



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Estudo do Controle do Conversor Back-to-Back para Conversão de Frequências

Karina Souza Crispim

João Monlevade, MG
2018

Karina Souza Crispim

Estudo do Controle do Conversor Back-to-Back para Conversão de Frequências

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos

Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2018

C932e

Crispim, Karina Souza.

Estudo do controle do conversor back-to-back para conversão de frequências [manuscrito] / Karina Souza Crispim. - 2018.

49f.:

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos.

Monografia (Graduação). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Microcontroladores. I. Bastos, Renan Fernandes. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU: 621.313



ANEXO IV - ATA DE DEFESA

Aos 9 dias do mês de julho de 2018, às 11 horas, no bloco B deste instituto, foi realizada a defesa de monografia pelo (a) formando (a) Karina Souza Crispim, sendo a comissão examinadora constituída pelos professores: Renan F. Bastos, Welbert A. Rodrigues e Gabriel Fogli

O (a) candidato (a) apresentou a monografia intitulada: Estudo do convertor Back-to-Back para conversão de frequência. A comissão examinadora deliberou, por unanimidade, pela Aprovação do(a) candidato(a), com a nota média 9.8, de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo (a) formando(a).

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

Banca Examinadora	Nota
Renan Fernandes Bastos	9.8
Welbert A. Rodrigues	9.8
Gabriel A. Fogli	9.8
Média	9.8

João Monlevade, 09 de julho de 2018.

Renan F. Bastos

Professor(a) Orientador(a)

Karina Souza Crispim

Aluno (a)

Welbert Alves Rodrigues

Professor(a) Convidado(a)

Gabriel Azevedo Fogli

Professor(a) Convidado(a)

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a esta universidade pela oportunidade de crescimento.

Ao meu orientador Renan pelo apoio na elaboração desse trabalho e pelo conhecimento proporcionado em suas disciplinas, contribuindo para meu desenvolvimento acadêmico.

Aos meus pais e meu irmão pelo suporte e incentivo por todo esses anos.

Ao Gustavo pela amizade e companheirismo durante o período de graduação

E a todos professores e colegas de faculdade que contribuíram para meu crescimento pessoal e profissional.

Resumo

Neste trabalho, é desenvolvido um sistema de controle para o conversor Back-to-Back VSC (do inglês *voltage-sourced converter*), que seja capaz de realizar o controle do fluxo de potência e da tensão no barramento CC. Também será projetado um sistema de controle para o conversor Back-to-Back LCC (do inglês *line-commutated converter*), que seja capaz de controlar a corrente no barramento CC. São apresentados as características das duas topologias de conversores, a modelagem matemática dos principais componentes e os projetos dos controladores. A metodologia de controle utilizada no B2B VSC é baseada no controle da corrente no referencial síncrono por meio do controlador PI. O ângulo e frequência da rede elétrica são estimadas por um algoritmo PLL (do inglês *Phase Locked Loop*). A regulação da corrente no conversor B2B LCC é realizada por um controlador PI. Os resultados simulados mostram o bom desempenho da estratégia de controle. Uma breve análise é realizada entre as duas topologias de conversores.

Palavras-chave: Conversor Back-to-Back VSC Trifásico, Conversor Back-to-Back LCC Trifásico, Modulação PWM, PLL Digital, Controle da Corrente, Controlador PI no Referencial Síncrono.

Abstract

In this work, is developed a control system for the Back-to-Back VSC converter, which is capable of controlling the power and voltage flow in DC link, and a control system for the Back-to-Back LCC converter, which is capable of controlling the current in DC link. The characteristics of the converter types, the mathematical modeling of the main components and the designs of the controllers are presented. The control methodology used in the B2B VSC is based on the control of the current in the synchronous reference by a PI controller. The angle and frequency of the electrical grid are estimated by a PLL (Phase Locked Loop) algorithm. The current regulation in the B2B LCC converter is performed by a PI controller. The simulated results show the good performance of the control strategy. A brief analysis is performed between the two converters technologies

Keywords: Three Phase Back-to-Back VSC Converter, Three Phase Back-to-Back LCC Converter, PWM Modulation, Digital PLL , Current Control, Synchronous Reference Frame PI Controller .

Lista de ilustrações

Figura 1 – Conversão de potência: (a) todas possibilidades, (b) CA-CA, (c) retificador ou inversor, (d) chopper, (e) CA-CC-CA, (f) CC-CA-CC	1
Figura 2 – Sistema de transmissão HVDC.	3
Figura 3 – Estação HVDC Back-to-Back.	3
Figura 4 – Conversor Back-to-Back para geração eólica.	3
Figura 5 – Conversor CC-CA para geração distribuída.	4
Figura 6 – Esquema de aplicação para tecnologia VSC e LCC.	7
Figura 7 – Estrutura do conversor Back-to-Back com tecnologia VSC e com tecnologia LCC, respectivamente.	8
Figura 8 – Conversor trifásico formado por IGBTs.	9
Figura 9 – Conversor trifásico formado por SCRs.	9
Figura 10 – Sinal de comando gerado pela modulação por largura de pulso.	10
Figura 11 – Circuito equivalente do conversor trifásico.	11
Figura 12 – Formas de onda da tensão de fase e tensão de saída do conversor trifásico com $\alpha = 0$	12
Figura 13 – Tensão média de saída normalizada variando de acordo com o ângulo α	13
Figura 14 – Representação gráfica da transformação de Clarke.	14
Figura 15 – Representação gráfica da transformação de Park.	15
Figura 16 – Sistema de controle do conversor back-to-back VSC.	18
Figura 17 – Modelo do PLL.	20
Figura 18 – Modelo do PLL simplificado.	21
Figura 19 – Diagrama de Bode da função de transferência ($w_n = 22$ e $\zeta = 0,707$).	23
Figura 20 – Resposta ao degrau da função de transferência ($w_n = 22$ e $\zeta = 0,707$).	23
Figura 21 – Diagrama de Bode da função de transferência ($w_n = 45$ e $\zeta = 0,707$).	24
Figura 22 – Resposta ao degrau da função de transferência ($w_n = 45$ e $\zeta = 0,707$).	24
Figura 23 – Circuito equivalente do conversor trifásico conectado a rede.	25
Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de corrente do conversor CC-CA no referencial síncrono com desacoplamento dos eixos d e q	26
Figura 25 – Diagrama de blocos do controle da corrente do conversor CC-CA no referencial síncrono.	27
Figura 26 – Circuito equivalente do barramento CC do conversor Back-to-Back VSC.	28
Figura 27 – Diagrama de blocos do controle de tensão CC.	28
Figura 28 – Sistema de controle do conversor back-to-back LCC.	30
Figura 29 – Circuito equivalente do conversor Back-to-Back LCC.	31
Figura 30 – Diagrama de blocos do controle da corrente CC.	32
Figura 31 – Resposta ao degrau do sistema da Figura 30 em malha aberta.	32

Figura 32 – Sincronização do algoritmo PLL.	34
Figura 33 – Sincronização do algoritmo PLL com detector de passagem por zero.	35
Figura 34 – Atuação do controlador PI de corrente. No gráfico superior são apresentadas as correntes trifásicas no conversor CC-CA. No gráfico inferior são apresentadas a corrente e tensão da fase <i>a</i>	36
Figura 35 – Atuação do controlador PI de tensão. No gráfico superior é apresentada tensão no barramento CC do conversor CC-CA. No gráfico inferior são apresentadas as correntes trifásicas no conversor CC-CA.	37
Figura 36 – Funcionamento do conversor Back-to-Back VSC. No primeiro gráfico são apresentadas as correntes trifásicas na rede de 50Hz. No segundo gráfico é apresentada a tensão no barramento CC. No terceiro gráfico são apresentadas as correntes trifásicas na rede de 60Hz	38
Figura 37 – Fluxo de potência no conversor Back-to-Back. No gráfico superior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea no retificador. No gráfico inferior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea no inversor.	39
Figura 38 – Atuação do controlador PI de corrente. No primeiro gráfico é apresentada a corrente CC do barramento. No segundo gráfico é apresentado o fator de potência da rede de 50Hz e no terceiro da rede de 60Hz	40
Figura 39 – No gráfico superior são apresentadas as correntes trifásicas no retificador na rede 50Hz. No gráfico inferior são apresentadas as correntes trifásicas no inversor na rede 60Hz.	41
Figura 40 – Fluxo de potência no conversor Back-to-Back LCC. No gráfico superior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea na rede 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea na rede 60Hz.	41
Figura 41 – Tensões CC dos conversores com $\alpha = 0^\circ$ no retificador (rede 50Hz). No gráfico superior é apresentada a tensão na rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a tensão na rede de 60Hz.	42
Figura 42 – Tensões CC dos conversores com $\alpha = 50^\circ$ no retificador (rede 50Hz). No gráfico superior é apresentada a tensão na rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a tensão na rede de 60Hz.	43
Figura 43 – Fator de potência da rede de 50Hz no primeiro gráfico e da rede de 50Hz no segundo gráfico com $\alpha = 50^\circ$ no retificador (rede 50Hz).	43
Figura 44 – Atuação do controlador PI de corrente com I_{CC_ref} variando de 20A para 40A . No primeiro gráfico é apresentada a corrente CC do barramento. No segundo gráfico é apresentado o fator de potência da rede de 50Hz e no terceiro da rede de 60Hz.	44

- Figura 45 – Componentes harmônicos na corrente CA da topologia VSC. No gráfico superior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 60Hz. 45
- Figura 46 – Componentes harmônicos na corrente CA da topologia LCC. No gráfico superior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 60Hz. 46

Lista de tabelas

Tabela 1 – Dados do conversor Back-to-Back VSC.	33
Tabela 2 – Dados do sistema de controle do conversor Back-to-Back VSC.	33
Tabela 3 – Dados do conversor Back-to-Back LCC.	39
Tabela 4 – Dados do sistema de controle do conversor Back-to-Back LCC.	40
Tabela 5 – THD dos conversores na topologia VSC e LCC.	45

Lista de abreviaturas e siglas

B2B	Back-To-Back
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LCC	Line-Commutated Converter
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
SCR	Silicon Controlled Rectifier
THD	Total Harmonic Distortion
VSC	Voltage-Sourced Converter

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Objetivos	4
1.3	Organização do Texto	5
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	6
2.1	Conversor Back-To-Back	6
2.1.1	Classificação dos Conversores	6
2.2	Conversor CC-CA	8
2.3	Conversor Trifásico na Topologia VSC	9
2.4	Conversor Trifásico na Topologia LCC	11
2.5	Transformação de Coordenadas	13
2.5.1	Transformação de Clarke	13
2.5.2	Transformação de Park	15
2.5.2.1	Sincronização com a Rede e Escolha do Referencial Girante	16
3	METODOLOGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR BACK-TO- BACK VSC	18
3.1	Algoritmo de Sincronização PLL	19
3.1.1	Projeto do controlador PI	20
3.1.2	Resposta dinâmica e estabilidade do PLL	22
3.2	Controle da Corrente	25
3.2.1	Dinâmica do conversor CC-CA	25
3.2.2	Projeto do controlador PI	26
3.3	Controle do Barramento CC	27
3.3.1	Dinâmica do barramento CC	27
3.3.2	Projeto do controlador PI	28
4	METODOLOGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR BACK-TO- BACK LCC	30
4.1	Controle da Corrente do Barramento CC	30
4.1.1	Dinâmica do conversor	30
4.1.2	Projeto do controlador PI	31
5	RESULTADOS SIMULADOS	33
5.1	Conversor Back to Back VSC	33

5.1.1	PLL Digital	33
5.1.2	Controle da Corrente do Conversor	35
5.1.3	Controle da Tensão no Barramento CC	36
5.1.4	Controle do Conversor Back-to-Back	37
5.2	Conversor Back to Back LCC	39
5.2.1	Controle da Corrente do barramento CC	40
5.2.2	Análise do Ponto de Operação	42
5.3	Comparação entre a Topologia VSC e LCC	44
6	CONCLUSÃO	47
	REFERÊNCIAS	48

1 Introdução

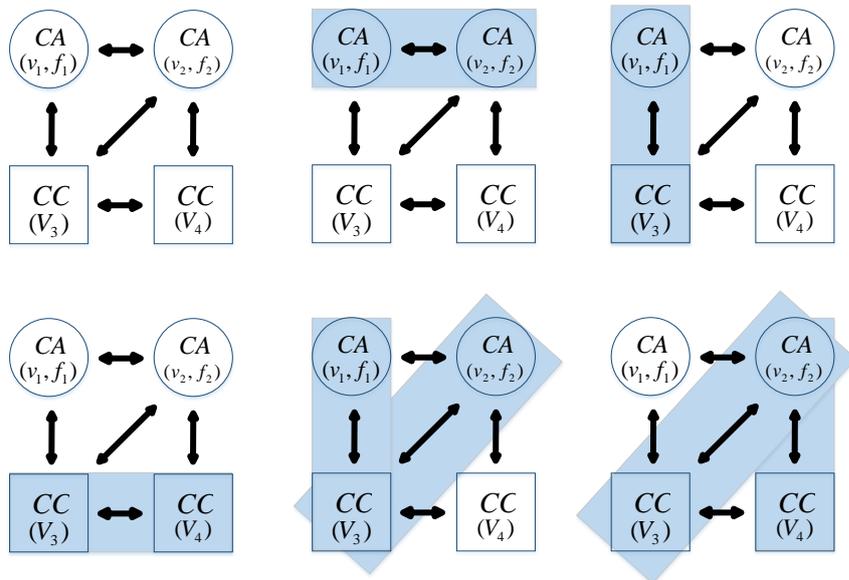
1.1 Contextualização

Com o desenvolvimento dos semicondutores e da microeletrônica, têm aumentado o interesse nas aplicações para os conversores eletrônicos. Embora sejam utilizados em tecnologias domésticas e indústrias há bastante tempo, seu emprego em sistemas de potência ganhou grande aceitação nas últimas décadas. Aplicações como filtros ativos, condicionamento e compensação da potência elétrica cresceram consideravelmente (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Um conversor eletrônico de potência consiste em um circuito composto de dispositivos semicondutores e pode incluir um sistema que possibilita uma conversão eficiente. A união entre o conversor e o sistema acontece através do controle do sinal de disparo do dispositivo semicondutor (WILSON, 2000; YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Os tipos de conversores podem ser classificadas conforme o tipo de variável (CA ou CC) e o número de estágio de conversão. A Figura 1 exibe as diversas possibilidades de topologias de conversão.

Figura 1 – Conversão de potência: (a) todas as possibilidades, (b) CA-CA, (c) retificador ou inversor, (d) chopper, (e) CA-CC-CA, (f) CC-CA-CC



Fonte: Adaptado de (SANTOS; SILVA, 2014).

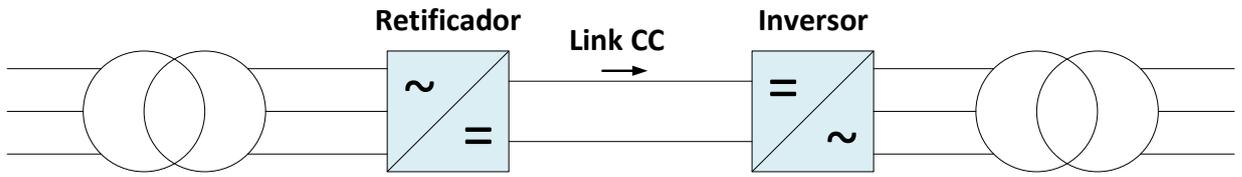
Diversas aplicações dos conversores no sistema de potência podem ser exemplificadas:

- Filtro Ativo: O princípio de funcionamento do filtro ativo, baseado na eletrônica de potência, fundamenta-se na injeção ou absorção de componentes harmônicos da corrente ou tensão com o intuito de melhorar a qualidade da energia (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).
- Compensação: Um compensador eletrônico de potência possui a função de aumentar a capacidade e maximizar a eficiência da transferência de potência, aprimorar a estabilidade da tensão e melhorar a qualidade de energia em uma linha de transmissão ou distribuição (YAZDANI; IRAVANI, 2010).
- Condicionamento de potência: O condicionador eletrônico de potência permite, de forma controlada, a troca de energia entre dois sistemas (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Como exemplo, podem-se citar:
 1. Sistema de transmissão HVDC (*High Voltage Direct Current*): Sistema composto de um link CC entre um retificador e um inversor por onde transporta a energia elétrica por longas distâncias (Figura 2) (ABB, 2013).
 2. Estação HVDC Back-to-Back: configuração formada por um conversor CA-CC-CA é normalmente utilizada para interconectar dois sistemas assíncronos (Figura 3) (ABB, 2013).
 3. Conversor Back-to-Back para geração eólica: possibilita conectar o conjunto turbina-gerador em uma rede de distribuição. Empregado na topologia do sistema eólico duplamente alimentado para conexão direta do gerador de indução e no sistema eólico com gerador síncrono conectado indiretamente (Figura 4) (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).
 4. Conversor CC-CA para geração distribuída: realiza a transferência de potência de um sistema de geração distribuída com fonte CC à rede elétrica (Figura 5) (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

As pesquisas relacionada às microrredes e redes inteligentes (do inglês *Smart grids*) indicam a importância dos conversores no sistema de potência nos próximos anos. Seu emprego irá possibilitar a integração em larga escala das fontes renováveis e dos sistemas de armazenamento de energia com a rede elétrica (HATZIARGYRIOU et al., 2007). Além de melhorar a confiabilidade e eficiência das estruturas de geração, transmissão e distribuição de potência existentes (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

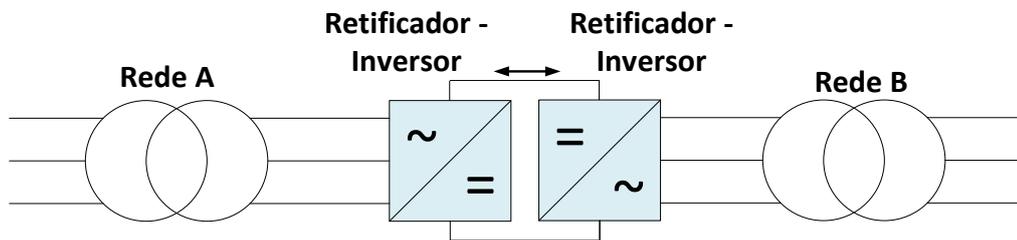
Diante disso, é proposto neste trabalho um estudo sobre o sistema de controle do conversor Back-to-Back. Essa topologia é requisitada em diversos tipos de sistema de conversão.

