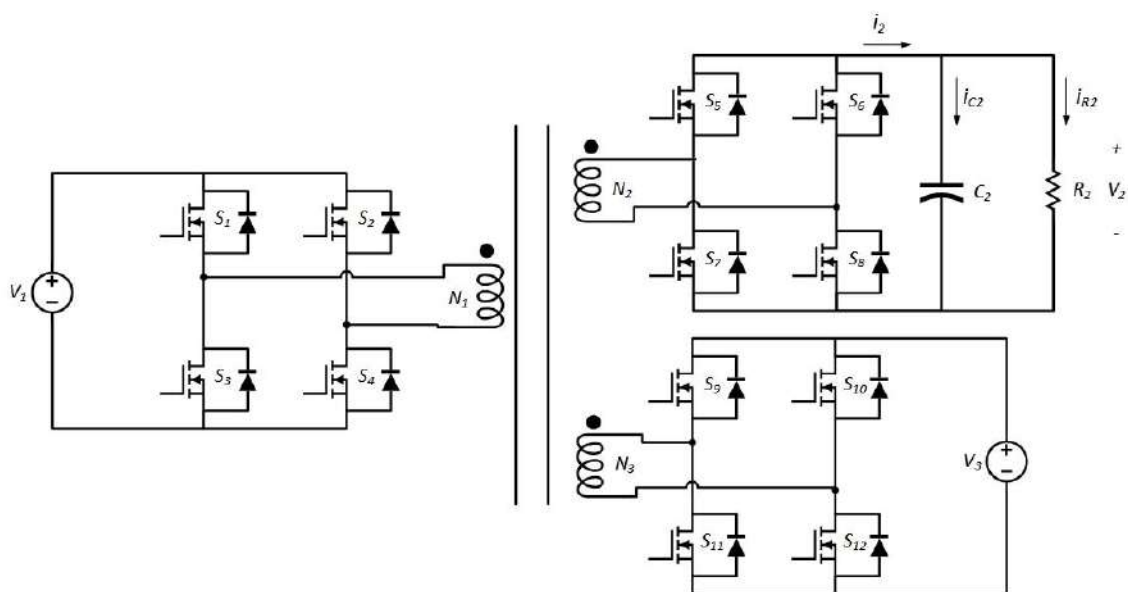
Neste capítulo será apresentado o desenvolvimento matemático realizado para obter-se as funções de transferência do conversor estudado. Serão realizadas as modelagens das tensões nas portas 2 e 3 com relação aos ângulos de seus sinais de comando. Cada modelo é obtido individualmente considerando-se os parâmetros das outras portas constantes e observando-se o efeito de uma perturbação no respectivo ângulo da porta a ser modelada.

Em seguida, são mostradas as validações do modelo obtido, seguindo a metodologia apresentada por [12], onde são comparadas as respostas do circuito simulado com as respostas da função de transferência obtida. Estas comparações são feitas através da resposta ao degrau e da resposta em frequência. Por fim, projeta-se uma malha de controle de tensão para cada porta no domínio da frequência.

3.2 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA V_2/i_2

O circuito utilizado para a modelagem da malha de tensão do conversor é mostrado na Figura 3.1. Considera-se que o conversor está operando em regime permanente e que a tensão média na porta 2 é constante. Desta maneira as equações (2.42) são válidas para este circuito.

Figura 3.1 - Circuito do conversor multiportas CC/CC isolado para modelagem da malha de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sabendo que a potência instantânea da porta 2 é determinada pelo produto entre a tensão e a corrente, a equação (2.42) para a porta 2 pode ser reescrita como a equação (3.1).

$$\begin{aligned} & v_2(t) \cdot i_2(t) \\ &= \frac{\varphi_2(t)(\varphi_2(t) - \pi)V_1v_2'(t)L_3' + (\varphi_2(t) - \varphi_3)(\varphi_2(t) - \varphi_3 - \pi)v_2'(t)V_3'L_1}{2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Isolando o termo $v_2'(t)$ no lado direito da equação (3.1) e substituindo $v_2(t)$ pela equação (3.2), obtém-se a equação (3.3).

$$v_2(t) = v_2'(t) \cdot (N_2/N_1) \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} & v_2'(t)(N_2/N_1) \cdot i_2(t) \\ &= v_2'(t) \left(\frac{\varphi_2(t)(\varphi_2(t) - \pi)V_1L_3' + (\varphi_2(t) - \varphi_3)(\varphi_2(t) - \varphi_3 - \pi)V_3'L_1}{2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)} \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Cancelando o termo $v_2'(t)$, presente em ambos os lados da equação (3.3), obtém-se a equação (3.4).

$$i_2(t) = \frac{\varphi_2(t)(\varphi_2(t) - \pi)V_1L_3' + (\varphi_2(t) - \varphi_3)(\varphi_2(t) - \varphi_3 - \pi)V_3'L_1}{2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)(N_2/N_1)} \quad (3.3)$$

Sabendo que a corrente $i_2(t)$ é igual à soma da corrente no resistor R_2 com a corrente no capacitor C_2 e que estas correntes são determinadas pelas equações (3.4) e (3.5), obtém-se a equação (3.6).

$$i_{R_2}(t) = \frac{v_2(t)}{R_2} \quad (3.4)$$

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} & C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} + \frac{v_2(t)}{R_2} \\ &= \frac{\varphi_2(t)(\varphi_2(t) - \pi)V_1L_3' + (\varphi_2(t) - \varphi_3)(\varphi_2(t) - \varphi_3 - \pi)V_3'L_1}{2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)(N_2/N_1)} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Expandindo os termos do lado direito da equação (3.6) e reagrupando os termos semelhantes, obtém-se a equação (3.7).

$$C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} + \frac{v_2(t)}{R_2} \quad (3.7)$$

$$= \frac{\varphi_2^2(t)(V_1L_3' + V_3'L_1) - \varphi_2(t)(\pi V_1L_3' + 2\varphi_3V_3'L_1 + \pi V_3'L_1) + (\varphi_3^2V_3'L_1 + \varphi_3\pi V_3'L_1)}{2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)(N_2/N_1)}$$

Para simplificar a visualização do restante do desenvolvimento, são definidas as constantes mostradas nas equações (3.8) a (3.11).

$$K_1 = V_1L_3' + V_3'L_1 \quad (3.8)$$

$$K_2 = \pi V_1L_3' + 2\varphi_3V_3'L_1 + \pi V_3'L_1 \quad (3.9)$$

$$K_3 = \varphi_3^2V_3'L_1 + \varphi_3\pi V_3'L_1 \quad (3.10)$$

$$K_d = 2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)(N_2/N_1) \quad (3.11)$$

Substituindo as constantes definidas de (3.8) a (3.11) na equação (3.7), obtém-se a equação (3.12).

$$C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} + \frac{v_2(t)}{R_2} = \frac{\varphi_2^2(t)K_1 - \varphi_2(t)K_2 + K_3}{K_d} \quad (3.12)$$

Adiciona-se uma perturbação na equação (3.12) através das equações (3.13) e (3.14), obtendo-se a equação (3.15).

$$v_2(t) = V_2 + \Delta v_2(t) \quad (3.13)$$

$$\varphi_2(t) = \Phi_2 + \Delta\varphi_2(t) \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} C_2 \frac{d(V_2 + \Delta v_2(t))}{dt} + \frac{V_2 + \Delta v_2(t)}{R_2} \\ = \frac{(\Phi_2 + \Delta\varphi_2(t))^2 K_1 - (\Phi_2 + \Delta\varphi_2(t))K_2 + K_3}{K_d} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Expandindo os termos da equação (3.15) e rearranjando de maneira a agrupar os termos CC e CA separadamente, obtém-se a equação (3.16).

$$\begin{aligned} \left(C_2 \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{R_2} \right) + \left(C_2 \frac{d\Delta v_2(t)}{dt} + \frac{\Delta v_2(t)}{R_2} \right) \\ = \left(\frac{\Phi_2^2 K_1 - \Phi_2 K_2 + K_3}{K_d} \right) + \left(\frac{\Delta\varphi_2^2(t)K_1 + 2\Phi_2\Delta\varphi_2(t)K_1 - \Delta\varphi_2(t)K_2}{K_d} \right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Considerando-se apenas os termos CA na equação (3.16), obtém-se a equação (3.17).

$$C_2 \frac{d\Delta v_2(t)}{dt} + \frac{\Delta v_2(t)}{R_2} = \frac{\Delta \varphi_2^2(t)K_1 + 2\Phi_2\Delta\varphi_2(t)K_1 - \Delta\varphi_2(t)K_2}{K_d} \quad (3.17)$$

Como a modelagem busca obter um modelo de pequenos sinais para o conversor, considera-se que $\Delta\varphi_2(t)$ tem uma pequena amplitude e pode-se afirmar que o termo $\Delta\varphi_2^2(t)$ na equação (3.17) é desprezível. Com isso, obtém-se a equação (3.18).

$$C_2 \frac{d\Delta v_2(t)}{dt} + \frac{\Delta v_2(t)}{R_2} = \frac{\Delta\varphi_2(t)(2\Phi_2K_1 - K_2)}{K_d} \quad (3.18)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (3.18), obtém-se a equação (3.19).

$$sC_2\Delta v_2(s) + \frac{\Delta v_2(s)}{R_2} = \frac{\Delta\varphi_2(s)(2\Phi_2K_1 - K_2)}{K_d} \quad (3.19)$$

Por fim, rearranjando a equação (3.19), obtém-se a função de transferência apresentada na equação (3.20).

$$\frac{\Delta v_2(s)}{\Delta\varphi_2(s)} = \frac{R_2 \left(\frac{2\Phi_2K_1 - K_2}{K_d} \right)}{sR_2C_2 + 1} \quad (3.20)$$

3.3 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA V₃/ I₃

A análise feita para obter-se a função de transferência da tensão na porta 3 é semelhante a que foi desenvolvida para a porta 2, considerando agora φ_2 constante e φ_3 variável. Partindo da expressão de potência na porta 3 da equação (2.42) e seguindo os passos descritos na seção anterior, obtemos a equação (3.21), análoga a equação (3.7).

$$C_3 \frac{dv_3(t)}{dt} + \frac{v_3(t)}{R_2} = \frac{\varphi_3^2(t)(V_1L_2' - V_2'L_1) - \varphi_3(t)(\pi V_1L_2' - 2\varphi_2V_2'L_1 + \pi V_2'L_1) + (-\varphi_2^2V_2'L_1 + \varphi_2\pi V_2'L_1)}{2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)(N_3/N_1)} \quad (3.21)$$

Assim como foi feito para a modelagem da porta 2, são definidas quatro constantes para o desenvolvimento do modelo da porta 3, apresentadas nas equações (3.22) a (3.25).

$$K_1^{P3} = V_1L_2' - V_2'L_1 \quad (3.22)$$

$$K_2^{P3} = \pi V_1L_2' - 2\varphi_2V_2'L_1 + \pi V_2'L_1 \quad (3.23)$$

$$K_3^{P3} = -\varphi_2^2V_2'L_1 + \varphi_2\pi V_2'L_1 \quad (3.24)$$

$$K_d^{P3} = 2\pi^2 f_s(L_1L_2' + L_2'L_3' + L_3'L_1)(N_3/N_1) \quad (3.25)$$

Substituindo estas constantes na equação (3.21), obtém-se a equação (3.26).

$$C_3 \frac{dv_3(t)}{dt} + \frac{v_3(t)}{R_3} = \frac{\varphi_3^2(t)K_1^{P3} - \varphi_3(t)K_2^{P3} + K_3^{P3}}{K_d^{P3}} \quad (3.26)$$

A partir deste ponto, o desenvolvimento é idêntico ao realizado para a porta 2, e a função de transferência obtida é apresentada na equação (3.27).

$$\frac{\Delta v_3(s)}{\Delta \varphi_3(s)} = \frac{R_3 \left(\frac{2\Phi_3 K_1^{P3} - K_2^{P3}}{K_d^{P3}} \right)}{sR_3 C_3 + 1} \quad (3.27)$$

3.4 VALIDAÇÃO DO MODELO OBTIDO

Para verificar a validade do modelo obtido, foram realizadas simulações das respostas no domínio do tempo e no domínio da frequência do circuito do conversor, paralelamente à simulação da função de transferência. Estas simulações foram realizadas utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 3.1, que é baseada nas características do conversor apresentado em [7].

Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados na validação dos modelos.

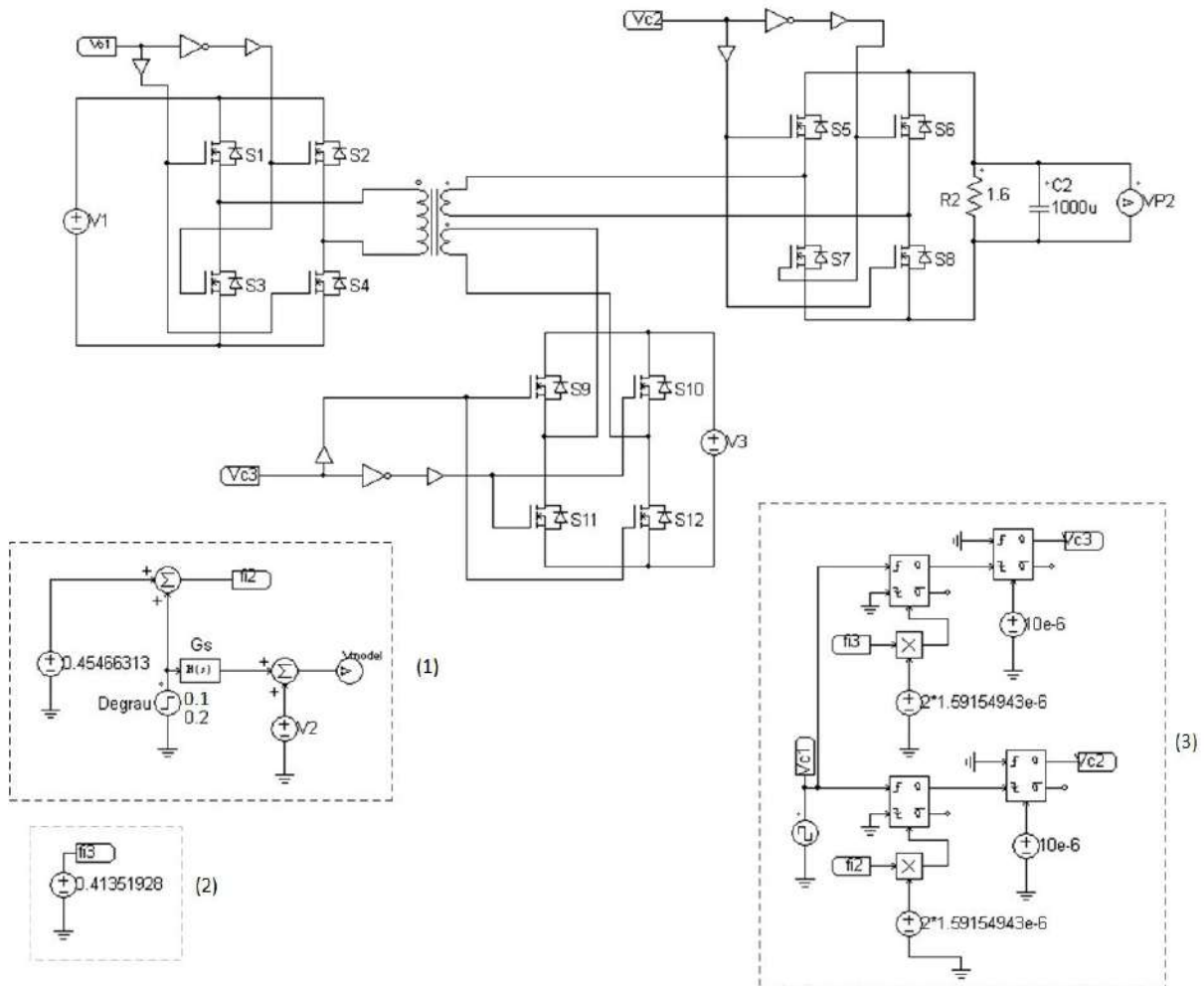
Especificação	Valor
Tensão de alimentação da porta 1 (V_1)	300 V
Tensão de alimentação da porta 3 (V_3)	25 V
Número de espiras do primário (N_1)	300 espiras
Número de espiras do secundário (N_2)	70 espiras
Número de espiras do terciário (N_3)	70 espiras
Indutância de dispersão do primário (L_1)	22 μ H
Indutância de dispersão do secundário (L_2)	1,198 μ H
Indutância de dispersão do terciário (L_3)	1,198 μ H
Frequência de comutação das chaves (f_s)	50 kHz
Resistência de carga na porta 2 (R_2)	1,6 Ω
Capacitância do capacitor de saída da porta 2 (C_2)	1000 μ F
Fase do sinal de comando da porta 3 (φ_3)	0,41351928 rad
Valor médio da fase do sinal de comando da porta 2 (Φ_2)	0,45466313 rad

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.4.1 Resposta ao Degrau na Fase do Sinal de Comando da Porta 2

O circuito simulado para a obtenção da resposta ao degrau do conversor e da planta está mostrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 - Circuito simulado para a validação do modelo do conversor.



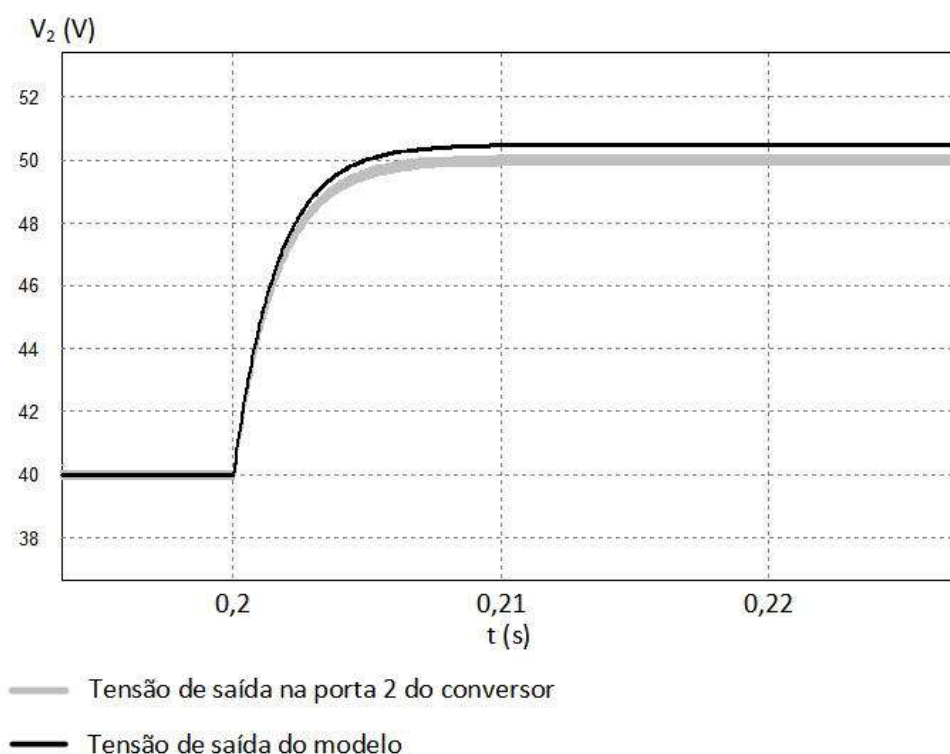
- (1) Gerador do degrau de amplitude 0,1 rad no fase φ_2 no instante 0,2 s, aplicado simultaneamente ao conversor e à planta $G(s)$.
 (2) Definição do valor de φ_3 .
 (3) Circuito que gera os sinais de comando das três portas com frequência de 50 kHz e defasados a partir dos valores de φ_2 e φ_3 em radianos.

Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito utilizado para gerar os três sinais de comando defasados a partir dos valores dos ângulos φ_2 e φ_3 , indicado como (3) na Figura 3.2, foi desenvolvido utilizando multivibradores monoestáveis controlados. O sinal de comando da porta 1 possui a fase fixa e é gerado por uma fonte de onda quadrada. Esta fonte é conectada na entrada ativada por borda de subida de um monoestável, que gera em sua saída um pulso de largura definida pela defasagem em segundos do sinal de comando que se deseja obter. Esta defasagem em segundos é calculada pela divisão da fase, em radianos, por ω . A saída deste monoestável é conectada a entrada ativada por borda de descida de um outro monoestável. Este segundo monoestável possui uma largura de pulso fixa em 10^{-5} s, que é a metade do período de comutação das chaves. Seu sinal de saída está em 0 no intervalo de 0 até $\frac{\pi}{\omega}$, permanece ativo de $\frac{\pi}{\omega}$ até $\frac{\pi}{\omega} + \frac{\pi}{\omega}$, e volta a ficar inativo do instante $\frac{\pi}{\omega} + \frac{\pi}{\omega}$ até $2\pi/\omega$, quando se inicia um novo período.

Na Figura 3.2 é possível observar que foi aplicado um degrau de amplitude 0,1 rad, no instante $t = 0,2$ s, na fase do sinal de comando da porta 2. O sinal de saída da planta $G(s)$ foi somado com uma tensão contínua de 40 V, que é o valor da tensão média na porta 2 antes do degrau. Isto foi feito para facilitar a comparação da resposta do circuito com a resposta da planta. O resultado desta simulação é mostrado na Figura 3.3.