Figura 2 – Sistema de transmissão HVDC.



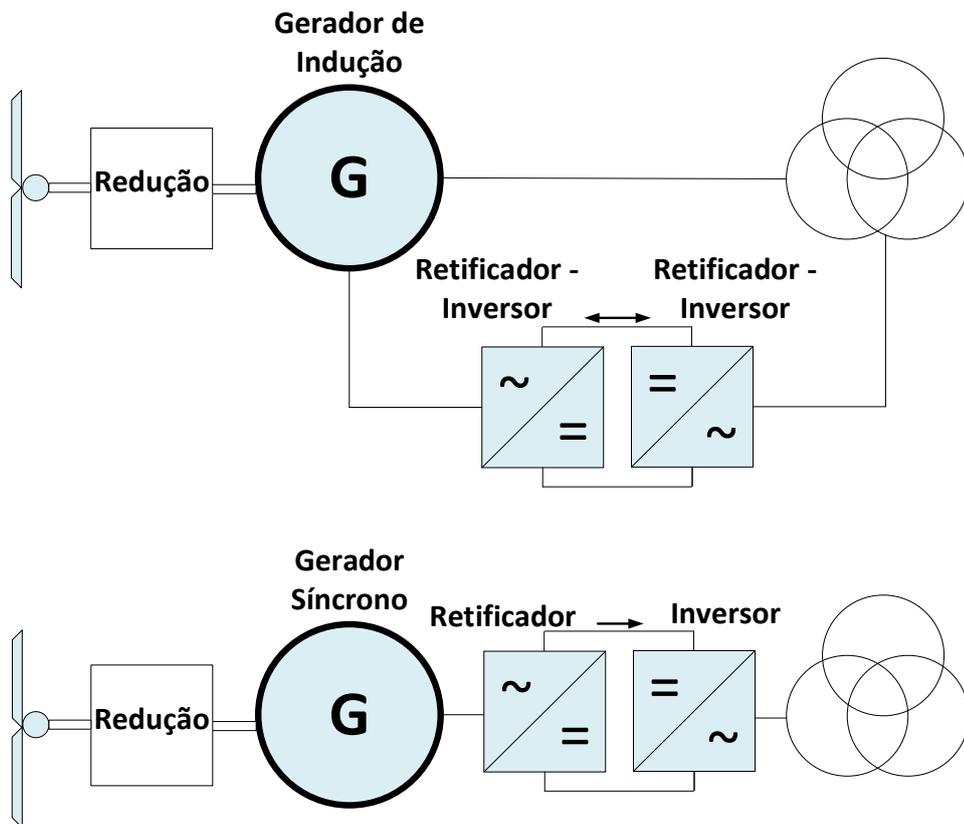
Fonte: Autor.

Figura 3 – Estação HVDC Back-to-Back.



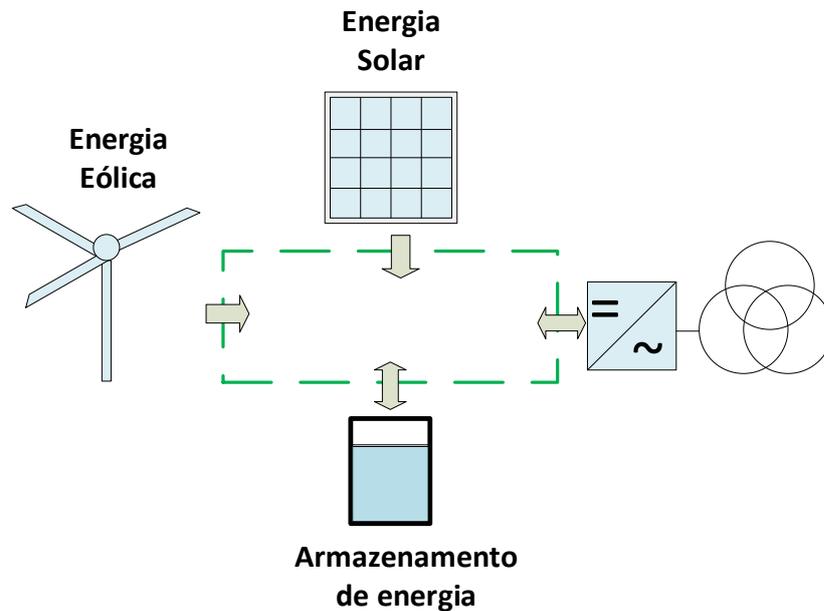
Fonte: Autor.

Figura 4 – Conversor Back-to-Back para geração eólica.



Fonte: Autor.

Figura 5 – Conversor CC-CA para geração distribuída.



Fonte: Autor.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é implementar um sistema de controle para o conversor Back-to-Back VSC, o qual deve impor transferência de potência ativa e controle da tensão do barramento CC, e um sistema de controle para o conversor Back-to-Back LCC que deve controlar a corrente no barramento CC. Os objetivos específicos são:

- Modelar o conversor Back-to-Back VSC
- Implementar um algoritmo PLL para descobrir o ângulo e frequência de sincronismo do sistema;
- Projetar e implementar o controlador PI de corrente no referencial síncrono do conversor CC-CA modulado por PWM;
- Projetar e implementar o controlador PI de tensão do barramento CC do conversor Back-to-Back VSC.
- Modelar o conversor Back-to-Back LCC
- Projetar e implementar o controlador PI de corrente do barramento CC do conversor Back-to-Back LCC.
- Comparar a topologia do conversor Back-to-Back VSC com a topologia conversor Back-to-Back LCC.

1.3 Organização do Texto

Este trabalho está organizado em cinco capítulos:

- Capítulo 1: Foi discutido as aplicações importantes dos conversores no sistema de potência e apresentado as expectativas de resultados.
- Capítulo 2: Expõe os principais conceitos sobre os conversores Back-to-Back, explicando a diferença entre as topologias VSC e LCC. Também é introduzido o funcionamento do conversor CC-CA composto por IGBTs e SCRs, modulação PWM e a técnica de controle digital empregada.
- Capítulo 3: Apresenta o sistema de controle do conversor Back-to-Back, na topologia VSC e LCC, e descreve a metodologia utilizada para realizar o controle.
- Capítulo 4: Os resultados das simulações são apresentados.
- Capítulo 5: Contém as conclusões do trabalho.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Conversor Back-To-Back

A topologia Back-to-Back (CA-CC-CA) consiste em dois conversores interligados através de um barramento CC, um conversor funciona como retificador e outro como inversor. Não há necessidade de comunicação no controle dos conversores, o barramento CC permite um controle distinto para cada um, possibilitando a conexão de dois sistemas CA com características diferentes. Além disso, a tensão do barramento é mais elevada do que a tensão no lado CA, o que proporciona fluxo bidirecional de potência ativa e reativa (ARRAIS, 2014).

2.1.1 Classificação dos Conversores

Existem duas categorias relevantes para classificação dos conversores:

Classificação Baseada no Processo de Comutação

- Conversor com Comutação Natural (do inglês *line-commutated converter*): Nessa categoria, o dispositivo semicondutor utilizado no conversor entra em condução quando uma tensão positiva está sobre ele e um pulso é aplicado no gate. No momento em que a tensão torna-se negativa, ele é deligado automaticamente devido ao comportamento natural da fonte de tensão CA. Um exemplo é o conversor tiristorizado, o qual tem papel fundamental em aplicações com corrente e tensão elevadas (RASHID, 2010).
- Conversor com Comutação Forçada (do inglês *force-commutated converter*): Um dispositivo condutor com comutação forçada é ligado ou desligado independentemente da corrente que flui através dele. Conversores com comutação forçada possuem um controle rápido que proporciona melhor desempenho. Existem diversas aplicações onde podem ser empregados, tais como, no *drive* de máquinas síncronas, no *drive* de motor CC sem escovas, no *drive* de velocidade variável com a máquina de indução, entre outras (CARLSSON, 1998).

Classificação Baseada nas Formas de Onda da Tensão e Corrente de Terminal

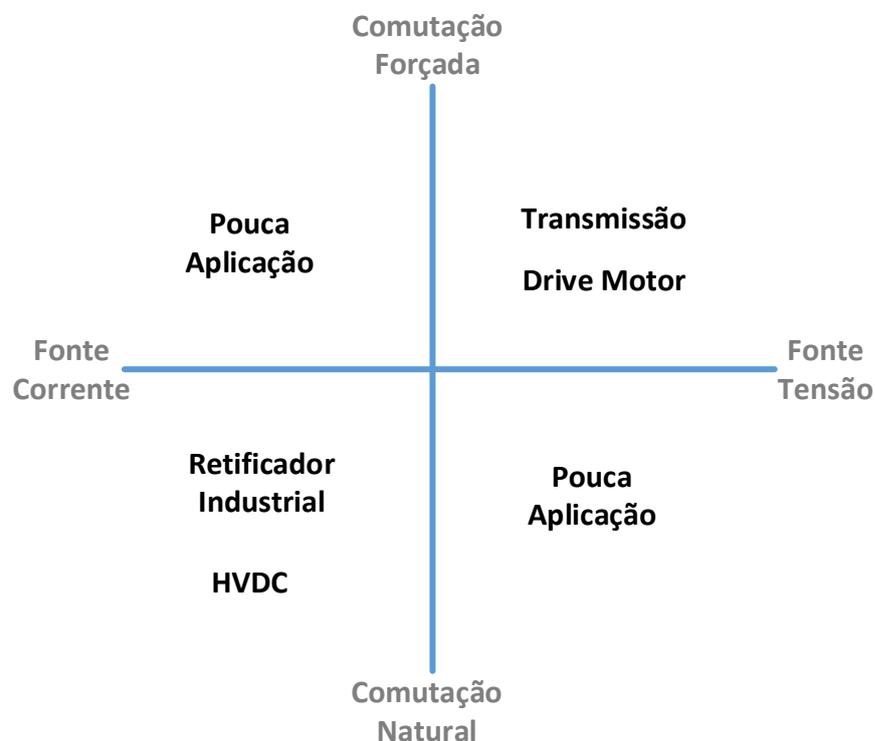
- Conversor Fonte de Corrente (do inglês *current-sourced converter*): Em um conversor fonte de corrente a direção da corrente no lado CC permanece constante e a polaridade da tensão pode ser alterada para mudar a direção do fluxo de potência. O lado CC é

normalmente conectado em série com um indutor que mantém a continuidade da corrente, assemelhando-se a uma fonte de corrente (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

- Conversor Fonte de Tensão (do inglês *voltage-sourced converter*): Em um conversor fonte de tensão a polaridade da tensão no lado CC permanece constante e a direção da corrente determina a direção do fluxo de potência. O lado CC é normalmente conectado em paralelo com um capacitor, sendo bem mais representativo como uma fonte de tensão (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

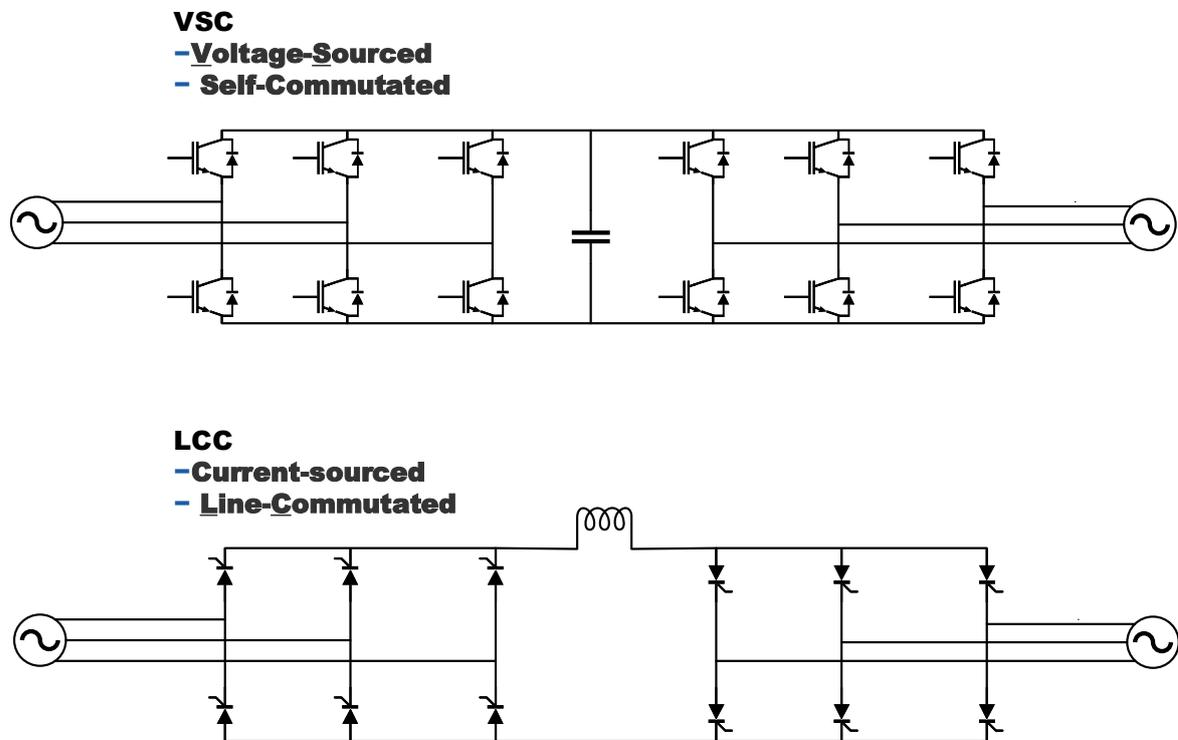
As classificações mencionadas acima são utilizadas para distinguir duas tecnologias deste neste trabalho: *Line Commutated Converters* (LCC) e *Voltage Source Converters* (VSC). Na tecnologia LCC os dispositivos semicondutores possuem comutação natural (*Line-Commutated*) e o lado CC é representado por fonte de corrente (*Current-Sourced*). Já na tecnologia VSC os dispositivos semicondutores possuem forçada (*force-commutated*) e o lado CC é representado por fonte de tensão (*voltage-sourced*). As principais aplicações dessas tecnologias são esquematizadas na Figura 6. Na Figura 7 são apresentadas duas estruturas do conversor back-to-back contendo as tecnologias em LCC e VSC.

Figura 6 – Esquema de aplicação para tecnologia VSC e LCC.



Fonte: Adaptado de (MUKHEDKAR, 2013).

Figura 7 – Estrutura do conversor Back-to-Back com tecnologia VSC e com tecnologia LCC, respectivamente.

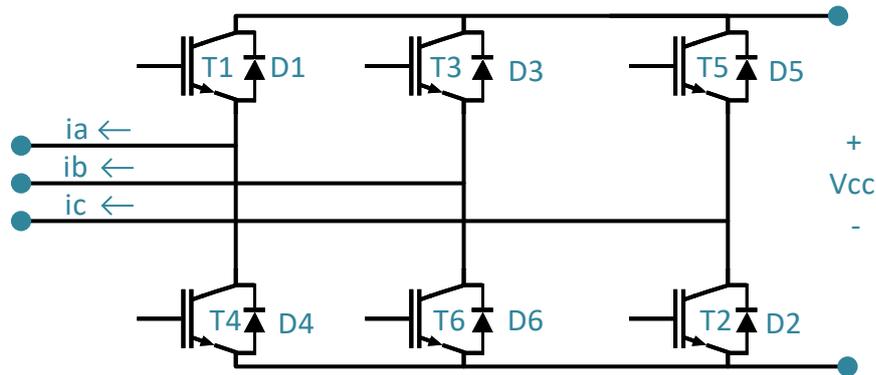


Fonte: Adaptado de (MUKHEDKAR, 2013) .