Figura 3.3 - Respostas da tensão na porta 2 a um degrau de 0,1 radianos na fase do sinal de comando, obtido através da simulação do conversor e do modelo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A função de transferência apresentou resposta muito semelhante à do circuito, validando o modelamento matemático realizado para este conversor.

3.4.2 Resposta em Frequência da Planta do Conversor

Para a validação da resposta em frequência do modelo, foram realizadas simulações do conversor operando com a fase do sinal de comando indicada na Tabela 3.1 sobreposta por uma senóide de amplitude igual 0,01 rad. Foram realizadas simulações com dez valores diferentes de frequência desta senóide e, para cada uma delas, mediu-se o ganho e a fase da perturbação na tensão de saída.

A Tabela 3.2 apresenta a comparação entre os valores teóricos e as medições obtidas em simulação dos ganhos e das fases para cada frequência utilizada.

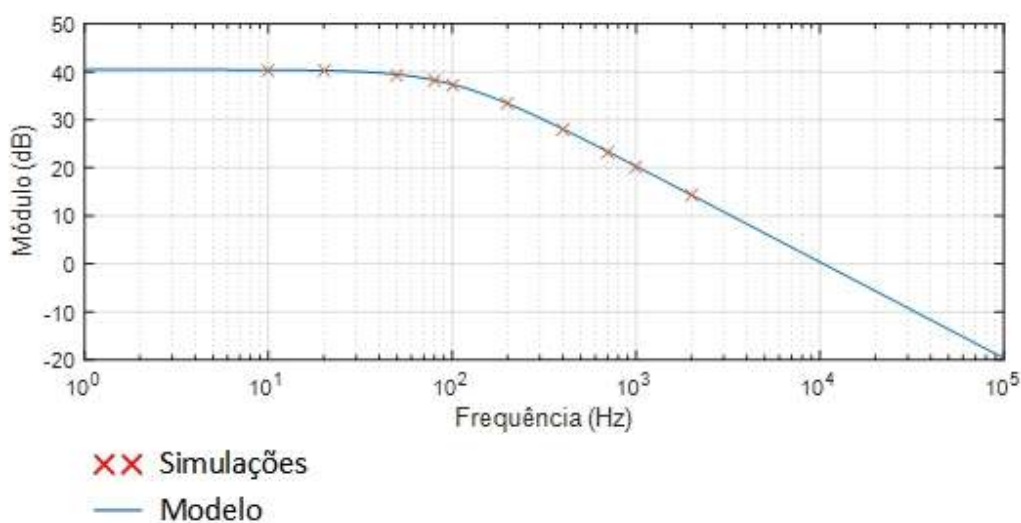
Tabela 3.2 - Comparação entre a resposta em frequência do modelo e do circuito simulado.

Frequência (Hz)	Módulo (dB)		Fase(°)	
	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
10	40,380	40,314	-5.741	-5,760
20	40,252	40,185	-11.368	-11,377
50	39,446	39,373	-26.687	-26,642
80	38.258	38,178	-38.808	-39,026
100	37.391	37,308	-45.152	-45,364
200	33.397	33,304	-63.556	-62,647
400	28.076	27,977	-76.035	-74,175
700	23.389	23,285	-81.912	-82,102
1000	20.335	20,227	-84.320	-85,601
2000	14.347	14,183	-87.153	-86,811

Fonte: Elaborada pelo autor.

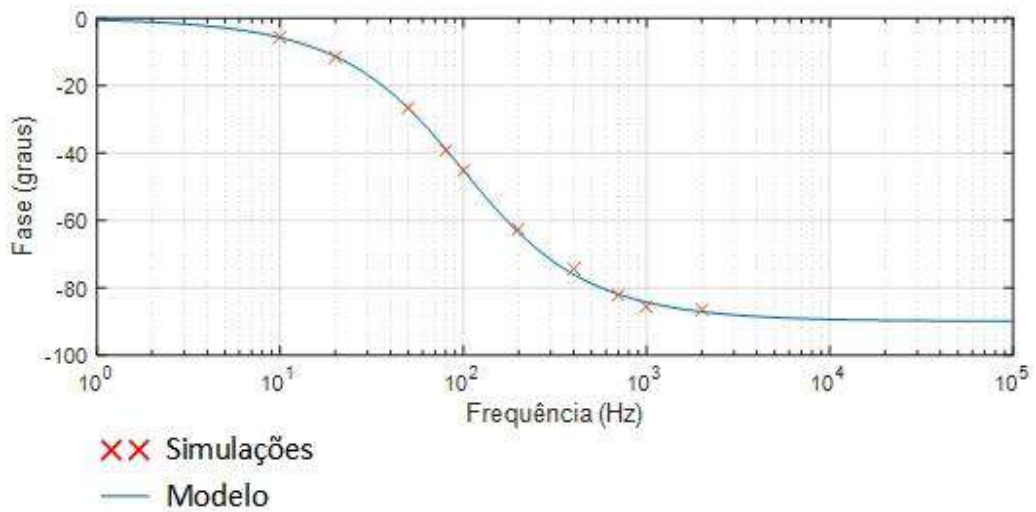
Os diagramas de Bode de módulo e fase do modelo obtido, em conjunto com os pontos encontrados em simulação, são mostrados na Figura 3.4 e na Figura 3.5. Nestas figuras é possível observar que os pontos obtidos pela simulação do conversor coincidiram com os diagramas de Bode apresentados, traçados a partir da função de transferência. Isto mostra que o modelo obtido para o conversor é válido.

Figura 3.4 - Diagrama de Bode do módulo do modelo e pontos obtidos em simulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.5 - Diagrama de Bode da fase do modelo e pontos obtidos em simulação.

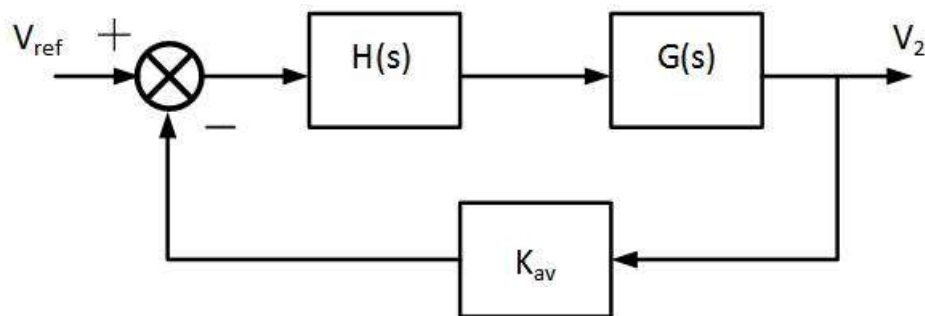


Fonte: Elaborada pelo autor.

3.5 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO NA PORTA 2

A partir da função de transferência obtida para a tensão na porta 2, será projetado um controlador proporcional-integral com um filtro (PI com filtro) utilizando-se a metodologia de projeto no domínio da frequência. O diagrama de blocos proposto para a malha de controle é apresentado na Figura 3.6.

Figura 3.6 - Diagrama de blocos da malha de controle da tensão na porta 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

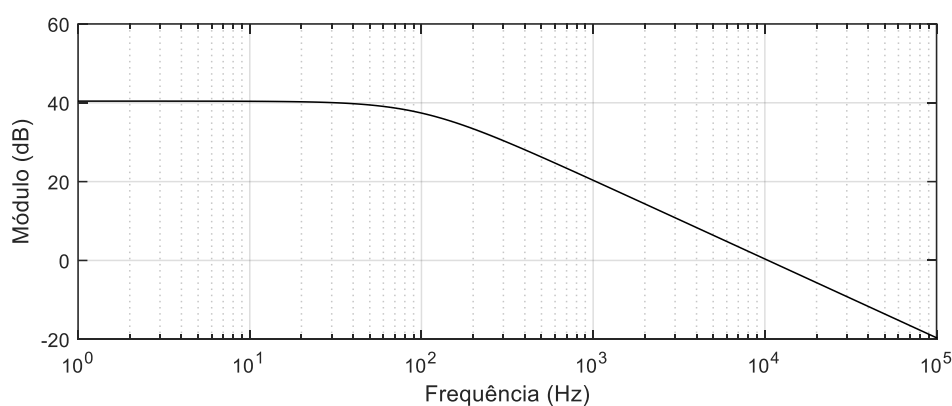
A função de transferência do controlador desejado é representada por $H(s)$, K_{av} é o ganho do sensor de tensão, e o modelo da planta, apresentado na equação (3.20), é representado no diagrama como $G(s)$. Aplicando os parâmetros mostrados na Tabela 3.1, obtém-se a função de transferência mostrada na expressão a seguir.

$$G(s) = \frac{105}{0,0016s + 1}$$

Esta planta possui apenas um polo, localizado na posição $s = -625$ no plano complexo, ou seja, a uma frequência de 99,472 Hz. Seus diagramas de Bode de módulo e de fase são apresentados na Figura 3.7 e na Figura 3.8, respectivamente.

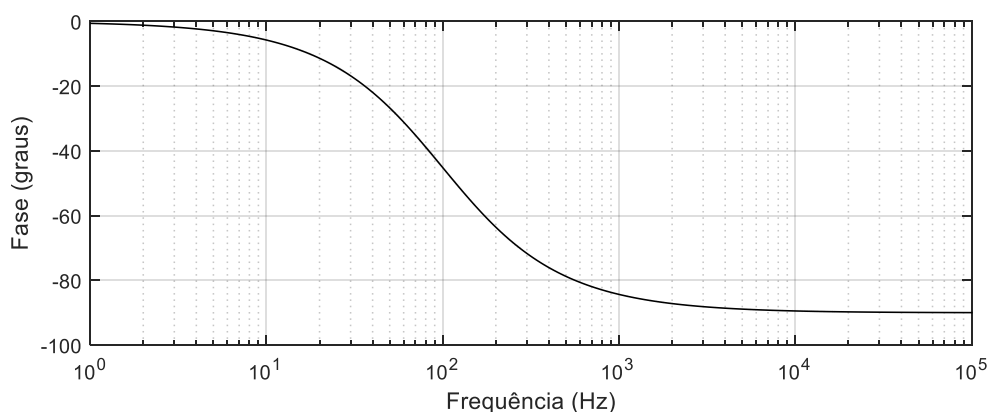
O ganho do sensor de tensão é determinado de forma que quando a tensão na porta 2 do conversor for máxima o valor lido pelo sensor seja limitado a 3,5 V, mantendo-se dentro da faixa de operação dos microcontroladores mais comuns. Desta forma, calcula-se o ganho necessário para uma tensão máxima de 70 V e obtém-se o valor de 0,05. Como este ganho será obtido por um divisor resistivo, adotam-se os valores de resistores de 220 Ω e 4,7 k Ω , resultando em um ganho de 0,047.