2.2 Conversor CC-CA

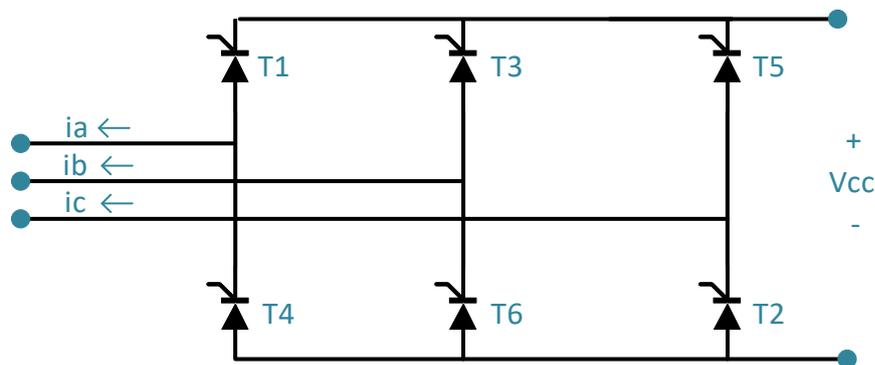
A função de um inversor (conversor CC-CA) consiste em converter a tensão CC na entrada para uma tensão CA na saída com amplitude e frequência desejadas. Enquanto o retificador (conversor CA-CC) converte a tensão CA na entrada para uma tensão CC na saída. Em relação aos conversores controlados, a única diferença entre o inversor e retificador é a direção do fluxo de potência, comportando-se um como o espelho do outro. Portanto, um raciocínio desenvolvido para inversor pode ser aplicado igualmente no retificador. O conversor CC-CA trifásico composto por IGBTs é apresentado na Figura 8 e o conversor trifásico composto por SCRs é apresentado na Figura 9. Em ambos cada ramo da ponte corresponde a uma fase.

Figura 8 – Conversor trifásico formado por IGBTs.



Fonte: Do autor.

Figura 9 – Conversor trifásico formado por SCRs.



Fonte: Do autor.

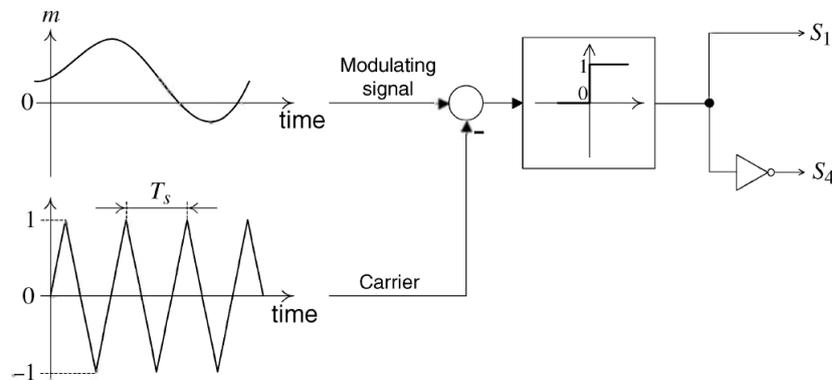
2.3 Conversor Trifásico na Topologia VSC

Visto que na topologia VSC a tensão do barramento CC é fixa e que neste trabalho o lado CA do conversor está conectado a um sistema com tensão constante, uma corrente variável na saída pode ser obtida pela alteração do sinal de comando, realizada através do controle modulação por largura de pulso (do inglês *pulse width modulation* - *PWM*) dentro do conversor. Essa técnica de modulação possibilita um controle simples da frequência e amplitude da corrente (RASHID, 2010).

Na modulação PWM, o sinal de comando é gerado através da comparação de um sinal de referência senoidal de amplitude A_r e frequência f_r com uma portadora triangular de amplitude A_p e frequência f_p . O sinal de referência deve ser a imagem da corrente desejada. Para que a forma de onda do sinal de saída seja aceitável, a frequência da onda triangular, que determina a frequência de chaveamento, deve ser no mínimo 10 vezes maior

que a do sinal de referência (RASHID, 2010; POMILIO, 1998). Na Figura 10 é apresentado o esquema de geração do pulso por meio do PWM.

Figura 10 – Sinal de comando gerado pela modulação por largura de pulso.



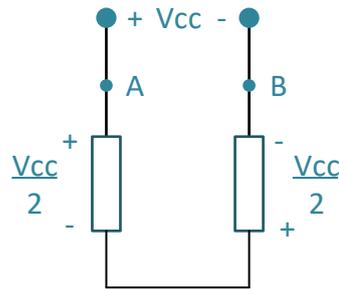
Fonte: (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A condição para gerar a corrente de saída é que dois dispositivos no mesmo ramo não podem conduzir ao mesmo tempo, evitando um curto no lado CC. Assim, para criar o sinal de comando devem existir um sinal de referência para cada fase, ou seja, três senoides de referência defasadas de 120° entre si. Por exemplo, quando o sinal de referência da fase a for maior que o sinal da portadora, o transistor T_1 está em estado ligado e T_4 está desligado. O oposto acontece quando o sinal de referência for menor que o sinal da portadora. (RASHID, 2010).

Para exemplificar o funcionamento do conversor, conforme a Figura 8, suponha uma corrente i_a positiva e que T_1 esteja em condução. No momento em que transistor T_4 for ligado, T_1 é desligado e a corrente é direcionada para o diodo D_4 . Porém, se a corrente i_a fosse negativa, o diodo D_1 estaria conduzindo e no momento que o transistor T_4 fosse ligado a corrente seguiria por ele imediatamente. O processo semelhante ocorre nas demais fases (AHMED, 2000).

Observando um dos caminhos que a corrente pode percorrer no conversor trifásico, obtém-se o circuito equivalente da Figura 11. Nota-se que tensão sobre as cargas de cada fase é $\frac{V_{CC}}{2}$, representando o ganho do conversor.

Figura 11 – Circuito equivalente do conversor trifásico.



Fonte: Adaptado de (AHMED, 2000).

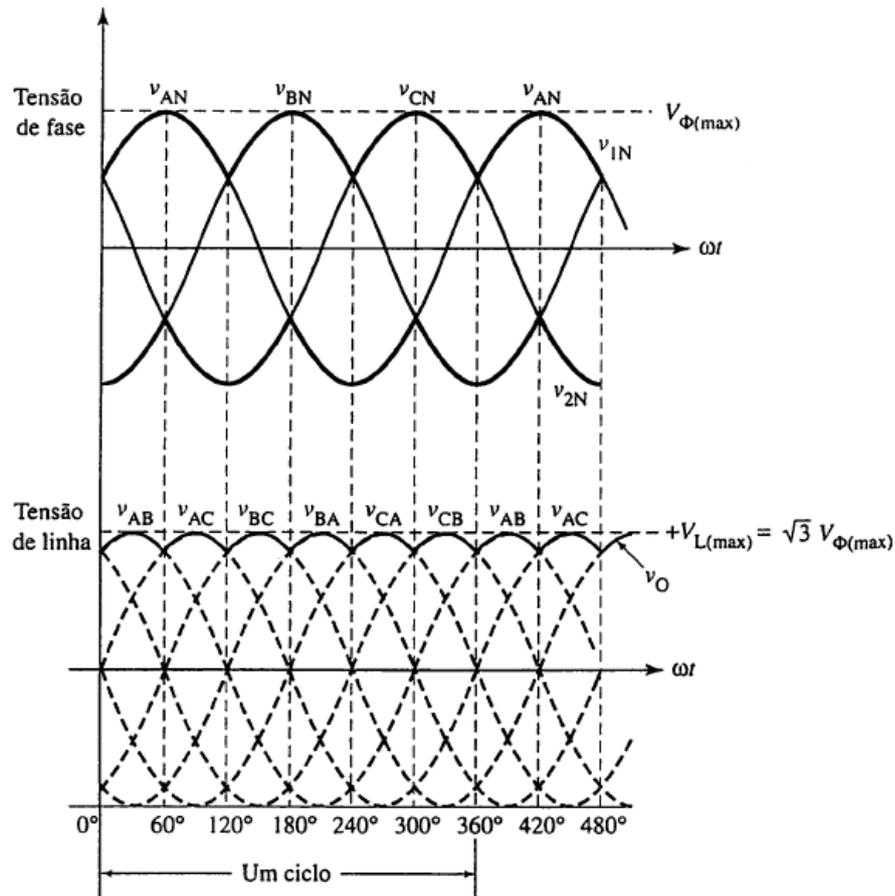
O índice de modulação M é a razão entre a amplitude da referência A_r e a amplitude da portadora A_p . Enquanto $M \leq 1$ o conversor opera na região linear. Se $M > 1$ a saída do conversor varia de forma não linear e a operação é chamada de sobremodulação (RASHID, 2010).

2.4 Conversor Trifásico na Topologia LCC

Na topologia LCC, o dispositivo semiconductor utilizado inicia a condução sempre que existir uma tensão de fase positiva sobre ele e um pulso for aplicado em seu gate. Desta forma, como pode ser visualizado na Figura 9, um grupo de três dispositivos semicondutores (T_1 , T_3 e T_5) sempre são disparados no semiciclo positivo e o outro grupo (T_4 , T_6 e T_2) no semiciclo negativo da onda de tensão de fase a qual estão ligados. O ângulo de disparo α é medido a partir de 30° da passagem por zero da tensão de fase do dispositivo (AHMED, 2000; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

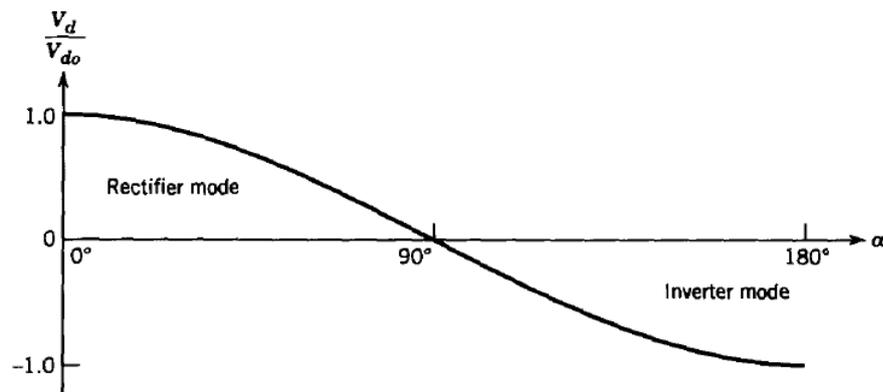
Com o auxílio do gráfico da Figura 12 e considerando $\alpha = 0^\circ$, nota-se que no período de 0° a 120° a tensão de fase positiva mais alta está sobre o dispositivo T_1 , portanto, neste intervalo T_1 está em condução. De forma semelhante, no período de 120° a 240° T_3 está em condução e no período de 240° a 360° T_5 está em condução. No grupo negativo T_4 conduz no período de 180° a 300° , T_6 conduz no período de 300° a 420° (60°) e T_2 conduz no período de 60° a 180° . Assim, sempre existirá dois dispositivos em condução para formar o caminho da corrente. Também é possível observar através da Figura 12 que a tensão aplicada sobre a carga é a tensão de linha V_L (AHMED, 2000; RASHID, 2010).

Figura 12 – Formas de onda da tensão de fase e tensão de saída do conversor trifásico com $\alpha = 0$.



Fonte:(AHMED, 2000).

Alterando o ângulo de disparo α pode-se controlar a tensão média V_d aplicada, conseqüentemente potência. Assim, controlando o ângulo α é possível controlar o sentido do fluxo de potência do conversor. Conforme pode ser visto na Figura 13, para α variando de 0° a 90° ele se comporta como um retificador e para α variando de 90° a 180° se comporta como um inversor (AHMED, 2000; RASHID, 2010; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

Figura 13 – Tensão média de saída normalizada variando de acordo com o ângulo α .

Fonte:(MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

2.5 Transformação de Coordenadas

A maioria das aplicações com conversores trifásicos possuem um controle interno de corrente que concede diversas vantagens, como regulação precisa da forma de onda da corrente, proteção contra sobrecarga, compensação da variação de tensão no barramento CC ou no lado CA e compensação da potência. Dentro das técnicas de controle que podem ser empregadas, destacam-se o controlador PI linear, o controlador preditivo e o controlador por histerese. Esses controladores podem ser divididos em três categorias: implementação no referencial estacionário abc , ortogonal estacionário $\alpha\beta 0$ ou síncrono $dq0$ (ZMOOD; HOLMES, 2003).

Para o conversor na topologia LCC será utilizado o controlador PI e para o conversor na topologia VSC será utilizado controlador PI no referencial síncrono, o qual fornece erro nulo em regime permanente e boa rejeição a distúrbio (ZMOOD; HOLMES, 2003). Neste segundo método, a corrente CA medida no referencial estacionário abc será transformada em uma variável CC no referencial síncrono dq , após a ação de controle é transformada de volta para o referencial estacionário abc . Esse processo proporciona vantagens para o controlador, visto que é possível representar um sistema trifásico com variáveis senoidais como constantes (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Assim é necessário introduzir os conceitos das transformações de Clarke e Park para compreender a mudança de coordenadas.

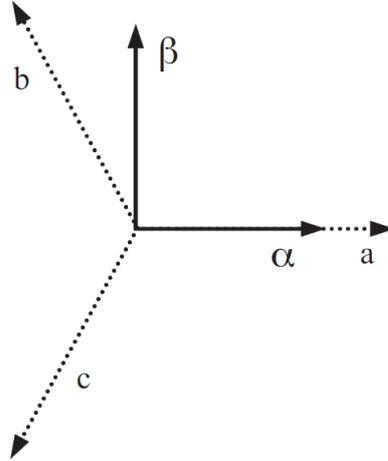
2.5.1 Transformação de Clarke

Em certos casos, um circuito trifásico não pode ser representado por um modelo matemático individual para cada fase. Uma forma de reduzir a ordem do modelo matemático sem perdas de informação é utilizando a transformação de Clarke, também chamada de transformação $\alpha\beta 0$. Os valores instantâneos de uma variável (corrente ou tensão) na

coordenada abc são mapeados nos eixos estacionários $\alpha\beta 0$. Assim, uma estrutura trifásica é transformada em uma bifásica (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

A Figura 14 mostra a representação gráfica da transformação. Os eixos α e β são ortogonais entre si e o eixo α está paralelo ao eixo da fase a .

Figura 14 – Representação gráfica da transformação de Clarke.



(BUSO; MATTAVELLI, 2015).

Decompondo-se vetorialmente os sinais trifásicos x_a, x_b e x_c segundo os eixos α e β encontra-se as expressões:

$$x_\alpha = x_a - x_b \cos(60) - x_c \cos(60) \quad (2.1)$$

$$x_\beta = 0 + x_b \cos(30) - x_c \cos(30) \quad (2.2)$$

A transformação linear direta e inversa pode ser descrita na matriz da Equação (2.3) e Equação (2.4), respectivamente. O valor $\frac{2}{3}$ representa a conservação de amplitude das variáveis elétricas (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Em um sistema a três fios onde as variáveis trifásicas são equilibradas não existirá componente de sequência zero. Portanto, uma simplificação pode ser realizada eliminando componente de sequência zero das matrizes de transformação:

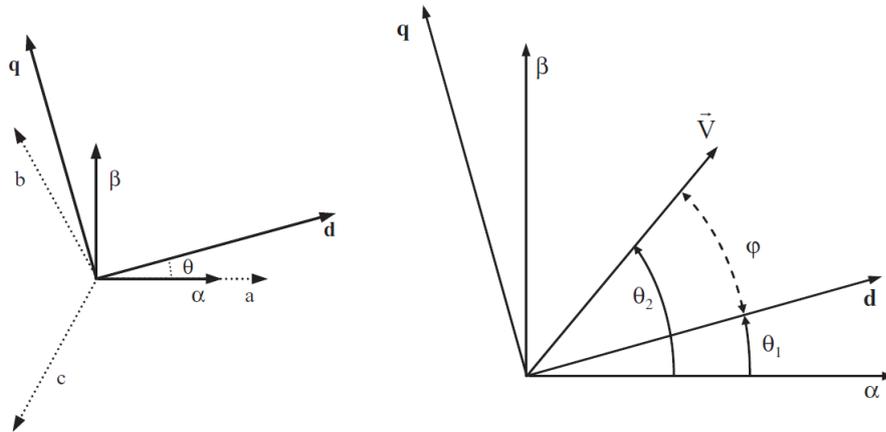
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.5.2 Transformação de Park

A teoria do referencial síncrono surgiu no controle de máquinas elétricas rotativas de corrente alternada. Por meio da transformação de Park, também chamada de transformação $dq0$, é possível representar um sistema trifásico em um sistema de coordenadas girante sincronizado com a frequência da rede elétrica (BUSO; MATTAVELLI, 2015). A representação gráfica da transformação é exibida na Figura 15.