Figura 3.7 - Diagrama de Bode do módulo do modelo da tensão na porta 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.8 - Diagrama de Bode da fase do modelo da tensão na porta 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

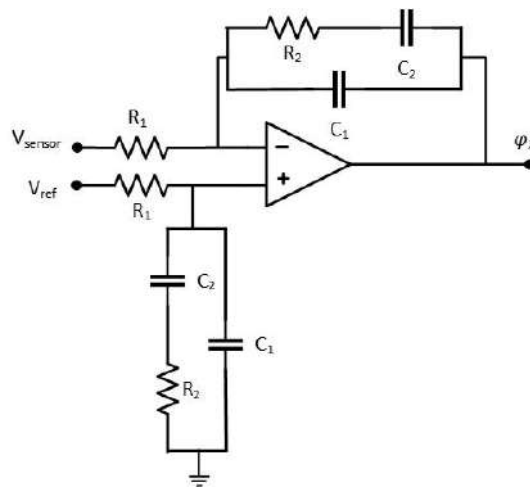
Traçados os diagramas de Bode do modelo, é realizado o projeto do controlador seguindo o método do domínio da frequência. O controlador PI com filtro, que será adotado para esta malha, possui um polo na origem, um zero e um outro polo em frequência mais

elevada. Este controlador apresenta a característica de atenuar as altas frequências, reduzindo a susceptibilidade do sistema a ruídos.

A frequência de cruzamento escolhida para a malha de controle foi de 70 Hz. A escolha desta frequência relativamente baixa se deve ao fato de se tratar de uma malha de tensão, cuja resposta é naturalmente lenta. Esta frequência será necessária para o dimensionamento do controlador.

Este controlador pode ser implementado na prática por um circuito composto por um amplificador operacional, resistores e capacitores, na topologia apresentada na Figura 3.9.

Figura 3.9 - Circuito esquemático do controlador PI com filtro.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A função de transferência deste controlador é apresentada na equação (3.28).

$$H(s) = \frac{sR_2C_2 + 1}{sR_1(sR_2C_1C_2 + C_1 + C_2)} \quad (3.28)$$

Antes de determinar os valores das resistências e capacitâncias, é preciso escolher a posição dos polos e do zero do controlador. Além do polo na origem, é posicionado um polo na frequência de 1 kHz e um zero na frequência de 50 Hz.

Conhecendo a posição dos polos e zeros do controlador, é necessário calcular qual deve ser o seu ganho para que a função de transferência de malha aberta possua a frequência de cruzamento desejada. Este ganho é calculado de forma que o módulo da função de transferência em malha aberta na frequência de cruzamento seja igual a 1, como mostra a equação (3.29).

$$|K_{av}G(s)A_H| = K_{av} \frac{105}{\sqrt{(2\pi f \cdot 0,0016)^2 + 1}} A_H = 1 \quad (3.29)$$

Substituindo os valores de $f = 70$ Hz e considerando o ganho do sensor de tensão $K_{av} = 0,047$, obtém-se o ganho requerido do controlador, calculado na equação (3.30).

$$A_H = \frac{\sqrt{(2\pi \cdot 70 \cdot 0,0016)^2 + 1}}{0,047 \cdot 105} = 0,2478 \quad (3.30)$$

Determinados o ganho do controlador e as posições dos seus polos e zeros, serão calculados os valores de resistências e capacitâncias que fornecem a função de transferência adequada, baseando-se na equação (3.28). Para cada valor de componente calculado, será adotado o valor comercial mais próximo existente.

Primeiramente, atribui-se o valor de capacitância $C_2 = 56$ nF e em seguida calcula-se o valor da resistência R_2 , utilizando a equação (3.31).

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_z C_2} \quad (3.31)$$

Onde f_z é a frequência escolhida para o zero do controlador e é igual 50 Hz. O valor de resistência calculado foi de 56,841 k Ω , portanto adota-se o valor de $R_2 = 56$ k Ω .

Conhecendo os valores de R_2 e C_2 , a capacitância C_1 pode ser calculada, como mostra a equação (3.32), onde f_p representa a frequência do polo do controlador.

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi f_p R_2 C_2 - 1} \quad (3.32)$$

Substituindo os valores calculados de C_2 e R_2 e a frequência do polo de 1 kHz, obtém-se o valor de 2,994 nF. O capacitor adotado será $C_1 = 3,3$ nF.

Por fim, calcula-se a resistência do resistor R_1 conforme a expressão mostrada na equação (3.33), onde f_c representa a frequência de cruzamento.

$$R_1 = \frac{2\pi f_c R_2 C_2 + 1}{A_H [2\pi f_c (2\pi f_c R_2 C_1 C_2 + C_1 + C_2)]} \quad (3.33)$$

Resolvendo a equação (2.34), obtém-se o valor de resistência de 341,9 k Ω , portanto será adotado o valor de $R_1 = 330$ k Ω .

A função de transferência do controlador, utilizando os valores de resistência e capacitância encontrados, é apresentada na equação (3.34).

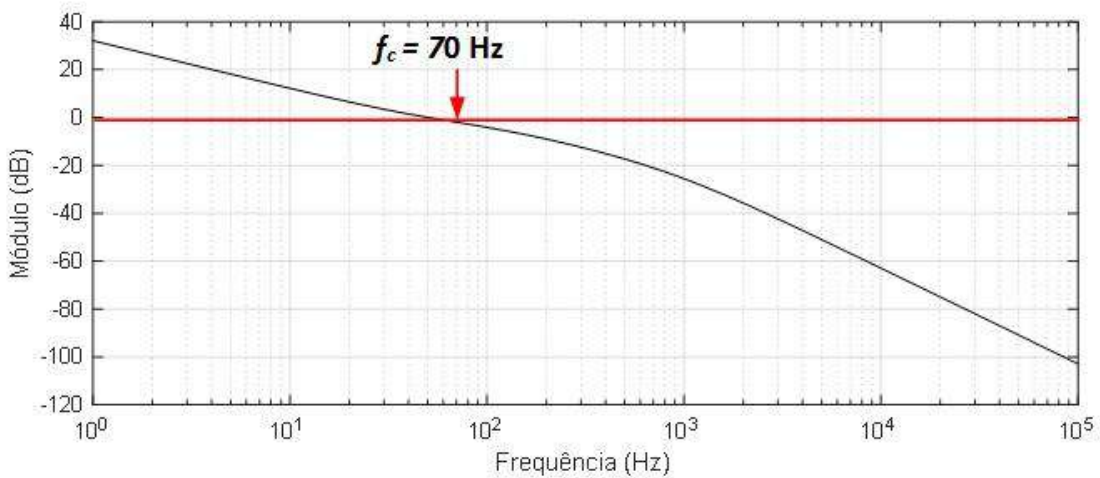
$$H(s) = \frac{0,003136 s + 1}{s(3,415 \cdot 10^{-6} \cdot s + 0.01957)} \quad (3.34)$$

Definida a função de transferência do controlador, obtém-se a função de transferência de malha aberta da tensão na porta 2 com o controlador, que é apresentada na equação (3.35).

$$FTMA_{P2}(s) = K_{av}G(s)H(s) = \frac{0,047 \cdot 105 \cdot (0,003136 s + 1)}{s(0,0016s + 1)(3,415 \cdot 10^{-6} \cdot s + 0.01957)} \quad (3.35)$$

Os diagramas de Bode de módulo e fase da $FTMA_{P2}(s)$ são apresentados na Figura 3.10 e na Figura 3.11, respectivamente.

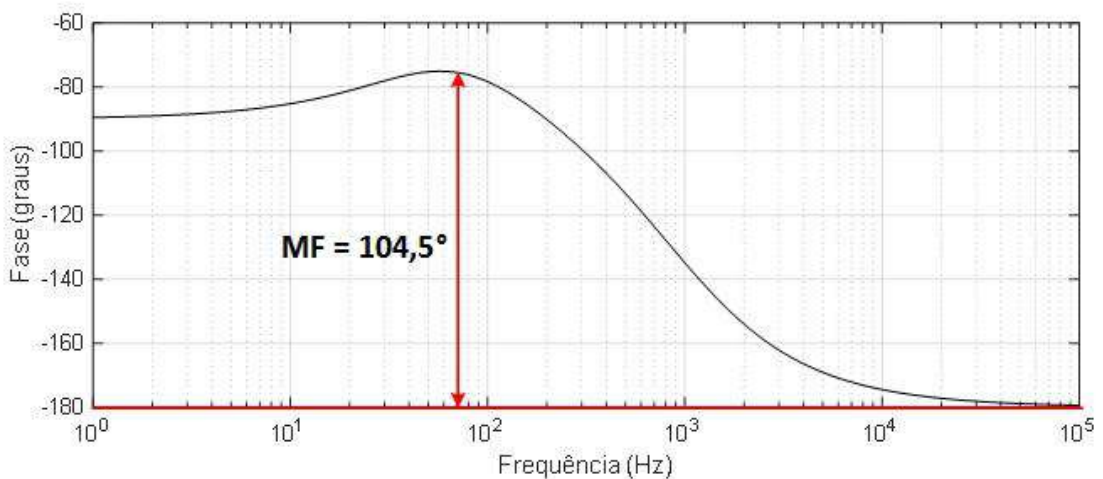
Figura 3.10 - Diagrama de Bode do módulo da função de transferência de malha aberta da tensão na porta 2 com o controlador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No diagrama de Bode de módulo, pode-se verificar que a frequência de cruzamento obtida foi de 70 Hz, valor que foi definido no início do projeto.

Figura 3.11 - Diagrama de Bode da fase da função de transferência de malha aberta da tensão na porta 2 com o controlador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No Figura 3.11, pode-se observar que foi obtida uma margem de fase de $104,5^\circ$ na frequência de cruzamento, garantindo estabilidade à esta malha de controle.