Figura 15 – Representação gráfica da transformação de Park.



Fonte: (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

O referencial dq gira em torno do referencial $\alpha\beta$ com uma frequência angular w contante, assim $\theta = wt$. Os sinais ortogonais resultantes da transformação de Clarke podem ser interpretados geometricamente como um vetor rotórico \vec{V} que possui velocidade angular igual a frequência angular do sinal trifásico original. Se a frequência angular w , com que os eixos d e q giram, for igual a velocidade do vetor \vec{V} , o ângulo φ será contante, assim como a projeção do vetor \vec{V} sobre os eixos d e q . Portanto, um sinal de corrente nas coordenadas abc será visto como duas contantes nas coordenadas dq (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

A formulação matemática da transformação de Park direta e inversa é apresentada na Equação (2.7) e Equação (2.8), respectivamente:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.5.2.1 Sincronização com a Rede e Escolha do Referencial Girante

Um dos aspectos mais importantes em relação aos conversores conectados a rede elétrica é a correta sincronização. Para que a corrente injetada possua um fator de potência unitário, ela deve estar em fase com a tensão da rede. O PLL (do inglês *Phase Locked Loop*) é utilizado para estimar a frequência e ângulo do sistema. As informações de sincronismo são utilizadas na transformação de Park, permitindo que a velocidade angular da transformação seja exatamente a mesma que a frequência fundamental da rede elétrica. Neste processo, o algoritmo de sincronismo posiciona o eixo d em fase com o vetor espacial da tensão. Assim, no referencial síncrono a corrente I_d será a amplitude da corrente ativa e a corrente I_q será a amplitude da corrente reativa do sistema (FRANCESCHINI et al., 2008). Essa afirmação pode ser verificada a seguir.

Considere as tensões e correntes trifásicas:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V \cos(\omega t + \phi_v) & i_a(t) &= I \cos(\omega t + \phi_i) \\ v_b(t) &= V \cos(\omega t + \phi_v - \frac{2\pi}{3}) & i_b(t) &= I \cos(\omega t + \phi_i - \frac{2\pi}{3}), \\ v_c(t) &= V \cos(\omega t + \phi_v + \frac{2\pi}{3}) & i_c(t) &= I \cos(\omega t + \phi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

em que ϕ_v e ϕ_i são os ângulos de defasamento da tensão e corrente, respectivamente.

O resultado da aplicação transformação de Clarke pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} v_\alpha &= V \cos(\omega t + \phi_v) & i_\alpha(t) &= I \cos(\omega t + \phi_i) \\ v_\beta &= V \text{sen}(\omega t + \phi_v) & i_\beta(t) &= I \text{sen}(\omega t + \phi_i) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Utilizando a transformação de Park

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \text{sen}(\vartheta) \\ -\text{sen}(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

onde $\vartheta = \omega t + \phi_v$ é o ângulo fornecido pelo PLL, obtêm-se as correntes no referencial síncrono:

$$\begin{aligned} I_d &= I \cos(\omega t + \phi_v) \cos(\omega t + \phi_i) + I \sin(\omega t + \phi_v) I \sin(\omega t + \phi_i) \\ I_q &= -I \sin(\omega t + \phi_v) \cos(\omega t + \phi_i) + I \cos(\omega t + \phi_v) \sin(\omega t + \phi_i) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Por meio de identidades trigonométricas, as equações acima são simplificadas:

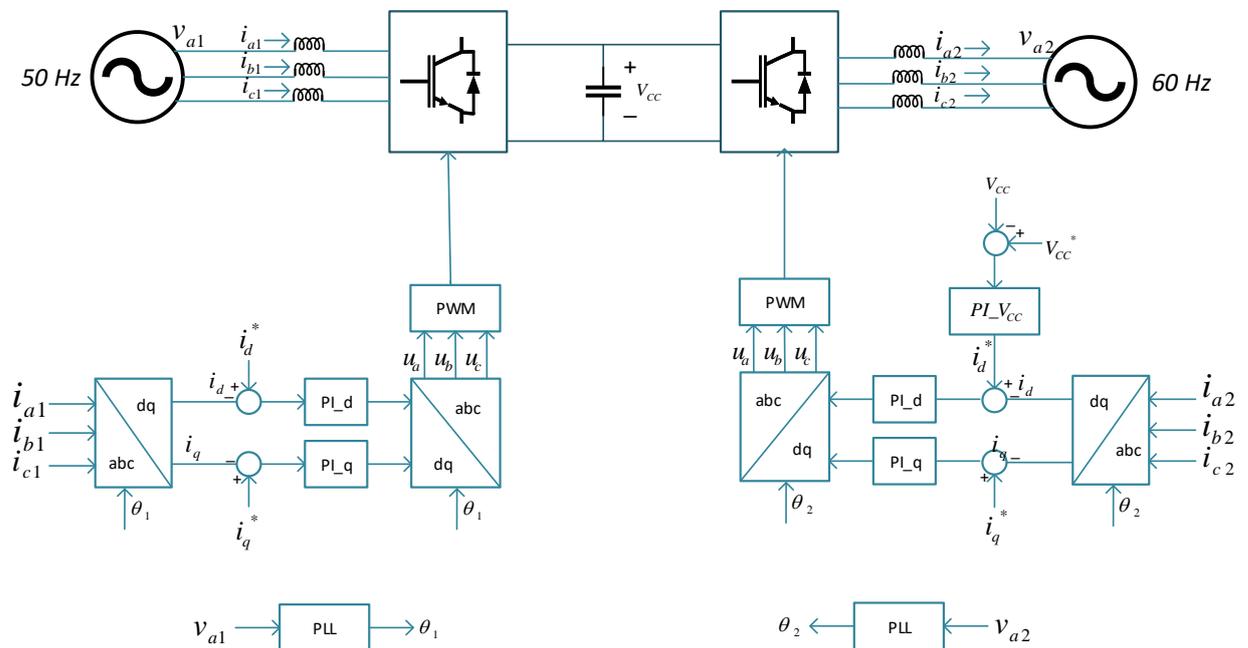
$$\begin{aligned} I_d &= I \cos(\phi_v - \phi_i) = I \cos(\phi) \\ I_q &= -I \sin(\phi_v - \phi_i) = -I \sin(\phi) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Portanto, I_d está associada a potência ativa e I_q a potência reativa. O termo $\cos(\phi)$ representa o fator de potência (FRANCESCHINI et al., 2008).

3 Metodologia de Controle do Conversor Back-to-Back VSC

O conversor back-to-back VSC juntamente com seu sistema de controle é apresentado na Figura 16. Essa topologia é formada por dois conversores fonte de tensão, um retificador e um inversor, modulados por largura de pulso. Os dispositivos semicondutores utilizados são os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, do português Transistor Bipolar de Gate Isolado). Os conversores são conectados com a rede CA por intermédio de um filtro indutivo. Visto que o barramento CC proporciona um desacoplamento entre os conversores, o controle de cada um é realizado de forma independente. A malha de controle do retificador é responsável por regular o fluxo de potência através do controle da corrente, impondo que toda a potência transferida seja ativa. No inversor, a estrutura de controle é composta por duas malhas em cascata, a malha interna (malha de corrente) responsável pelo controle da potência, similar ao processo no retificador, e a malha externa (malha de tensão) que controla a tensão do barramento CC.

Figura 16 – Sistema de controle do conversor back-to-back VSC.



Fonte: Do autor.

A estratégia de controle é fundamentada no controle das correntes no referencial síncrono, obtido através da transformação de Park. O PLL digital é utilizado para encontrar frequência e ângulo de sincronismo. Desta forma, a corrente no lado CA do conversor descrita nas coordenadas dq , I_d e I_q , são comparadas com a corrente de referência I_{d_ref} e

I_{q_ref} e o erro gerado é introduzido no controlador PI. A saída do controlador fornece o sinal de referência empregado na modulação PWM (BASTOS, 2016; AGUIAR, 2013).

O eixo d está associado à potência ativa e o eixo q à corrente potência reativa. Como é desejado que o sistema opere com o fator de potência unitário, a corrente de referência I_{q_ref} tem o valor constante igual a zero. Já a corrente de referência I_{d_ref} é gerada de forma diferente na estrutura de controle de cada conversor. No retificador, o valor de I_{d_ref} determina a amplitude da corrente desejada no lado CA. No caso do inversor, que possui uma malha de controle em cascata, o valor de I_{d_ref} é definido pela malha externa, que tem o objetivo de manter a tensão no barramento CC constante.

Uma vez que o funcionamento do inversor e do conversor é semelhante, a estratégia de controle implementada é a mesma para os dois, com exceção do controle do barramento CC que está apenas na estrutura de controle do inversor. A seguir será apresentada a metodologia do sistema de controle desenvolvido, descrevendo com detalhes o PLL digital, o controlador PI de corrente e do controle no barramento CC.

3.1 Algoritmo de Sincronização PLL

O princípio de funcionamento do algoritmo PLL se fundamenta na condição de ortogonalidade de sinais periódicos para estimar a frequência w e o ângulo de sincronismo ϕ_m da tensão da rede. Dois sinais periódicos \mathbf{v} e \mathbf{u} , representados pelos vetores instantâneos,

$$\mathbf{v} = [v_a \ v_b \ \dots \ v_n] \quad e \quad \mathbf{u} = [u_a \ u_b \ \dots \ u_n] \quad ,$$

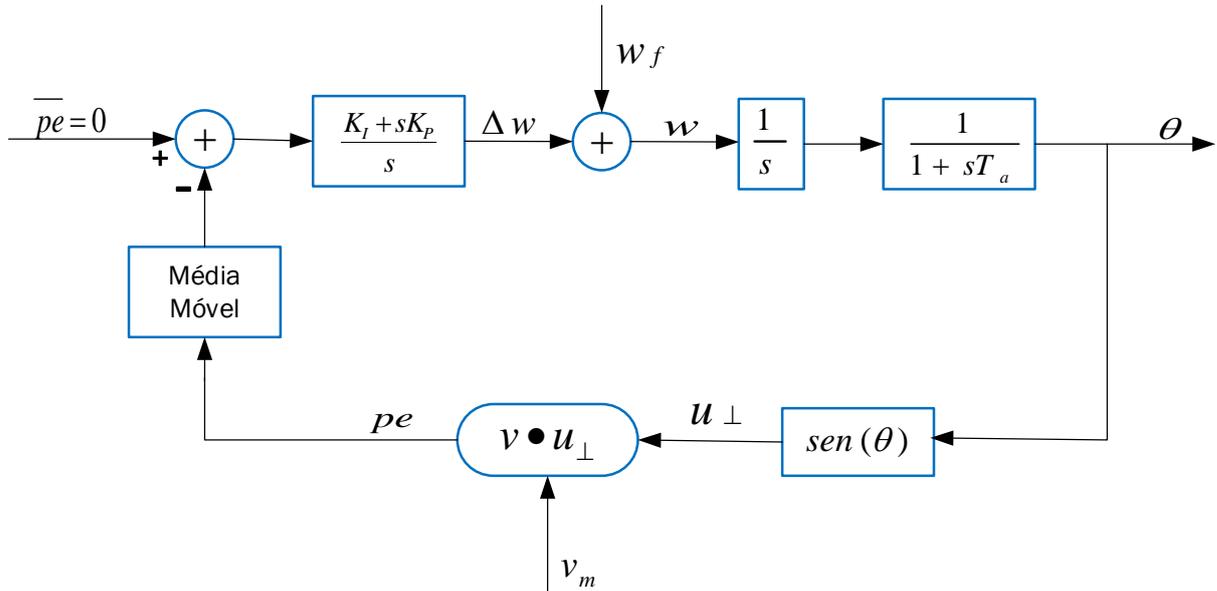
são ortogonais entre si, se e somente se, a média do produto escalar for igual a zero no período T (MARAFÃO, 2004):

$$\overline{pe} = \overline{\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}_\perp} \equiv \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}(t) \cdot \mathbf{u}(t) \, dt = 0 \quad (3.1)$$

Assim, o algoritmo gera uma senoide de amplitude unitária u_\perp , utilizando as variáveis do PLL (w, θ), a qual em regime permanente deve ser ortogonal à fundamental da tensão medida v_m . No momento que o valor médio do produto escalar \overline{pe} convergir para zero, têm-se as informações de sincronismo com a rede (MARAFÃO, 2004). A estrutura utilizada é apresentada na Figura 17.

Neste modelo, o produto escalar entre a tensão amostrada e a senoide unitária gerada é calculado e o seu valor médio é obtido através filtro de média móvel. O sinal de erro é introduzido no controlador PI, o qual determina o sinal de correção, a variação de frequência Δw , necessária para a sincronia do PLL. A fim de melhorar a resposta do sistema, a frequência fundamental da rede ($w_f = 2\pi f_f$) é adicionada à saída do controlador PI, resultando na frequência de sincronismo (w) em rad/s (MARAFÃO, 2004). O argumento ($\theta = wt$) utilizado para sintetizar a senoide unitária é obtido integrando esta frequência.

Figura 17 – Modelo do PLL.



Fonte: Adaptado de (MARAFÃO, 2004).

Por causa da condição de ortogonalidade, o argumento está atrasado 90° da tensão de fase, assim o ângulo de sincronismo ϕ_m é dado por:

$$\phi_m = \theta + \frac{\pi}{2} \quad (3.2)$$

Considerando um PLL digital, é preciso incluir o atraso devido a discretização, definido pelo período de amostragem T_a .

3.1.1 Projeto do controlador PI

Para projetar o controlador do algoritmo PLL, duas considerações podem ser realizadas simplificar a estrutura da Figura 17. Essas considerações envolvem a função transferência do filtro média móvel e a realimentação não-linear (função seno).

Conforme a Equação (3.1), a saída do filtro média móvel é dada por:

$$\bar{pe} = \frac{1}{T} \int_{t_1-T}^{t_1} pe(t) dt \quad (3.3)$$

A Equação (3.3) é o equivalente da convolução entre o produto escalar e um pulso retangular com amplitude $\frac{1}{T}$ no intervalo 0 a T :

$$\bar{pe} \equiv pe(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} pe(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (3.4)$$

Sabe-se que convolução de uma função com o impulso resulta na própria função (LATHI, 2006). Assim a resposta ao impulso do filtro média móvel é

$$h(t) = \frac{1}{T}[u(t) - u(t - T)] \quad , \quad (3.5)$$

onde $u(t)$ define a função degrau unitário.

Logo, representando a Equação (3.5) no domínio de Laplace, tem-se a função de transferência do filtro:

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT} \quad (3.6)$$

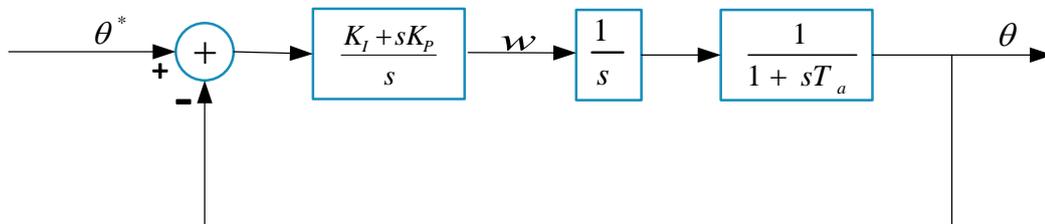
Uma aproximação linear da função de transferência acima pode ser obtida aplicando a Série de Taylor, sendo descrita na Equação (3.7). Conforme discutido em (MARAFÃO, 2004), os termos dessa equação com ordem maior que 1 são relativamente pequenos e podem ser desprezados. Por consequência, a função de transferência do filtro média móvel é convertida em um ganho unitário e não influencia na função de transferência do PLL.

$$H(s) = \frac{1 - [1 - sT + \frac{sT^2}{2!} - \frac{sT^3}{3!} \dots]}{sT} \cong 1 \quad (3.7)$$

Em relação a realimentação não-linear, tem-se que para pequenas variações do argumento θ a aproximação $\text{sen}(\theta) \cong \theta$ pode ser realizada. Assim, como a taxa de amostragem é bem mais alta que a faixa frequência onde PLL deve operar, a função seno pode ser eliminada da função de transferência do PLL (KAURA; BLASKO, 1997; MARAFÃO, 2004).