3.6 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO NA PORTA 3

A malha de controle da tensão na porta 3 será semelhante à que foi desenvolvida para a porta 2. O tipo de controlador utilizado também será o PI com filtro mostrado na Figura 3.9. O modelo $\Delta V_3/\Delta \varphi_3$ é obtida a partir da equação (3.27), aplicando-se os parâmetros presentes na Tabela 3.1 e considerando uma carga na porta 3 com $R_3 = 1,2 \Omega$ e $C_3 = 1000 \mu\text{F}$. A função de transferência obtida é apresentada na equação (3.36).

$$\frac{\Delta v_3(s)}{\Delta \varphi_3(s)} = \frac{96,23}{0,012s + 1} \quad (3.36)$$

Assim como foi definido para o controlador da malha de tensão na porta 2, a frequência de cruzamento estabelecida será de 70 Hz, o polo de alta frequência do controlador será posicionado em 1 kHz e o zero estará na frequência de 50 Hz. Isto faz com que os valores de R_2 , C_1 e C_2 , utilizados para o controlador projetado anteriormente, possam ser mantidos no projeto do controlador da porta 3, com os valores mostrados abaixo.

$$R_2 = 56 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 3,3 \text{ nF}$$

$$C_2 = 56 \text{ nF}$$

Antes de calcular a resistência R_1 que deve ser utilizada, é preciso determinar qual será o ganho do controlador que satisfaz a frequência de cruzamento desejada. De forma semelhante ao que foi apresentado na equação (3.29), calcula-se o ganho controlador a partir da equação (3.37).

$$|K_{av}G(s)A_H| = K_{av} \frac{96,23}{\sqrt{(2\pi f \cdot 0,0012)^2 + 1}} A_H = 1 \quad (3.37)$$

Substituindo os valores de $f = 70 \text{ Hz}$ e $K_{av} = 0,047$ na equação (3.37), obtém-se o ganho do controlador, calculado na equação (3.38).

$$A_H = \frac{\sqrt{(2\pi \cdot 70 \cdot 0,0012)^2 + 1}}{0,047 \cdot 96,23} = 0,25 \quad (3.38)$$

Conhecendo o ganho requerido para o controlador, calcula-se o valor da resistência R_1 utilizando a equação (3.33). O valor de resistência obtido é $338,9 \text{ k}\Omega$, portanto adota-se o valor comercial mais próximo, que é $R_1 = 330 \text{ k}\Omega$.

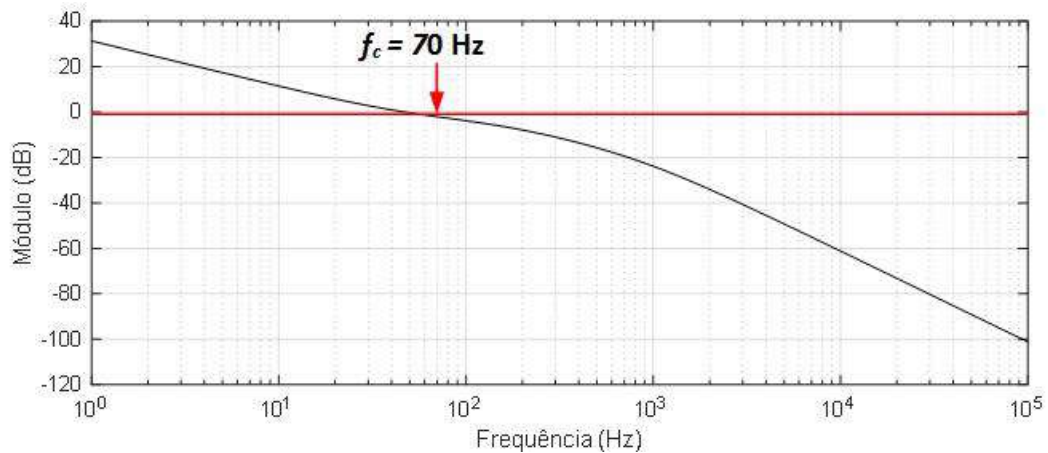
O projeto do controlador PI com filtro para a porta 3 resultou nos mesmos valores de resistores e capacitores adotados para o projeto da porta 2, portanto a função de transferência deste controlador também será a apresentada na equação (3.34).

A função de transferência em malha aberta para a malha de controle da tensão na porta 3 é apresentada na equação (3.39).

$$FTMA_{P3}(s) = \frac{0,047 \cdot 96,23 \cdot (0,003136 s + 1)}{s(0,0012s + 1)(3,415 \cdot 10^{-6} \cdot s + 0.01957)} \quad (3.39)$$

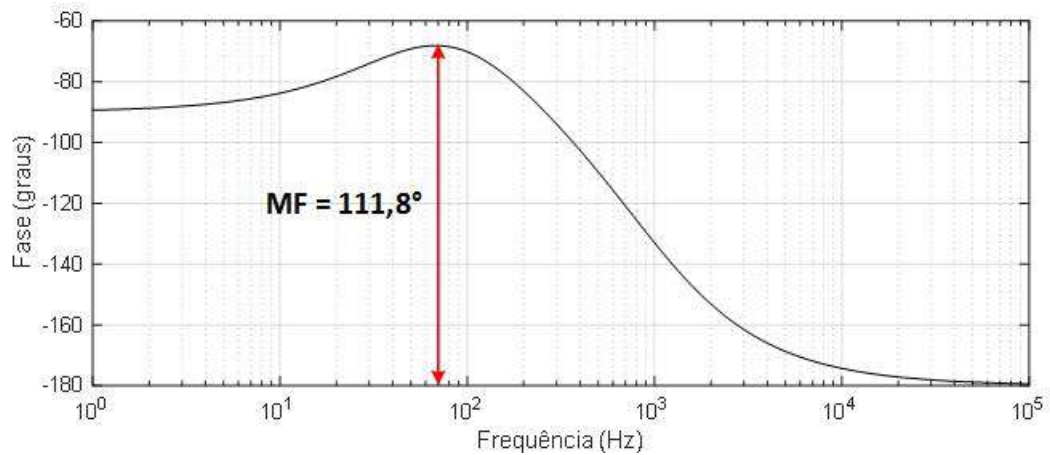
Os diagramas de Bode de módulo e fase desta função de transferência são apresentados na Figura 3.12 e na Figura 3.13, respectivamente.

Figura 3.12 - Diagrama de Bode do módulo da FTMA da malha de tensão na porta 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 3.13 - Diagrama de Bode da fase da FTLA da malha de tensão na porta 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando os diagramas de Bode apresentados, verifica-se que a frequência de cruzamento foi de 70 Hz, como havia sido projetada, e que a margem de fase obtida foi de $111,8^\circ$, garantindo a estabilidade desta malha de controle.

3.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento dos modelos das tensões de saída nas portas 2 e 3 do conversor estudado. As análises de resposta ao de grau e da resposta em frequência do modelo foram comparadas com a simulação do circuito do conversor e apresentaram respostas muito semelhantes, indicando que o modelo é uma boa representação do conversor.

A partir dos modelos, foram projetadas malhas de controle de tensão para cada porta utilizando controladores do tipo PI com filtro. Estas malhas apresentaram elevadas margens de fase, indicando que o sistema é estável.

O comportamento do conversor operando com as duas malhas de controle projetadas será apresentado no próximo capítulo, através dos seus resultados de simulação.

Capítulo 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

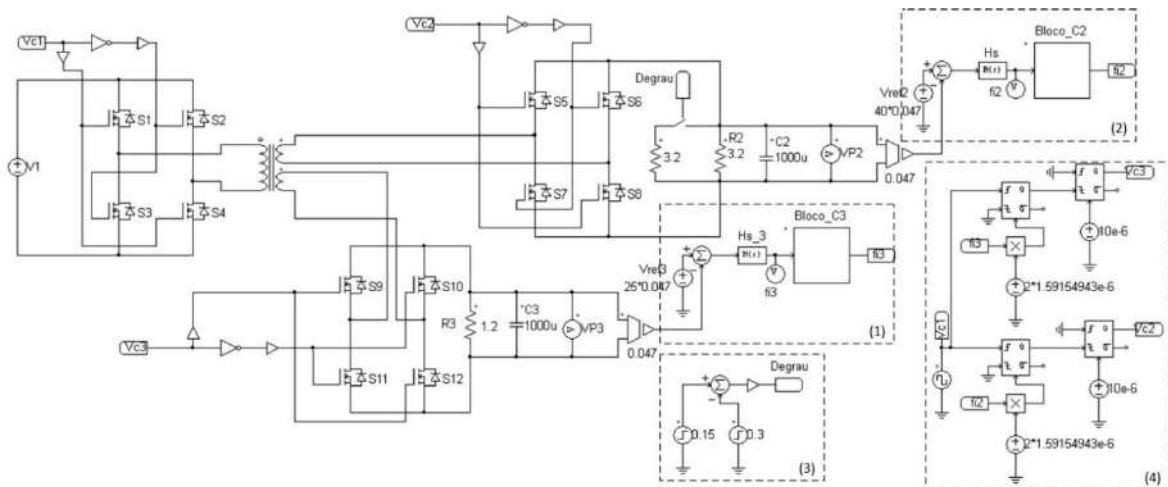
Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação para o conversor estudado, operando simultaneamente com as malhas de controle de tensão nas portas 2 e 3 projetadas. Para verificar se o controle está se comportando corretamente, serão mostradas simulações de degraus de carga em cada porta para que se possa observar o comportamento das tensões e das fases quando o controlador está atuando.

A forma como as malhas de controle foram projetadas deve permitir que as mesmas atuem independentemente do sentido do fluxo de potência, ou seja, as portas 2 e 3 também podem ser conectadas a fontes CC e, ao invés de transmitirem potência para a carga, drenar potência para o conversor. Para verificar se o controlador atua corretamente no caso de uma inversão do fluxo de potência em uma das portas, é realizada uma simulação com uma fonte de corrente conectada em paralelo com a carga da porta 2, de maneira que esta porta inicialmente injete potência no conversor até um certo instante, quando ocorrerá um aumento na carga e então esta passará a absorver potência do conversor.

4.2 SIMULAÇÃO DE UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 2

Nesta seção será apresentado o comportamento, obtido por simulação, das variáveis do conversor quando ocorre um degrau de carga na porta 2. O circuito simulado para esta situação é apresentado na Figura 4.1.

Figura 4.1 - Circuito simulado com degrau de carga na porta 2.



(1) Malha de controle da tensão na porta 3.

(2) Malha de controle da tensão na porta 2.

(3) Circuito de comando da chave que acopla, no instante $t = 0,15$ s, e depois retira, no instante $t = 0,3$ s, uma carga adicional na porta 2.

(4) Circuito gerador dos sinais de comando defasados das três portas a partir das fases de saída das malhas de controle.