Dada as considerações mencionadas acima, a estrutura da Figura 17 pode ser simplificada, como é mostrado na Figura 18.

Figura 18 – Modelo do PLL simplificado.



Fonte: Do autor.

Desta forma, a planta utilizada para o projeto do controlador será composta pelo integrador e do atraso associado a discretização. A variável w_f é desconsiderada, já que tem

o objetivo de apenas melhorar a dinâmica do algoritmo. Portanto, a função de transferência de malha fechada do sistema é:

$$H(s) = \frac{sK_P + K_I}{s^3T_a + s^2 + sK_P + K_I} \quad (3.8)$$

Visto que o polo referente ao atraso digital está localizado à esquerda do plano- s e distante dos polos dominantes, admite-se que o sistema pode ser representado na forma canônica de segunda ordem como na Equação (3.9) (NISE; SILVA, 2002).

$$H(s) = \frac{s2\zeta w_n + w_n^2}{s^2 + s2\zeta w_n + w_n^2} = \frac{sK_P + K_I}{s^2 + sK_P + K_I} \quad (3.9)$$

Observando a Equação (3.9) nota-se que o ajuste dos ganhos proporcional e integral do controlador pode ser realizado com a Equação (3.10) e Equação (3.11):

$$K_{P_PLL} = 2\zeta w_n \quad (3.10)$$

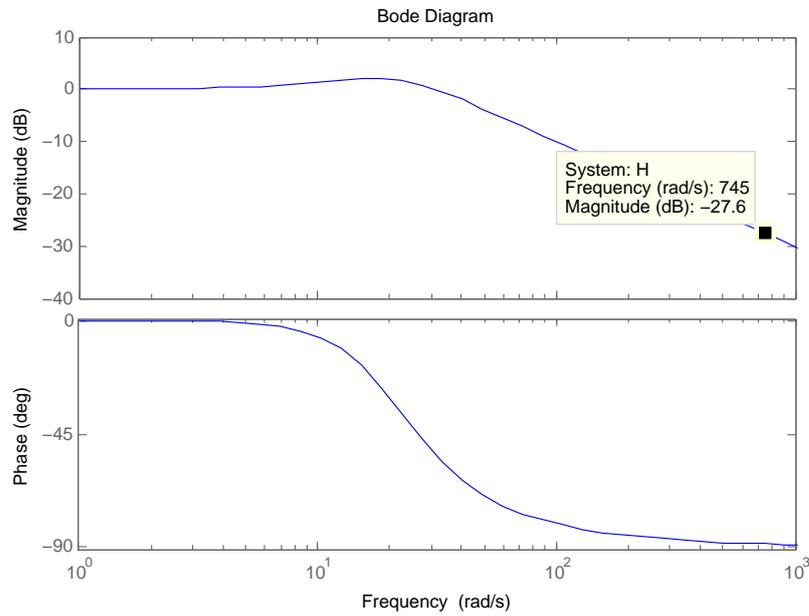
$$K_{I_PLL} = w_n^2 \quad (3.11)$$

onde w_n é a frequência de malha fechada e ζ é o fator de amortecimento do controlador.

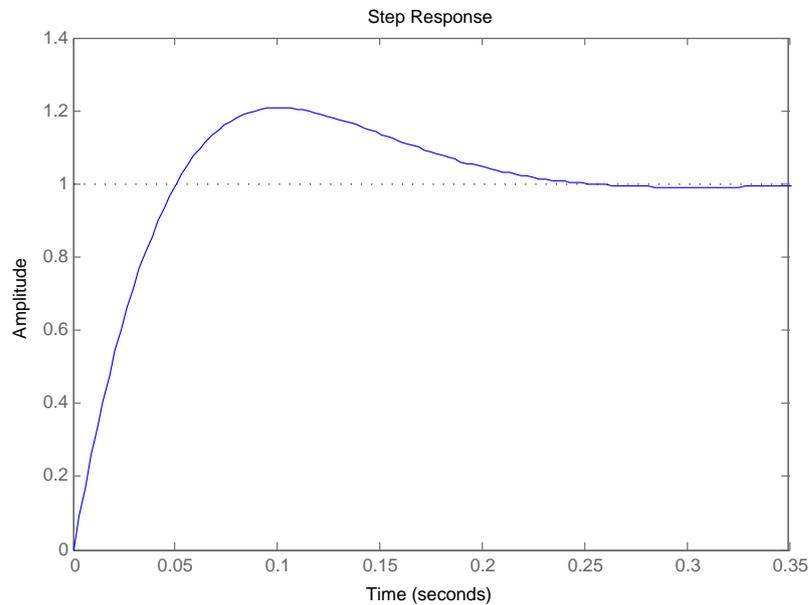
3.1.2 Resposta dinâmica e estabilidade do PLL

As características desejadas para um sistema é que ele seja imune a ruídos, possua uma resposta rápida e tenha pequenos erros em regime permanente. Neste modelo, o ajuste dos ganhos do controlador PI definem o desempenho do PLL. (MARAFÃO, 2004) O diagrama de Bode e a resposta ao degrau da função de transferência de malha fechada podem ser utilizados para analisar a resposta dinâmica e estabilidade.

Com o intuito de comparação, o estudo é realizado com duas frequências de malha fechada através do software MATLAB. Considerando $w_n = 22$ e $\zeta = 0,707$, pela Equação (3.10) e Equação (3.11) tem-se os ganhos $K_P = 31$ e $K_I = 484$ do controlador. Na Figura 21 e Figura 22 são exibidos o diagrama de Bode e a resposta ao degrau da função de transferência da Equação (3.9).

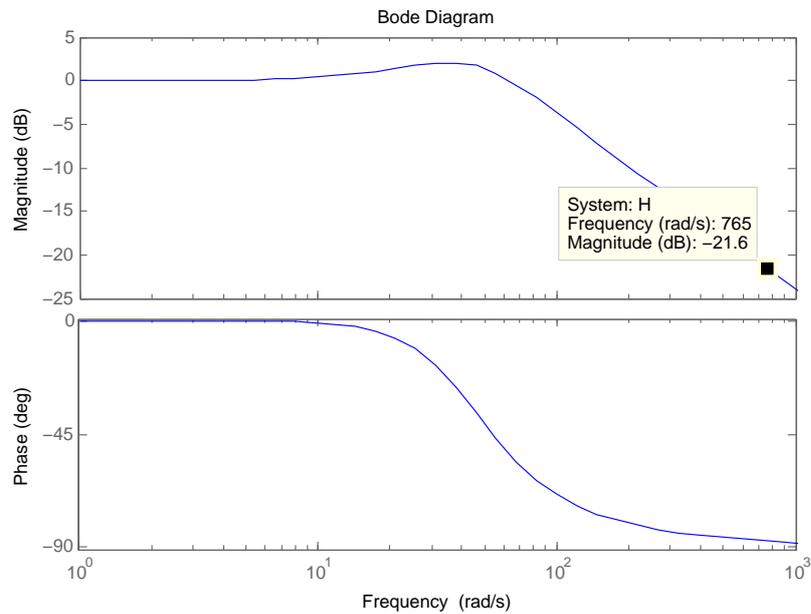
Figura 19 – Diagrama de Bode da função de transferência ($w_n = 22$ e $\zeta = 0,707$).

Fonte: Do autor.

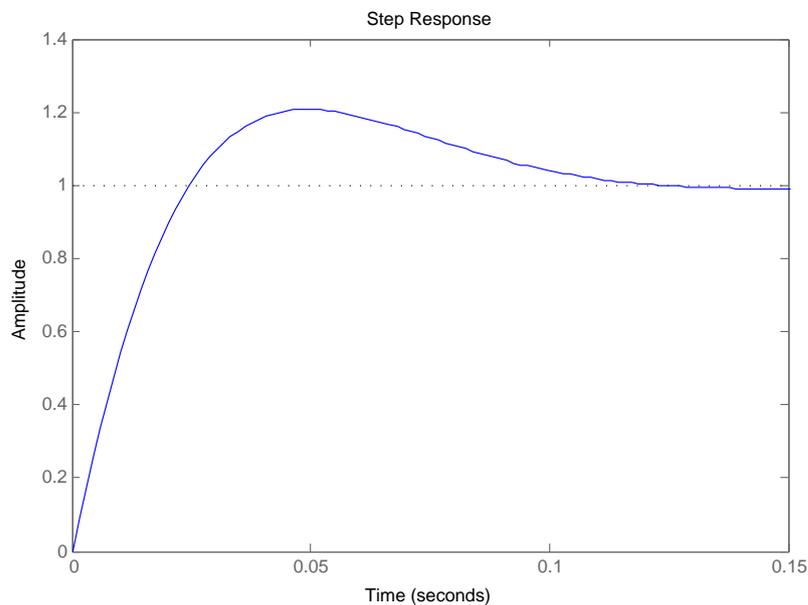
Figura 20 – Resposta ao degrau da função de transferência ($w_n = 22$ e $\zeta = 0,707$).

Fonte: Do autor.

Já com $w_n = 45$ e $\zeta = 0,707$, os ganhos são $K_P = 64$ e $K_I = 2025$, e os gráficos podem ser visualizados na Figura 19 e Figura 20.

Figura 21 – Diagrama de Bode da função de transferência ($w_n = 45$ e $\zeta = 0,707$).

Fonte: Do autor.

Figura 22 – Resposta ao degrau da função de transferência ($w_n = 45$ e $\zeta = 0,707$).

Fonte: Do autor.

De acordo com a Figura 19 e Figura 21, nota-se que o PLL comporta-se como um filtro passa-baixas atenuando a amplitude das frequências acima da frequência de corte. Também é observado que com w_n maior, o sistema está mais sensível a ruídos, dado que a frequência de 750 rad/s (aproximadamente 120 Hz) é minimizada em 27,6 dB com $w_n = 22$ e em 21,6 dB com $w_n = 45$. Além disso, através da resposta ao degrau da Figura 22 e

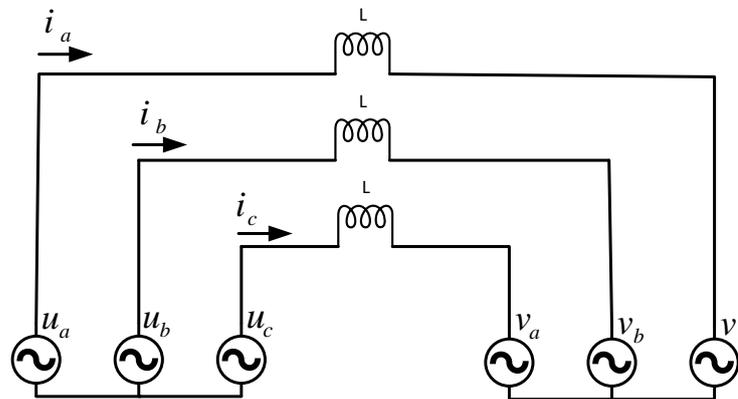
Figura 20 percebe-se que reduzir a frequência de malha fechada torna a resposta do PLL mais lenta. Portanto, no projeto do controlador PI deve estabelecer os ganhos de forma a garantir as condições de interesse do sistema onde o PLL será utilizado.

3.2 Controle da Corrente

3.2.1 Dinâmica do conversor CC-CA

Para projetar o controlador de corrente, deve ser realizada a modelagem do conversor juntamente com o filtro indutivo. Um conversor trifásico conectado a rede elétrica pode ser representado pelo circuito da Figura 23, em que a rede e o conversor são substituídos por fontes de tensão equivalentes (VILLALVA, 2010).

Figura 23 – Circuito equivalente do conversor trifásico conectado a rede.



Fonte: Do autor.

Utilizando as leis de Kirchhoff para tensão no circuito da Figura 23, obtêm-se:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= L \frac{di_a}{dt} + v_a(t) \\ u_b(t) &= L \frac{di_b}{dt} + v_b(t) \\ u_c(t) &= L \frac{di_c}{dt} + v_c(t) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Aplicando a transformação de Laplace:

$$\begin{aligned} u_a(s) &= sLi_a(s) + v_a(s) \\ u_b(s) &= sLi_b(s) + v_b(s) \\ u_c(s) &= sLi_c(s) + v_c(s) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Segundo (VILLALVA, 2010), as tensões v_a , v_b e v_c podem ser consideradas um distúrbio, visto que o objetivo do controlador é controlar a corrente de saída através

da tensão fornecida pelo conversor. Assim, obtêm-se a função de transferência do filtro indutivo por fase:

$$H_{filtro}(s) = \frac{i_a(s)}{u_a(s)} = \frac{i_b(s)}{u_b(s)} = \frac{i_c(s)}{u_c(s)} = \frac{1}{sL} \quad (3.14)$$

Dado que um conversor trifásico possui o ganho $\frac{V_{CC}}{2}$, a planta a ser controlada é apresentada na Equação (3.15):

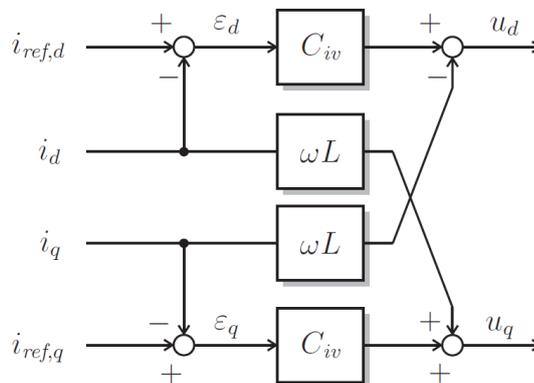
$$H(s) = \frac{V_{CC}}{2} \frac{1}{sL} \quad (3.15)$$

3.2.2 Projeto do controlador PI

A implementação do controlador de corrente é realizada no referencial síncrono. A vantagem desse método é que as corrente senoidais serão vistas como um sinal constante nas coordenadas dq , garantindo que a resposta do controlador PI tenha erro nulo em regime permanente. Isso é possível pois a velocidade angular utilizada na transformação de Park é igual a frequência fundamental do sistema, fornecida pelo algoritmo PLL (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Além disso, na coordenada abc são necessários três controladores, enquanto na coordenada dq é preciso de apenas dois.

No processo de transformação $abc-dq$ surge um termo de acoplamento entre as variáveis dos eixos d e q do circuito equivalente do conversor, impossibilitando um controle independente de cada coordenada do referencial síncrono (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Segundo (VILLALVA, 2010), a técnica mais simples utilizada para proporcionar o desacoplamento é adicionar dois termos cruzados na estrutura de controle, conforme é mostrado na Figura 24. Entretanto, (VILLALVA, 2010) também afirma que muitos trabalhos encontrados na literatura dispensam o artifício de desacoplamento e que na prática não é percebido efeito da sua ausência.

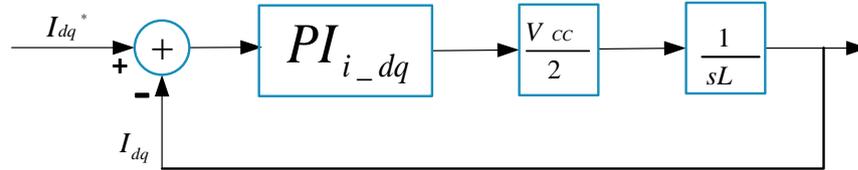
Figura 24 – Diagrama de blocos do controle de corrente do conversor CC-CA no referencial síncrono com desacoplamento dos eixos d e q .



Fonte: (VILLALVA, 2010).

O diagrama de blocos do controle é apresentado na Figura 25. A planta de controle no eixo d e eixo q são idênticas, conseqüentemente o controlador PI é o mesmo para as duas coordenadas (BUSO; MATTAVELLI, 2015; YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Figura 25 – Diagrama de blocos do controle da corrente do conversor CC-CA no referencial síncrono.



Fonte: Do autor.

A metodologia de projeto dos ganhos do controlador é baseada na frequência de corte em malha fechada e na margem de fase. Segundo (BASTOS, 2016; MACHADO et al., 2004), a frequência de corte é escolhida uma década abaixo da frequência de chaveamento, permitindo que o controlador PI tenha boa capacidade de compensação. Já a margem de fase deve estar entre 50° e 70° . Dado o ganho em malha aberta da malha de corrente, definido na Equação (3.16), o ganho proporcional e integral do controlador podem ser obtidos através da Equação (3.17) e Equação (3.18), respectivamente.

$$G_{MA_dq} = \frac{V_{CC}}{2} \frac{1}{L} \quad (3.16)$$

$$k_{P_i_dq} = \frac{2\pi F_{MF_dq}}{G_{MA_dq}} \quad (3.17)$$

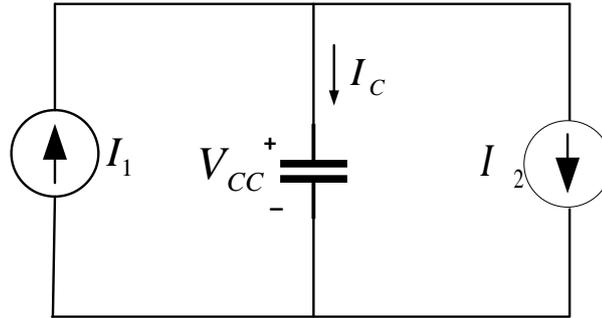
$$k_{I_i_dq} = k_{P_i_dq} \frac{2\pi F_{MF_dq}}{\tan(m f_{i_dq})} \quad (3.18)$$

3.3 Controle do Barramento CC

3.3.1 Dinâmica do barramento CC

O comportamento barramento CC pode ser visto no circuito equivalente da Figura 26. Os conversores podem ser interpretados como duas fontes de corrente, o retificador fornece e o inversor drena corrente do barramento (VILLALVA, 2010).

Figura 26 – Circuito equivalente do barramento CC do conversor Back-to-Back VSC.



Fonte: Do autor.

Visto que a corrente no capacitor é dada por

$$i_c(t) = C \frac{dV_{CC}}{dt}, \quad (3.19)$$

a corrente média no capacitor deve ser igual a zero para que a tensão permaneça contante, ou seja, as correntes médias de entrada e saída do barramento devem possuir o mesmo valor (VILLALVA, 2010). A Equação (3.20) representa o balanço das correntes entre o retificador e inversor.

$$I_2(t) = I_1(t) - C \frac{dV_{CC}}{dt} \quad (3.20)$$

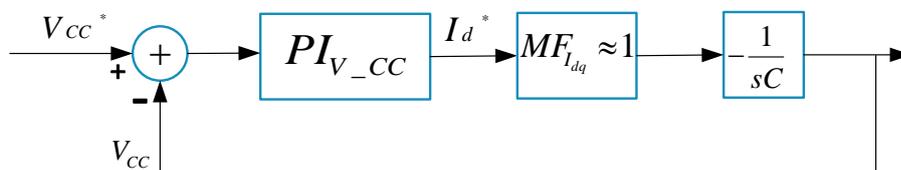
Desta forma, aplicando a transformação de Laplace obtém-se a função de transferência do barramento CC conforme a Equação (3.21). A presença do sinal negativo deve-se ao fato do controle no barramento ser realizado através do inversor.

$$H(s) = \frac{V_{CC}(s)}{I(s)} = \frac{-1}{sC} \quad (3.21)$$

3.3.2 Projeto do controlador PI

Como a dinâmica de funcionamento da tensão sobre capacitor é lenta quando comparada ao controle da corrente no conversor, a malha de corrente do inversor pode ser vista como uma ganho unitário (SANTOS, 2015). A Figura 27 exhibe o diagrama de blocos do controle de tensão.

Figura 27 – Diagrama de blocos do controle de tensão CC.



Fonte: Do autor.

O objetivo do controlador PI de tensão é gerar o sinal de referência de corrente, a partir do erro entre V_{CC}^* e V_{CC} , permitindo que o inversor absorva uma corrente correspondente ao que é fornecido pelo retificador. Desta forma, é garantido que a tensão no barramento CC permaneça constante. Assim como no projeto do controlador PI de corrente, a metodologia utilizada é baseada na frequência de corte em malha fechada e na margem de fase. Porém, nesse caso a frequência de corte é escolhida uma década abaixo da frequência de funcionamento da malha de corrente do inversor. As equações para obter os ganhos do controlador seguem abaixo:

$$G_{MA_Vcc} = \frac{-1}{C} \quad (3.22)$$

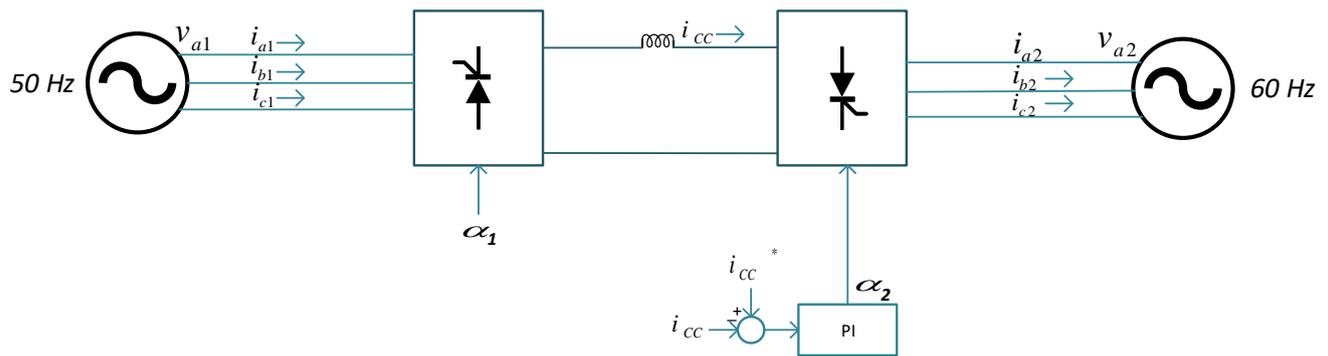
$$k_{P_Vcc} = \frac{2\pi F_{MF_Vcc}}{G_{MA_Vcc}} \quad (3.23)$$

$$k_{I_Vcc} = k_{P_Vcc} \frac{2\pi F_{MF_Vcc}}{\tan(m f_{Vcc})} \quad (3.24)$$

4 Metodologia de Controle do Conversor Back-to-Back LCC

O conversor back-to-back LCC e seu sistema de controle são apresentados na Figura 28. Dois conversores fonte de corrente, um retificador e um inversor, compõem essa topologia. Os dispositivos semicondutores utilizados são os SCRs (*Silicon Controlled Rectifier*, do português Retificador Controlado de Silício). O barramento CC proporciona um desacoplamento entre os conversores, possibilitando realizar um controle independente em cada um. Neste trabalho, optou-se por manter o ângulo de disparo do retificador constante, assim, a estrutura de controle é responsável apenas por regular a corrente I_{CC} através do inversor.

Figura 28 – Sistema de controle do conversor back-to-back LCC.



Fonte: Do autor.

A malha de controle implementada é formada por um controlador PI. A corrente no barramento I_{CC} é comparada com a corrente de referência I_{CC_ref} e o erro encontrado é introduzido no controlador. O ângulo de disparo α gerado na saída é utilizado no acionamento dos dispositivos semicondutores do inversor. A metodologia utilizada para desenvolver o controle será explicada a seguir com mais detalhes.

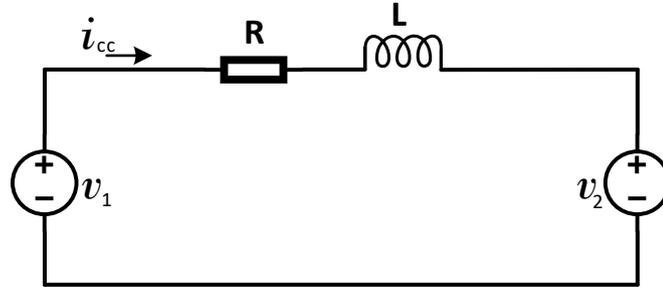
4.1 Controle da Corrente do Barramento CC

4.1.1 Dinâmica do conversor

O conversor B2B LCC é representado pelo circuito equivalente da Figura 29. O retificador gera no lado CC uma tensão com polaridade positiva e pode ser substituída por uma fonte de tensão (V_1). O inversor possui uma tensão com polaridade negativa no lado CC, porém, como na estrutura do conversor B2B é conectado reverso ao retificador

sua polaridade no barramento CC é positiva e, de forma semelhante, também pode ser substituído por uma fonte de tensão (V_2) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995; ALSTOM, 2010).

Figura 29 – Circuito equivalente do conversor Back-to-Back LCC.



Fonte: Do autor.

Visto que o retificador e inversor podem ser controlados de maneira independente, cada um poderá gerar uma tensão diferente no lado CC. Portanto, devido a uma pequena diferença entre duas grandes tensões (V_1 e V_2) fluirá uma corrente I_{CC} no barramento CC, que em regime permanente é expressa pela Equação (4.1) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995; ALSTOM, 2010):

$$I_{CC} = \frac{V_1 - V_2}{R} \quad (4.1)$$

Assim, neste trabalho o controlador irá determinar o ângulo α do inversor, o qual atua sobre a tensão no lado CC com o objetivo de que a corrente I_{CC} permaneça constante.

Aplicando a transformação de Laplace:

$$I_{CC}(s) = \frac{V_1(s) - V_2(s)}{R + sL} \quad (4.2)$$

Tem-se a função de transferência do conversor:

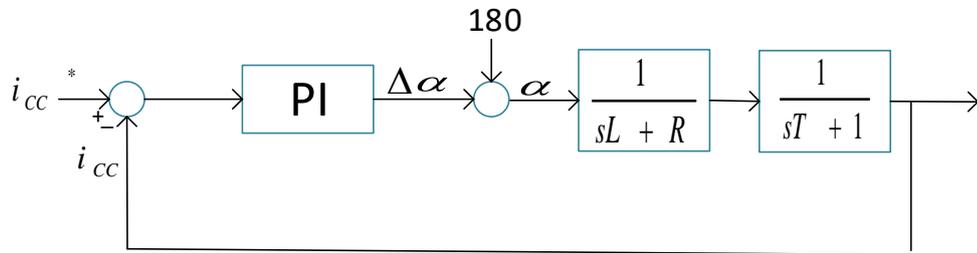
$$H(s) = \frac{I_{CC}(s)}{V(s)} = \frac{1}{R + sL} \quad (4.3)$$

4.1.2 Projeto do controlador PI

O diagrama de blocos do controle de corrente é exibido na Figura 30. Dado que nessa topologia existem apenas 6 pulsos para o disparo dos dispositivos semicondutores por ciclo, é necessário considerar o atraso associado ao conversor. O tempo T representa o intervalo que o controlador atua. Considerando uma frequência de 60Hz , tem-se $T = 1/360\text{s}$. A saída do controlador PI é a variação do ângulo de disparo $\Delta\alpha$ do inversor necessária para que o sistema funcione corretamente. Sabe-se que com o ângulo de 180° o inversor trabalha próximo do ponto de operação desejado. Assim, a fim de melhorar a resposta

do sistema, esse ângulo é adicionada à saída do controlador PI, resultando no ângulo de disparo α .

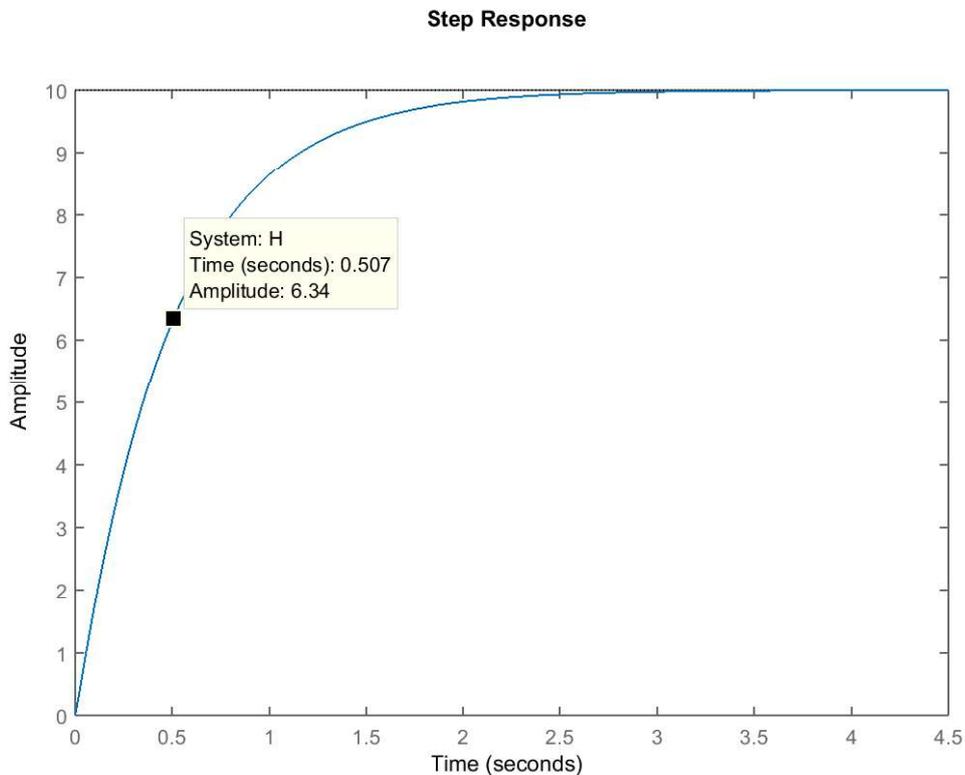
Figura 30 – Diagrama de blocos do controle da corrente CC.



Fonte: Do autor.

Os ganhos k_P e k_I do controlador podem ser determinados através da ferramenta *sisotool* do software MATLAB. Para tal, é necessário definir a margem de fase e a frequência de cruzamento. Determinou-se a margem de fase igual a 70° (VILLALVA, 2010). Para definir a frequência de cruzamento considerou-se o tempo de acomodação (T_s) que o sistema precisa para estabilizar. Sendo $T_s = 4\tau$ e $\tau = 0.507s$, conforme apresenta a Figura 31.

Figura 31 – Resposta ao degrau do sistema da Figura 30 em malha aberta.



Fonte: Do autor.

5 Resultados Simulados

5.1 Conversor Back to Back VSC

Nesta seção serão apresentados os resultados simulados de cada etapa da construção da estratégia de controle do conversor B2B VSC. Inclui o funcionamento do algoritmo PLL, do controlador de corrente do conversor CC-CA, do controlador de tensão do barramento CC e do sistema completo. Todas as simulações foram realizadas no Software PSIM utilizando o C Block para implementar os códigos do controlador.

Os dados do sistema e os ganhos dos controladores estão na Tabela 3 e Tabela 4, respectivamente.

Tabela 1 – Dados do conversor Back-to-Back VSC.

Parâmetro	Valor
Tensão Fase-Neutro Conversor Rede 50Hz (rms)	220V
Tensão Fase-Neutro Conversor Rede 60Hz (rms)	220V
Tensão Barramento CC	750V
Indutância do Filtro	2mH
Capacitância Barramento CC	1000uF
Frequência de Chaveamento	12kHz

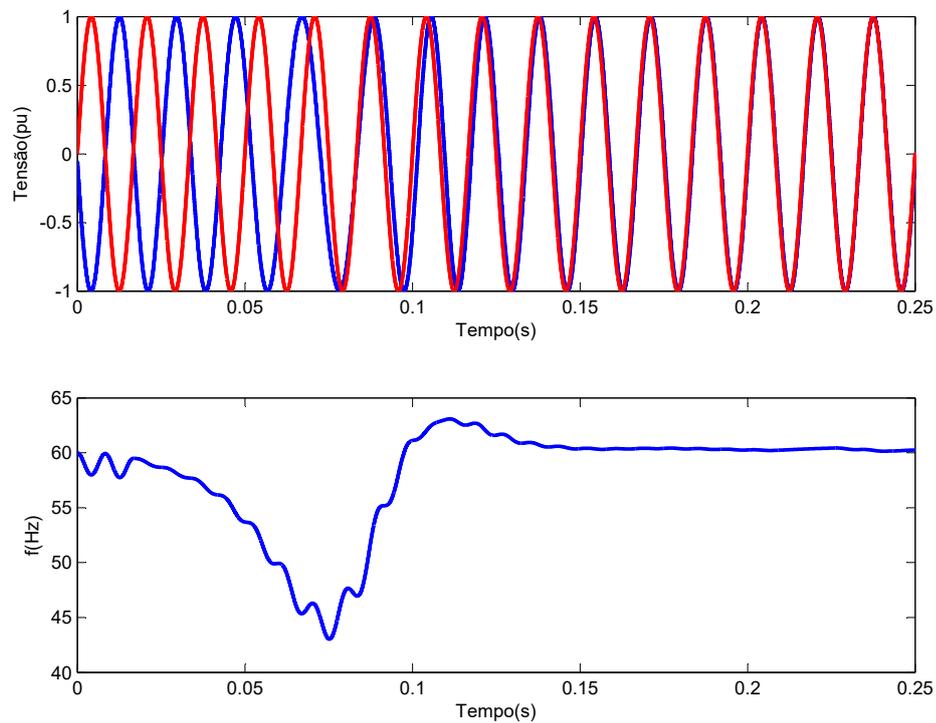
Tabela 2 – Dados do sistema de controle do conversor Back-to-Back VSC.