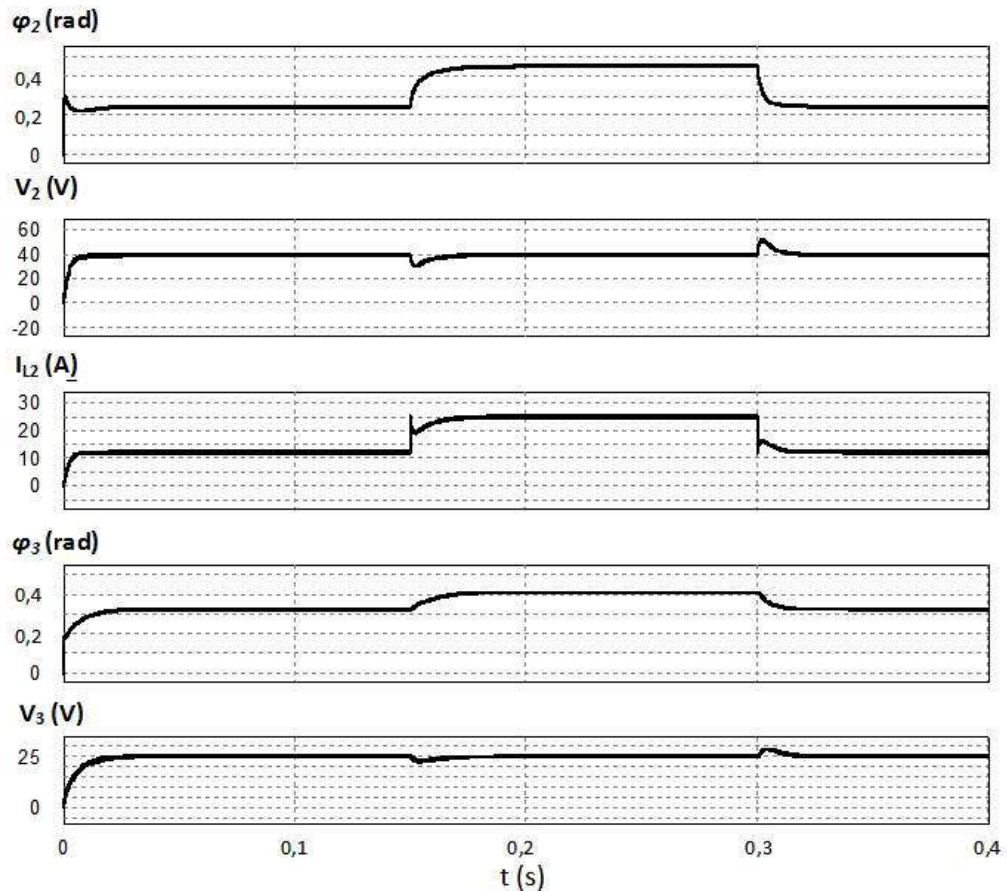
Fonte: Elaborada pelo autor.

Como pode-se observar na Figura 4.1, o circuito foi simulado com uma tensão de referência de 40 V na porta 2 e de 25 V na porta 3. As cargas conectadas no início da simulação foram de $3,2 \Omega$ na porta 2 e de $1,2 \Omega$ na porta 3, que devem consumir respectivamente 500 W e 520,8 W com suas tensões nominais. No instante $t = 1,5$ s, é adicionada uma outra carga de $3,2 \Omega$ em paralelo na porta 2 do conversor, elevando a potência consumida nesta porta para 1000 W. No instante $t = 3$ s, a carga que havia sido adicionada é retirada e a potência consumida na porta 2 volta a ser de 500 W.

Em cada malha de controle de tensão do circuito simulado, foi utilizado um Bloco C, que se trata de um elemento onde é possível adicionar uma programação na linguagem C para manipular uma ou mais variáveis de entrada e retornar variáveis de saída. Neste código, apresentado no Apêndice A, foi inserida uma lógica que retorna o ângulo positivo equivalente entre 0 e 2π para qualquer ângulo, positivo ou negativo, resultante da saída do controlador $H(s)$.

Os resultados de simulação da situação descrita são apresentados na Figura 4.2.

Figura 4.2 - Resultados de simulação para um degrau com acréscimo de 100% de carga na porta 2 no instante $t = 0,15$ s e decréscimo de 50% de carga em $t = 0,3$ s.



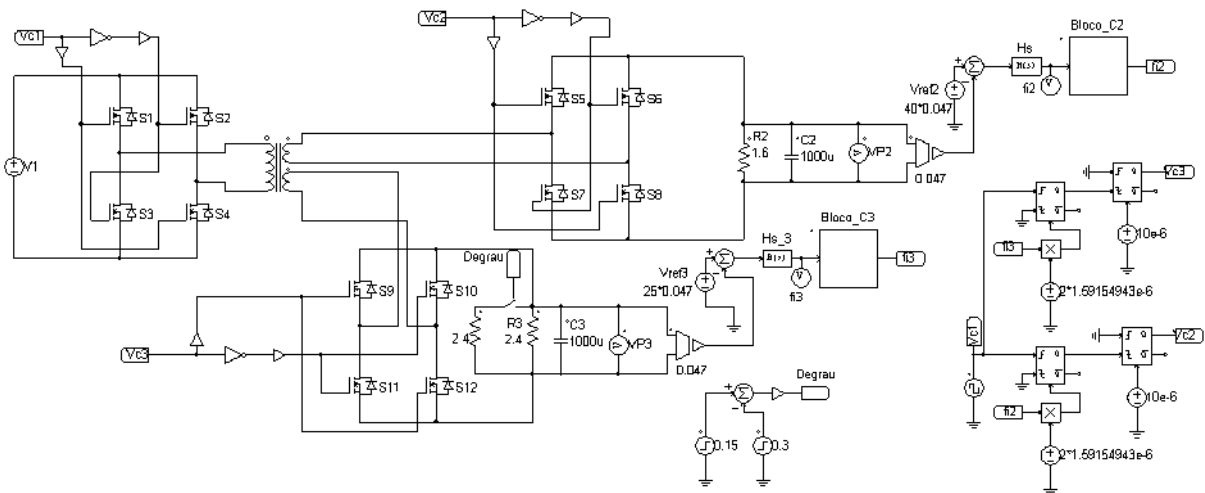
Fonte: Elaborada pelo autor.

Observando-se as formas de onda apresentadas na Figura 4.2 é possível verificar que os controladores atuaram de maneira correta, variando os ângulos dos sinais de comando das duas portas de maneira a manter as tensões de saída constantes mesmo sob variação de carga.

4.3 SIMULAÇÃO DE UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 3

A simulação de uma variação de carga na porta 3 é feita da mesma forma que foi realizada para a porta 2. O circuito simulado para esta situação é apresentado na Figura 4.3.

Figura 4.3 - Circuito simulado com degrau de carga na porta 3.



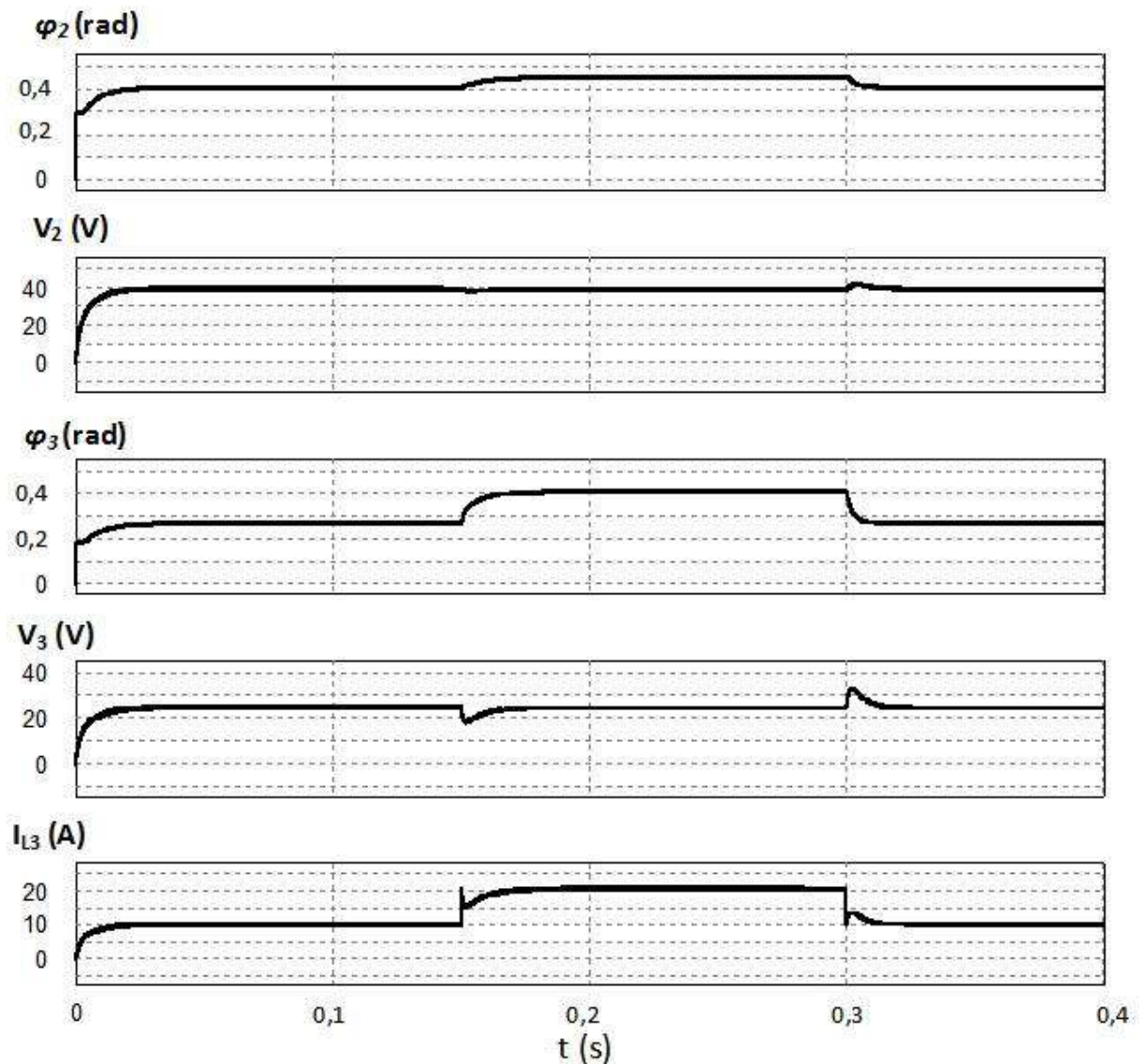
Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se que a carga alimentada inicialmente pela porta 3 é de 2,4 Ω , que consome uma potência de 260,4 W. No instante $t = 0,15$ é adicionada uma carga em paralelo de igual resistência, dobrando a potência consumida nesta porta, que passa a ser de 520,8 W. No instante $t = 0,3$ s, esta carga é desconectada e o conversor passa a operar com as mesmas cargas iniciais.

Os resultados de simulação dos ângulos dos sinais de comando e das tensões nas portas 2 e 3 são apresentados na Figura 4.4.

A análise das formas de onda obtidas através desta simulação mostra que as malhas de controle também atuam corretamente para uma variação de carga na porta 3.

Figura 4.4 - Resultados de simulação para um degrau com acréscimo de 100% de carga na porta 3 no instante $t = 0,15$ s e decréscimo de 50% de carga em $t = 0,3$ s.



Fonte: Elaborada pelo autor.

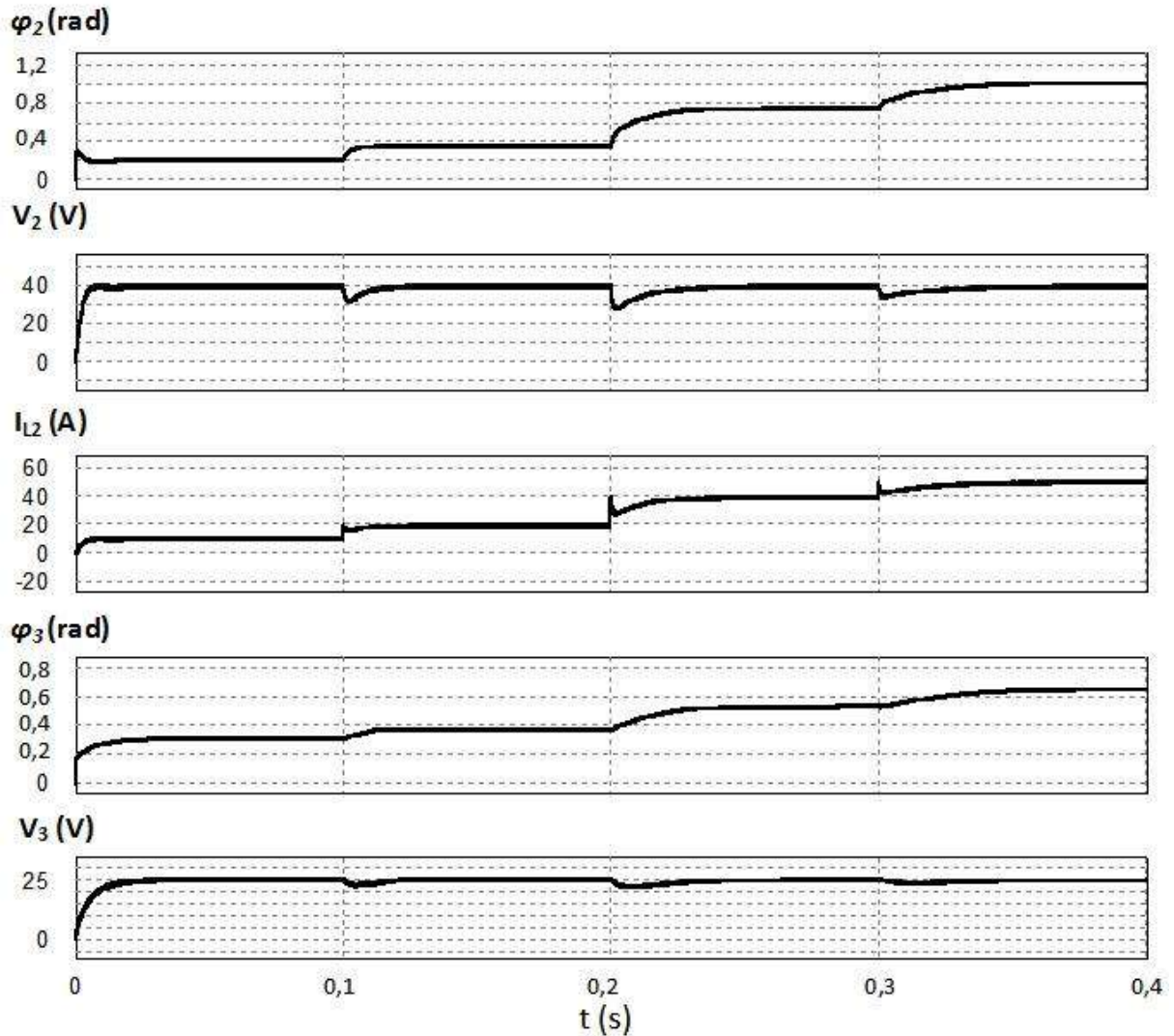
4.4 SIMULAÇÃO DE ADIÇÕES SUCESSIVAS DE CARGA NA PORTA 2

Nesta seção, será apresentado o resultado de simulação do conversor operando com três adições de carga consecutivas na porta 2.

Inicialmente o conversor opera com potências de 400 W e 520,8 W na porta 2 e na porta 3, respectivamente. No instante $t = 0,1$ s é adicionada uma carga de 400 W na porta 2, e esta passa ter uma carga total de 800 W. Em seguida, no instante $t = 0,2$ s, uma carga de 800 W é adicionada, elevando a potência consumida pela porta 2 a 1600 W. Por fim, uma última carga de 400 W é conectada no instante $t = 0,3$ s, e a potência desta porta passa a ser de 2000 W.

Analisando o resultado desta simulação, que é apresentado na Figura 4.5, é possível ver que o conversor foi capaz de operar corretamente para todas estas variações de carga, mantendo controlada as tensões de saída. Observa-se que a partir do instante $t = 0,3$ s o conversor está processando uma potência total de 2520,8 W.

Figura 4.5 - Resultado de simulação para adições sucessivas de carga na porta 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.5 SIMULAÇÃO DE DEGRAU DE CARGA COM INVERSÃO DO FLUXO DE POTÊNCIA NA PORTA 2

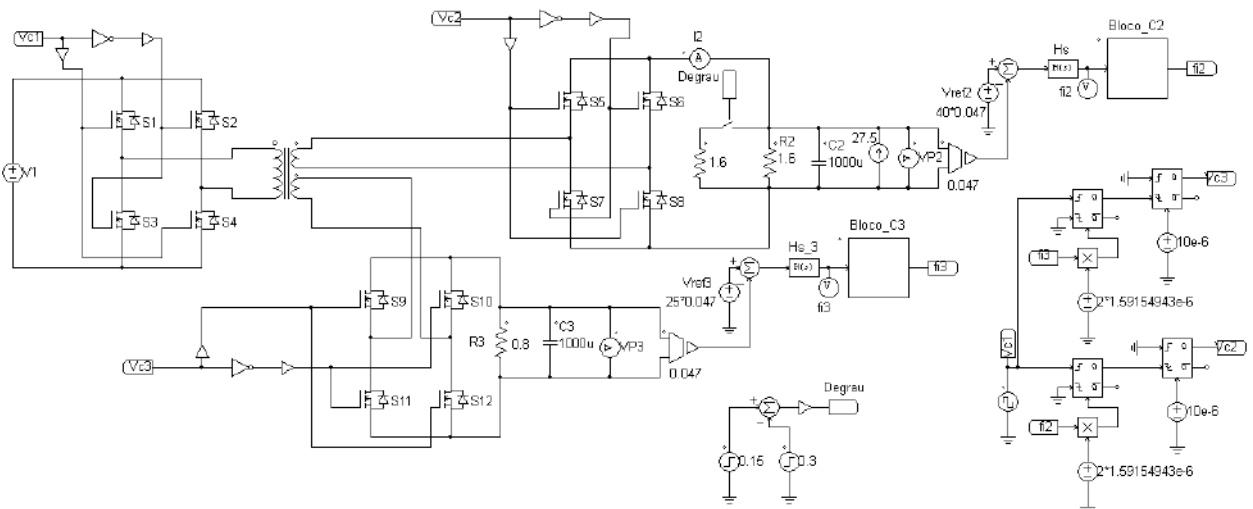
Nesta seção será apresentada uma simulação que demonstra a capacidade do conversor de operar com fluxo de potência em qualquer sentido. Para isto, foi inserida uma fonte de corrente CC de 27,5 A em paralelo com a porta 2. Esta fonte fornece uma potência constante de 1100 W quando o conversor está operando com tensão de saída nominal. A carga

inicialmente conectada a esta porta é de $1,6 \Omega$, que consome uma potência de 1000 W . Como a potência consumida pela carga é menor do que a potência injetada pela fonte de corrente, a potência excedente de 100 W deve ser injetada no conversor.

No instante $t = 0,15 \text{ s}$, uma outra carga de $1,6 \Omega$ é adicionada em paralelo com a porta 2, elevando a potência total consumida para 2000 W . Como esta potência é superior aos 1100 W fornecidos pela fonte de corrente, os 900 W restantes devem ser fornecidos pelo conversor, ou seja, a porta 2, que estava injetando potência no sistema, passará então a drenar potência.

O circuito simulado para obter-se esta inversão de fluxo de potência é apresentado na Figura 4.6 e as formas de onda das fases dos sinais de comando e das tensões nas portas 2 e 3 são apresentadas na Figura 4.7.

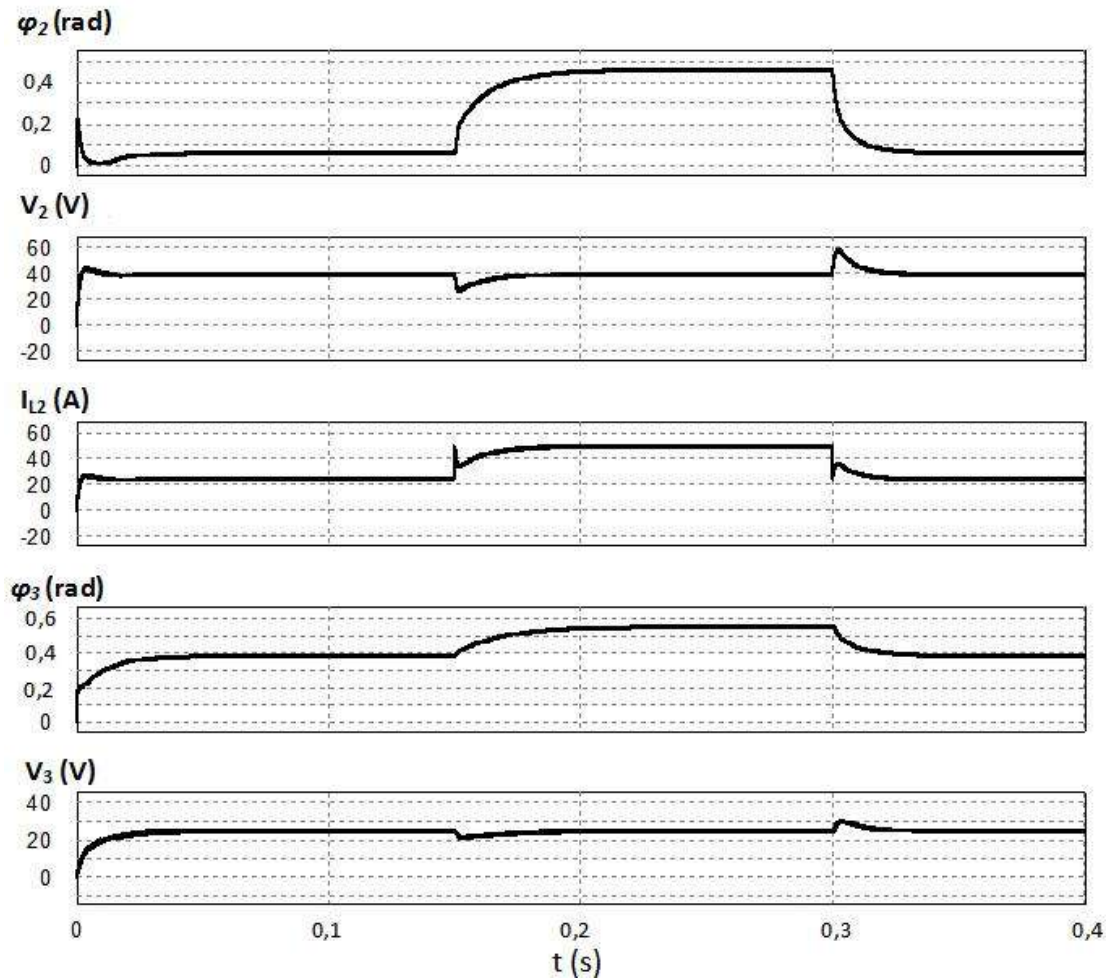
Figura 4.6 - Circuito simulado com inversão de fluxo de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