Parâmetro	Valor
K_{P_PLL}	160
K_{I_PLL}	2025
$k_{P_i_dq}$	0.0402
$k_{I_i_dq}$	110
k_{P_Vcc}	-0.57
k_{I_Vcc}	-124

5.1.1 PLL Digital

Para analisar o funcionamento do algoritmo PLL, gerou-se um sinal de tensão senoidal unitário com frequência de 60Hz e utilizando o PLL digital obteve-se as informações de sincronismo deste sinal. Na Figura 32 são exibidos a tensão de entrada, o sinal reproduzido a partir do ângulo de sincronismo e o comportamento da frequência durante a sincronização.

Figura 32 – Sincronização do algoritmo PLL.

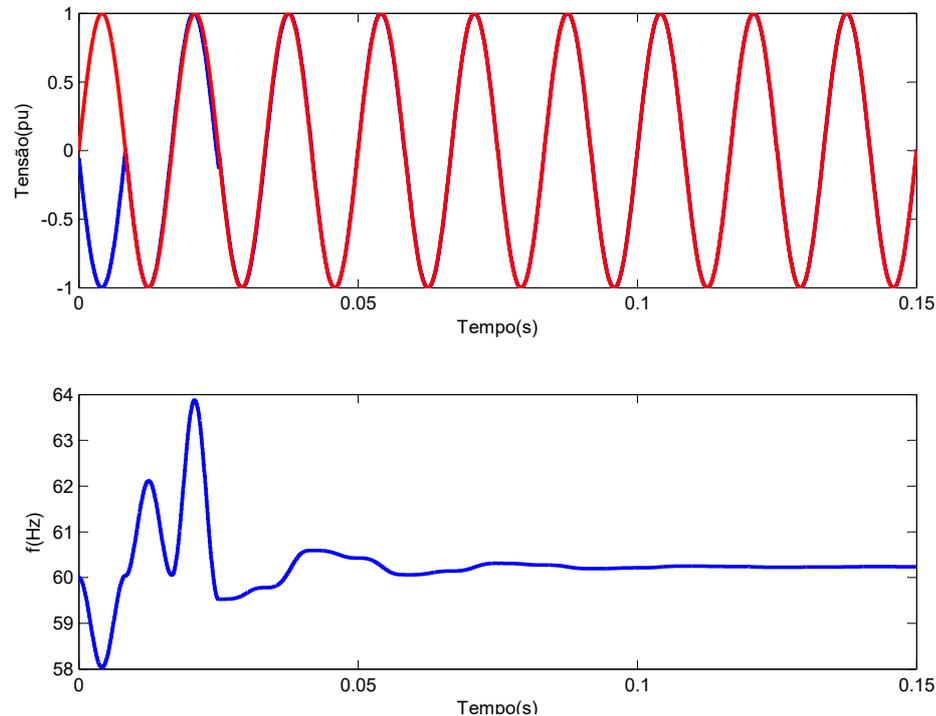


Fonte: Do autor.

Observando os resultados, é possível verificar a sincronização do PLL com a frequência fundamental. Devido a ação do controlador PI, em aproximadamente 0,15 segundos a frequência do sinal gerado com os dados do PLL já tinha se estabilizado em 60Hz.

Com o objetivo de melhorar o desempenho do algoritmo PLL, acrescentou-se um detector de passagem por zero. Após identificar o primeiro cruzamento por zero da onda de tensão, o integrador do controlador PI e o integrador que obtém o ângulo θ da saída do PLL do modelo da Figura 17, são setados em zero. Assim, neste instante, a senoide gerada estará na mesma posição que a tensão medida, minimizando as instabilidades transitórias. Os resultados são mostrados na Figura 33.

Figura 33 – Sincronização do algoritmo PLL com detector de passagem por zero.



Fonte: Do autor.

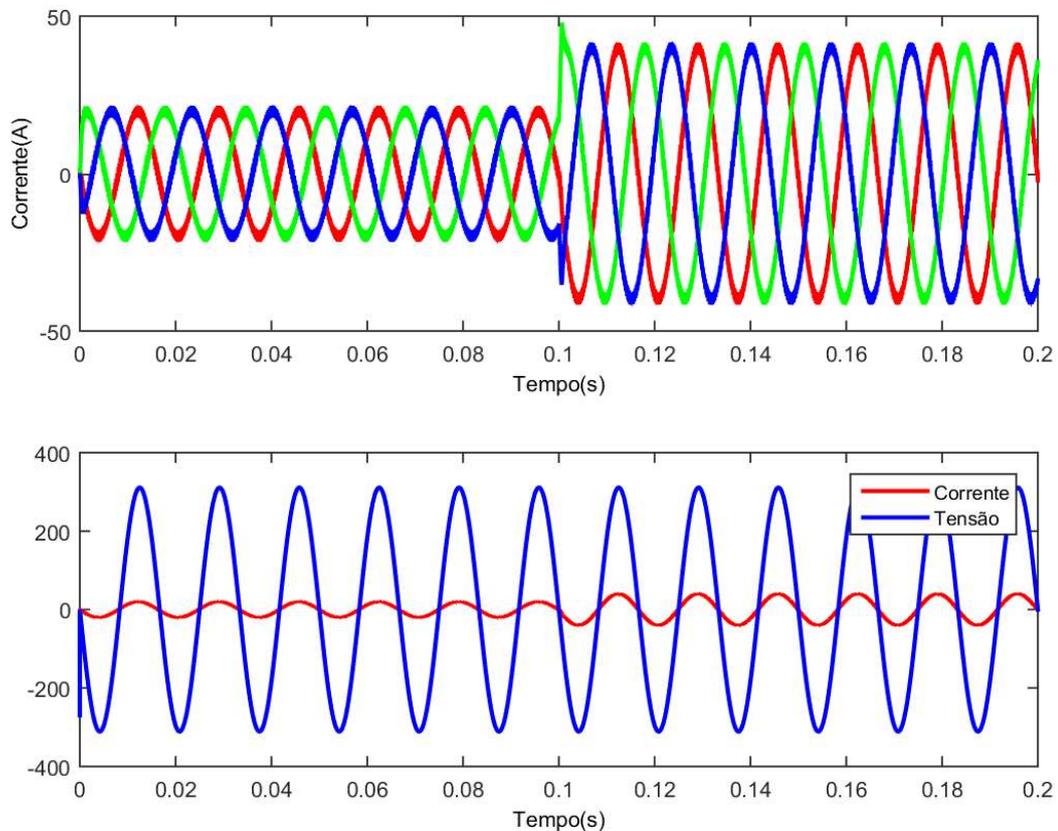
Comparando os resultados da Figura 32 e 33 é possível perceber visualmente a melhora na dinâmica do PLL. A frequência estabilizou-se mais rapidamente em 60Hz, aproximadamente em 0,8 segundos e a variação da frequência diminuiu, de um percentual de 33% para 10%.

5.1.2 Controle da Corrente do Conversor

Visto que o princípio de funcionamento do retificador e inversor são semelhantes e a estratégia de controle da corrente é a mesma para ambos, são apresentados os resultados da simulação apenas no inversor. Para o teste, o lado CC do conversor CC-CA foi conectado a uma fonte ideal e o lado CA a rede elétrica representada por uma fonte trifásica.

Com o objetivo de verificar a flexibilidade do controlador PI realizou-se uma rápida transição na referência da corrente do conversor. A corrente de referência I_{d_ref} , associada a amplitude da corrente ativa, foi alterada de 15A para 30A em 0,1 segundos. Já a corrente de referência I_{q_ref} , associada a amplitude da corrente reativa, foi mantida com valor nulo. Os resultados são apresentados na Figura 34.

Figura 34 – Atuação do controlador PI de corrente. No gráfico superior são apresentadas as correntes trifásicas no conversor CC-CA. No gráfico inferior são apresentadas a corrente e tensão da fase *a*.



Fonte: Do autor.

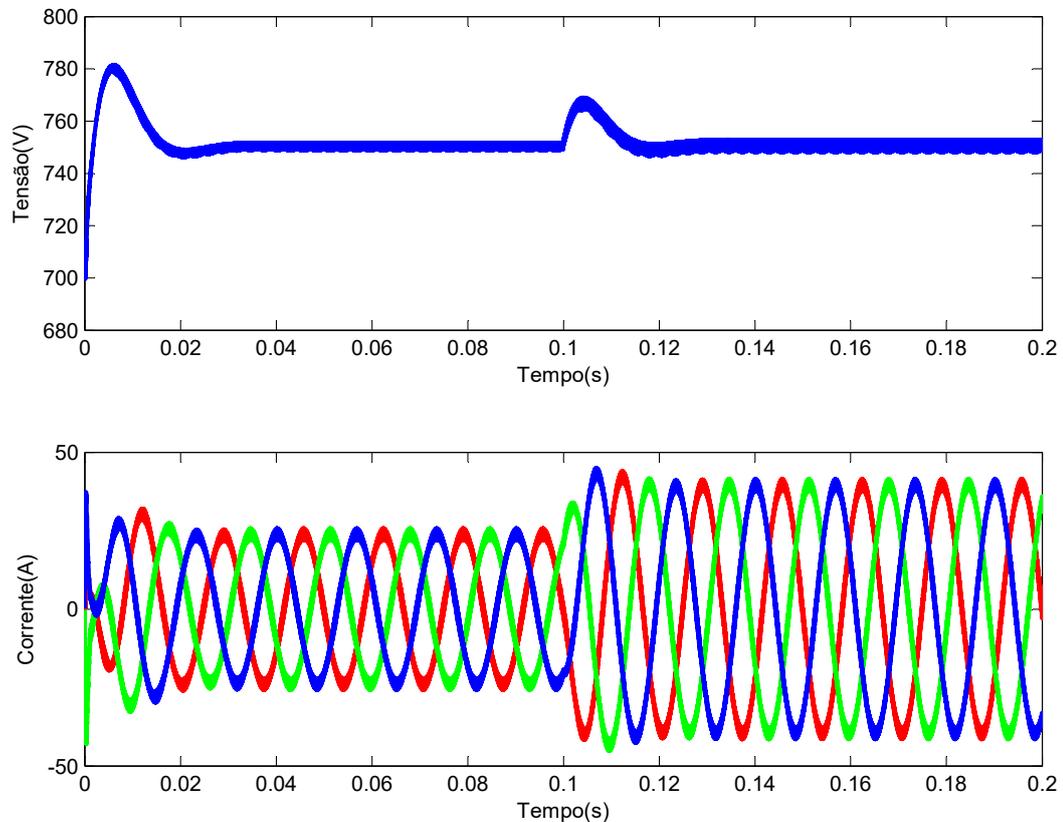
Pelo gráfico superior da Figura 34, nota-se que o conversor está gerando corretamente as correntes trifásicas. No instante em que ocorre a mudança da referência, surge um distúrbio e rapidamente a corrente retorna ao seu comportamento normal. O gráfico inferior mostra a corrente da fase *a* sendo gerada em fase com a tensão da respectiva fase, ou seja, o controle de corrente está impondo somente fluxo de potência ativa na saída do inversor.

5.1.3 Controle da Tensão no Barramento CC

A fim de analisar o controle de tensão do barramento CC, substituiu-se a fonte ideal do barramento CC por um capacitor em paralelo com uma fonte de corrente. Desta forma, ao alterar a corrente injetada no barramento, sua tensão tende a sofrer variações e o controlador deverá realizar a correta regulação.

No teste, a corrente injetada no barramento foi alterada de 15A para 30A em 0,1 segundos. A Figura 35 exhibe o comportamento da tensão CC e das correntes trifásicas.

Figura 35 – Atuação do controlador PI de tensão. No gráfico superior é apresentada tensão no barramento CC do conversor CC-CA. No gráfico inferior são apresentadas as correntes trifásicas no conversor CC-CA.



Fonte: Do autor.

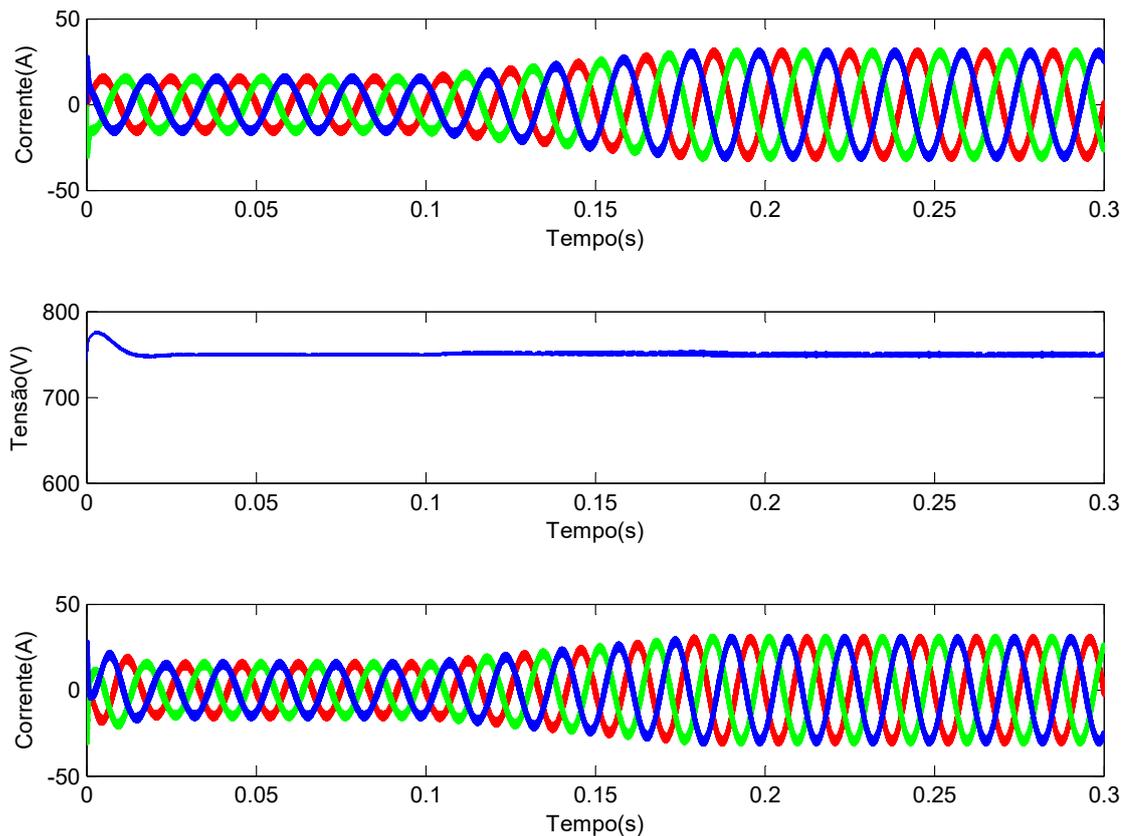
Verifica-se que ao provocar uma perturbação no barramento CC, o controlador PI de tensão modifica a referência do controlador PI de corrente para assegurar que a corrente na entrada do barramento seja transferida para a saída do inversor e assim garantir que a tensão no barramento permaneça em torno de 750V. O percentual de variação de tensão no barramento CC é bem pequeno, por volta de 0,6%. Resumindo, tem-se que o controle de tensão no barramento é obtido por meio da ação de controle na corrente.

5.1.4 Controle do Conversor Back-to-Back

Uma vez que o controle do fluxo de potência, obtido através da ação de controle na corrente CA, e que regulação de tensão no barramento CC do conversor estejam funcionando corretamente, é possível efetuar o controle do conversor Back-to-Back. O sistema apresentado na Figura 16 foi simulado provocando-se um variação do fluxo de potência da rede de 50Hz para rede de 60Hz. Para isso, a corrente de referência I_{d_ref} no retificador foi alterada de 15A para 30A com um período de transição de 0,8 segundos e a corrente I_{q_ref} foi mantida com valor nulo. Os gráficos das correntes trifásicas no

retificador e inversor e da tensão no barramento, apresentados na Figura 36, mostram o comportamento do sistema.