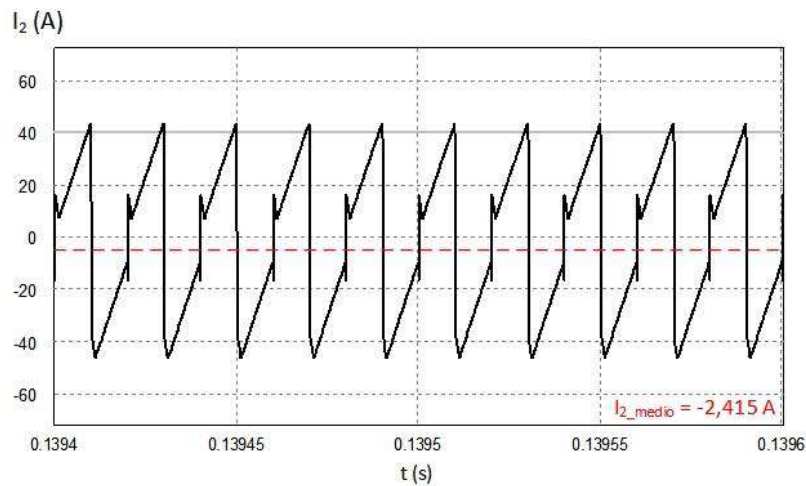
Para comprovar que houve a inversão do fluxo de potência, são apresentadas as formas de onda obtidas por simulação da corrente I_2 antes e depois de ocorrer o degrau de carga. Estas formas de onda estão apresentadas na Figura 4.8 e na Figura 4.9, respectivamente.

Figura 4.7 - Resultados de simulação para um degrau com acréscimo de 100% de carga na porta 2 no instante $t = 0,15$ s e decréscimo de 50% de carga em $t = 0,3$ s, ocorrendo inversão no sentido fluxo de potência.



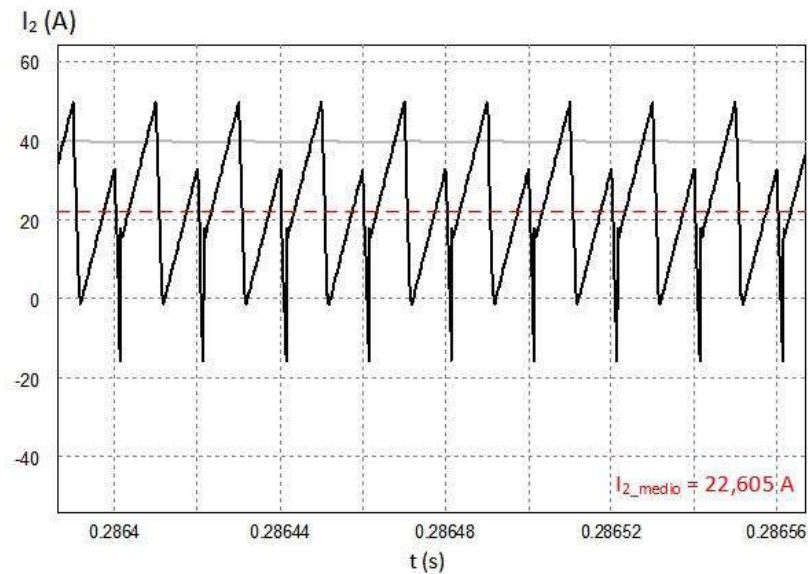
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.8 - Resultado de simulação da corrente na porta 2 quando a mesma injeta potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.9 - Resultado de simulação da corrente na porta 2 quando a mesma absorve potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se nas figuras anteriores que a corrente média antes e depois do incremento de carga na porta 2 foi de -2,415 A e 22,605 A. Até o instante $t = 0,15$ s, 96,6 W estavam sendo injetados na porta 2. Entre os instantes $t = 0,15$ s e $t = 0,3$ s 904,2 W passaram a ser drenados da porta 2. Estas potências foram próximas as que haviam sido projetadas inicialmente, que eram de 100 W e 900 W, respectivamente.

As malhas de controle de tensão no conversor se comportam corretamente para uma inversão no fluxo de potência em uma de suas portas.

4.6 CONCLUSÃO

Os resultados de simulação apresentados neste capítulo mostraram que as malhas de controle de tensão projetadas operaram corretamente para as diversas situações as quais foram submetidas. Foi demonstrado que as portas do conversor possuem a capacidade fornecer ou absorver potência sem a necessidade de alterações em sua estrutura e ainda manter a tensão controlada.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado um estudo sobre uma topologia de conversor CC/CC com três portas bidirecionais alimentadas em tensão e a, partir deste estudo, foi projetado um conversor capaz de alimentar duas cargas com níveis de tensão diferentes e manter controladas as tensões sobre estas cargas.

As equações da característica estática deduzidas foram validadas com simulações e apresentaram resultados muito próximos. Os modelos encontrados para o projeto dos controladores apresentaram resposta ao degrau e resposta em frequência semelhantes às respostas obtidas nas simulações do conversor.

Os controladores projetados atuaram de maneira adequada nas simulações realizadas com incrementos e decrementos de carga nas duas portas, mantendo as tensões de saída controladas. Apesar de, no projeto do controlador de cada porta, ter sido considerado que a tensão e a fase da outra seriam constantes, foi possível observar que as duas malhas trabalharam bem em conjunto, atuando nas duas fases para manter as tensões de saída.

O conversor projetado neste trabalho teve a capacidade de processar uma potência total superior a 2,5 kW, o que indica que este pode ser utilizado em diversas aplicações onde se deseja conectar uma fonte contínua à duas cargas com níveis de tensão diferentes. Como previsto inicialmente, o conversor foi capaz de transferir potência em ambos os sentidos nas suas portas. Uma sugestão de aplicação seria utilizá-lo para a conexão de uma fonte de energia renovável simultaneamente à uma carga e um dispositivo de armazenamento de energia.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MATSUO, H.; SHIGEMIZU, T.; KUROKAWA, F.; WATANABE, N. **Characteristics of the multiple-input DC-DC converter.** *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.* Seattle, USA. June, 1993. Page(s): 115 - 120.
- [2] CHEN, Y.-M.; LIU, Y.-C.; WU, F.-Y. **Multi-Input DC/DC Converter Based on the Multiwinding Transformer for Renewable Energy Applications.** *IEEE transactions on industry applications*, vol. 38, no. 4. August, 2002. Page(s): 1096-1104.
- [3] CHIU, H.-J.; HUANG, H.-M.; LIN L.-W.; TSENG, M.-H. **A Multiple-Input DC/DC Converter for Renewable Energy Systems.** *IEEE International Conference on Industrial Technology.* Hong Kong, China. December, 2005. Page(s): 1304 - 1308.
- [4] PENG, F. Z.; LI, H.; SU, G.-J.; LAWLER, J. S. **A New ZVS Bidirectional DC DC Converter for Fuel Cell and Battery Application.** *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 19, Iss. 1. January, 2004. Page(s): 54-65.
- [5] LIU, D.; LI, H. **A ZVS Bi-Directional DC DC Converter for Multiple Energy Storage Elements.** *IEEE Transactions on Power Electronics.* Vol. 21, Iss. 5. September, 2006. Page(s): 1513 - 1517.
- [6] TAO, H.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M. **Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter Controlled by Phase Shift and PWM.** *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.* Dallas, USA. March, 2006. Page(s): 1256 - 1262.
- [7] ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. **An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management.** *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5. November, 2008. Page(s): 2443-2453.
- [8] KARANAYIL, B.; ARREGUI, M. G.; AGELIDIS, V. G.; CIOBOTARU, M. **Bi-Directional Isolated Multi-Port Power Converter for Aircraft HVDC Network Power Transfer.** *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.* Montreal, Canada. October, 2012, Page(s): 3394-3399.
- [9] WANG, W.; WANG, P.; MA, T.; LIU, H.; WU, H. **A Simple Decoupling Control Method for Isolated Three-Port Bidirectional Converter in Low-Voltage DC Microgrids.** *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.* Montreal, Canada. September, 2015. Page(s): 3192 - 3196.

- [10] GAO, Z.; JIANG, F. **Isolated multi-port DC-DC converter based on a high frequency transformer.** *18th International Conference on Electrical Machines and Systems*. Pattaya, Thailand. October, 2015. Page(s): 564 - 568.
- [11] DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. **A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1. January, 1991. Page(s): 63 - 73.
- [12] ANDERSEN, R. L. **Sistema de Interligação entre Módulos Geradores de Energia a partir de Células a Combustível do tipo PEM e um banco de baterias.** Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC. Florianópolis, Brasil. Março, 2006.

APÊNDICE A

Em todas as simulações realizadas com o uso das malhas de controle, foram utilizados blocos de programação em C para converter ângulos com valores negativos ou maiores que 2π em seu ângulo equivalente no intervalo de 0 a 2π . Abaixo é mostrado o código utilizado, que foi o mesmo para todos os blocos.

```

if (x1>=0){                                // Para ângulos positivos, verifica se o angulo é maior
int n = x1/(2*3.141592654);                // do que 2pi através da divisão inteira do
y1 = x1 - n*2*3.141592654;                // mesmo por 2pi, caso o angulo seja menor
}                                           // que 2pi, o resultado da divisão é 0,
else{                                       // e a saída será igual a entrada.
int n = x1/(2*3.141592654);                //
y1 = x1 - n*2*3.141592654;                // No caso de ângulos negativos o procedimento
y1 = y1 + 2*3.141592654;                  // é o mesmo para eliminar os múltiplos de 2pi
}                                           // e em seguida o valor resultante é somado com
                                           // 2pi para a obtenção do ângulo positivo equivalente.

```

As variáveis $x1$ e $y1$ são automaticamente definidas pelo bloco utilizado como a variável de entrada e a variável de saída, respectivamente. Por isso não é necessário declará-las no início do código.