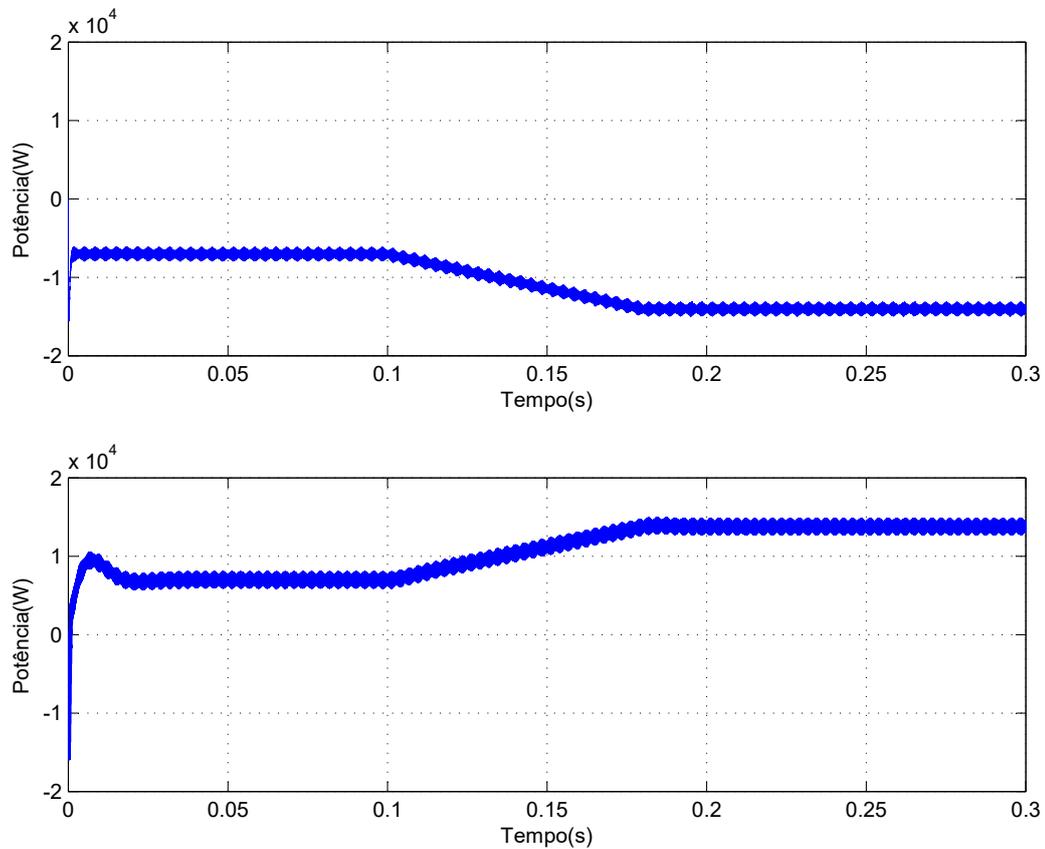
Figura 36 – Funcionamento do conversor Back-to-Back VSC. No primeiro gráfico são apresentadas as correntes trifásicas na rede de 50Hz. No segundo gráfico é apresentada a tensão no barramento CC. No terceiro gráfico são apresentadas as correntes trifásicas na rede de 60Hz



Fonte: Do autor.

Observando os resultados, é possível verificar que o aumento da corrente CA no retificador é refletido no inversor, o qual também possui um aumento de sua corrente CA. Durante esse processo a tensão no barramento é praticamente constante. Dessa forma, é garantido que a potência no lado da rede de 50Hz seja transferida para a rede de 60Hz, conforme pode ser visto na Figura 37.

Figura 37 – Fluxo de potência no conversor Back-to-Back. No gráfico superior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea no retificador. No gráfico inferior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea no inversor.



Fonte: Do autor.

5.2 Conversor Back to Back LCC

Nesta seção serão apresentados os resultados simulados da estratégia de controle do conversor B2B LCC. Inclui o funcionamento do controlador de corrente do barramento CC e a análise do ponto de operação. Todas as simulações foram realizadas no Software PSIM utilizando o C Block para implementar os códigos do controlador.

Os dados do sistema e os ganhos dos controladores estão na Tabela 3 e Tabela 4, respectivamente.

Tabela 3 – Dados do conversor Back-to-Back LCC.

Parâmetro	Valor
Tensão Fase-Neutro Conversor Rede 50Hz (rms)	220V
Tensão Fase-Neutro Conversor Rede 60Hz (rms)	220V
Indutância Barramento CC	50mH

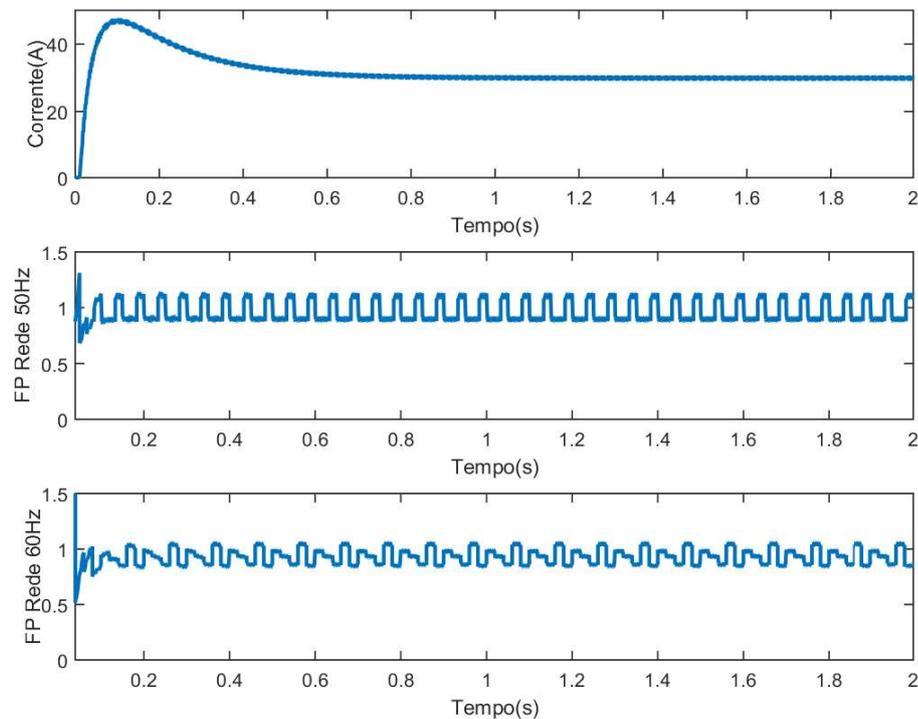
Tabela 4 – Dados do sistema de controle do conversor Back-to-Back LCC.

Parâmetro	Valor
K_P	-0.40
K_I	-2.9

5.2.1 Controle da Corrente do barramento CC

Para verificar o funcionamento do controlador utilizou-se a corrente de referência I_{CC_ref} igual a 30A e o ângulo de disparo α do retificador (rede de 50 Hz) igual a 0° . O resultado é exibido na Figura 38.

Figura 38 – Atuação do controlador PI de corrente. No primeiro gráfico é apresentada a corrente CC do barramento. No segundo gráfico é apresentado o fator de potência da rede de 50Hz e no terceiro da rede de 60Hz .

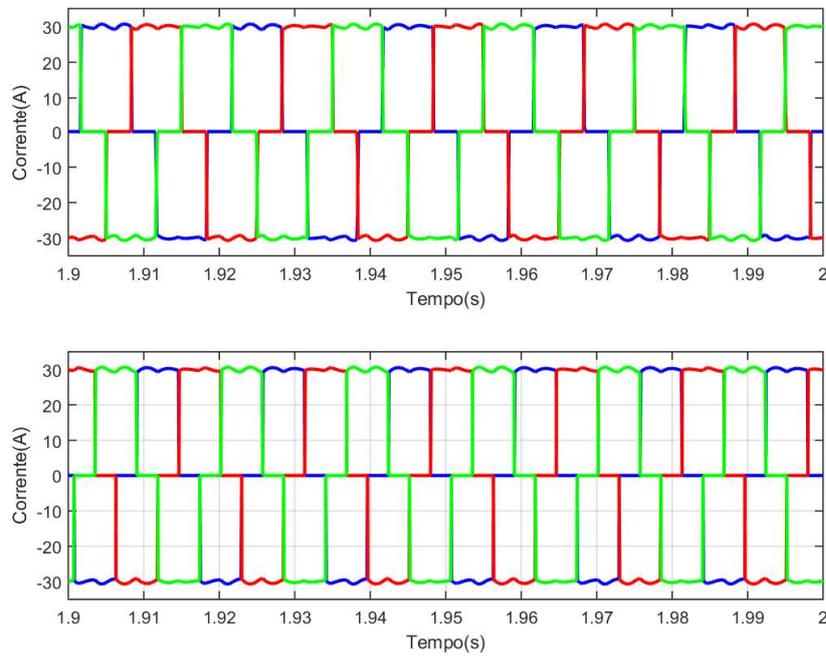


Fonte: Do autor.

Por meio da Figura 38 é possível observar que o controlador teve um comportamento satisfatório, visto que em regime permanente a corrente I_{CC} estabilizou no valor da referência. Nota-se ainda que o fator de potência manteve-se próximo do unitário com valor médio de $FP = 0,96$ na rede de 50Hz e $FP = 0,93$ na rede de 60Hz, ou seja, a estrutura de controle apresenta bom rendimento.

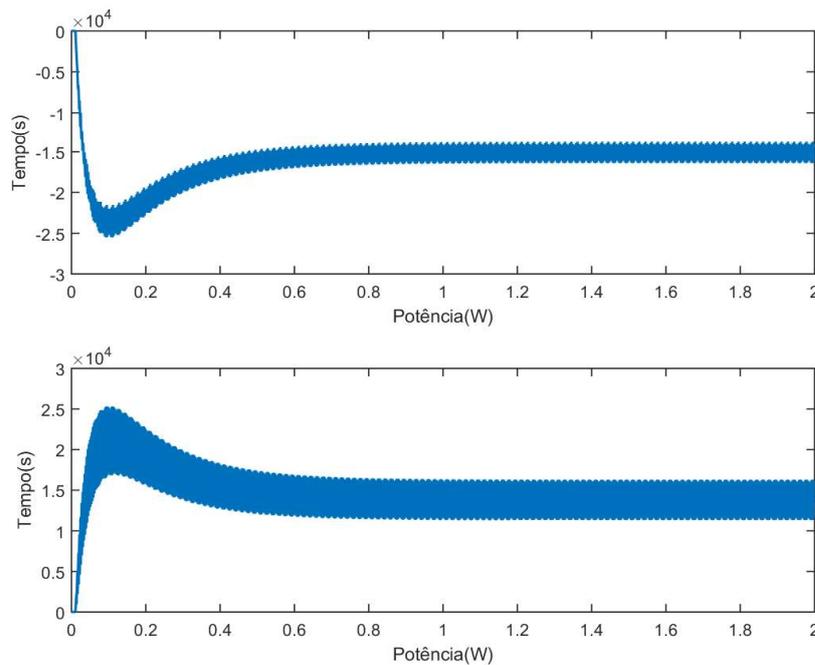
Na Figura 39 pode-se verificar que as correntes trifásicas das duas redes estão sendo geradas corretamente e possuem componentes harmônicos. A potência trifásica instantânea do lado do retificador e do inversor são exibidas na Figura 40.

Figura 39 – No gráfico superior são apresentadas as correntes trifásicas no retificador na rede 50Hz. No gráfico inferior são apresentadas as correntes trifásicas no inversor na rede 60Hz.



Fonte: Do autor.

Figura 40 – Fluxo de potência no conversor Back-to-Back LCC. No gráfico superior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea na rede 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a potência ativa trifásica instantânea na rede 60Hz.

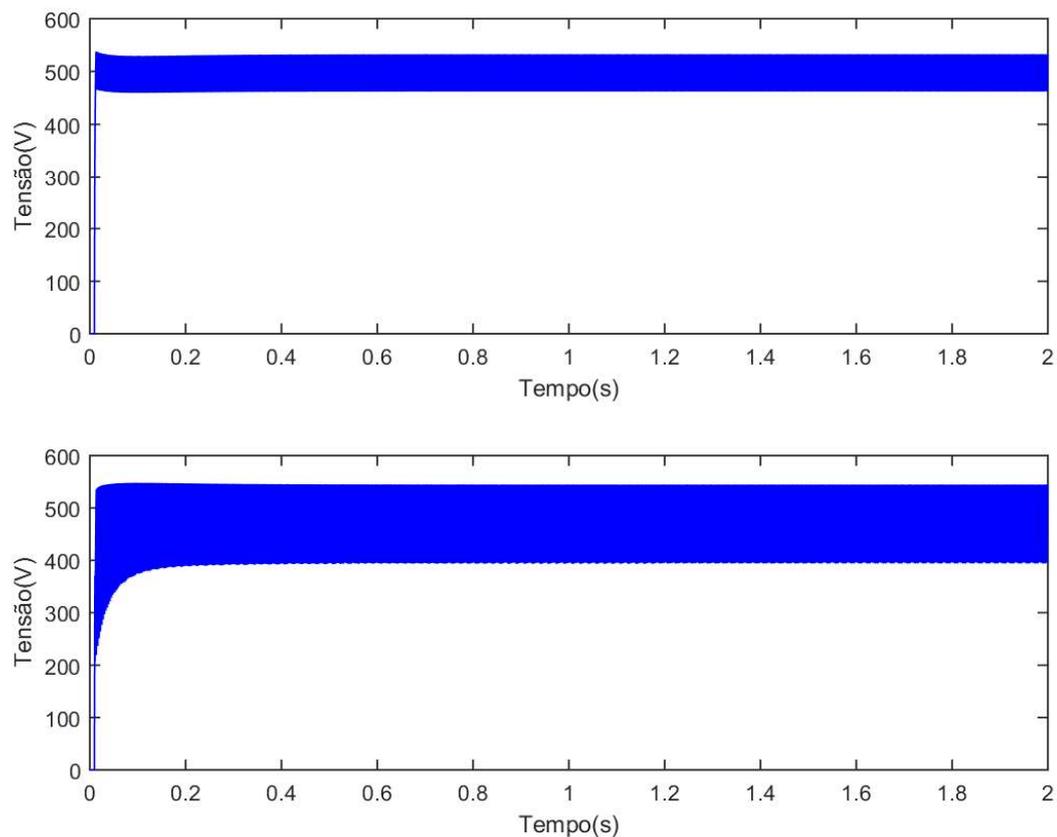


Fonte: Do autor.

5.2.2 Análise do Ponto de Operação

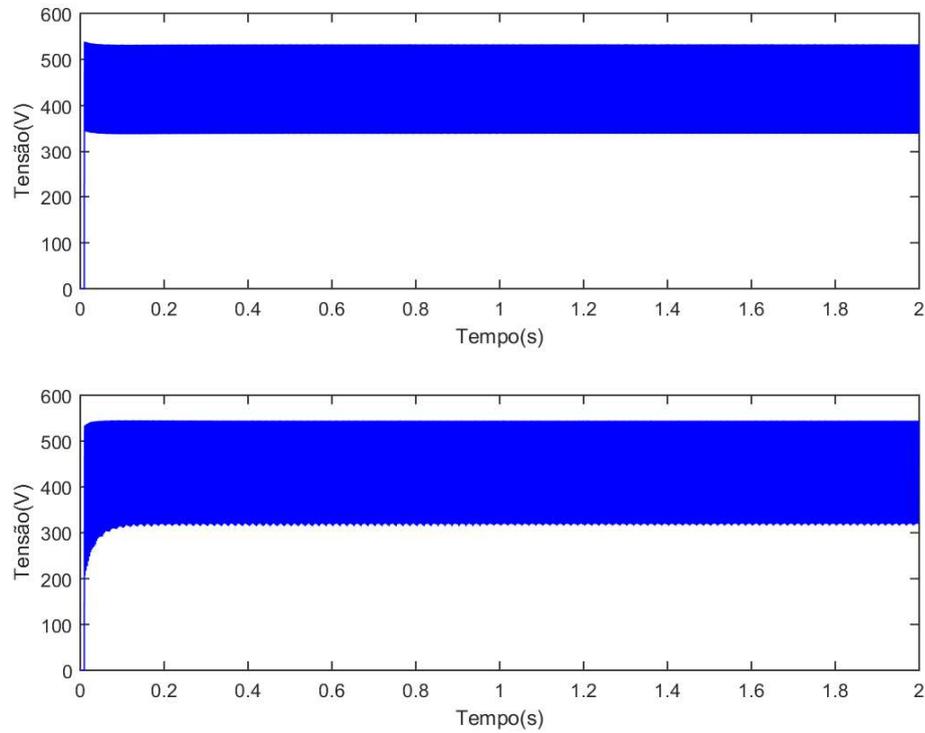
Uma análise em torno do ponto de operação do controlador pode ser realizada com o intuito de verificar a eficácia do sistema implementado. Sabe-se que ao alterar o ângulo de disparo α do retificador, o controlador PI irá atuar sobre o ângulo α do inversor para manter a corrente I_{CC} constante. Desta forma, o ponto de operação do sistema irá depender do ângulo α escolhido para o retificador. Variando este ângulo percebe-se uma mudança no rendimento do sistema como pode ser visualizado na Figura 41 e Figura 42. Quanto maior o ângulo α maior é o *ripple* nas tensões CC do barramento. Pela Figura 43 nota-se também que o fator de potência é pior em $\alpha = 50^\circ$, com valor médio de $FP = 0,90$ na rede de 50Hz e $FP = 0,87$ da rede de 60Hz.

Figura 41 – Tensões CC dos conversores com $\alpha = 0^\circ$ no retificador (rede 50Hz). No gráfico superior é apresentada a tensão na rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a tensão na rede de 60Hz.



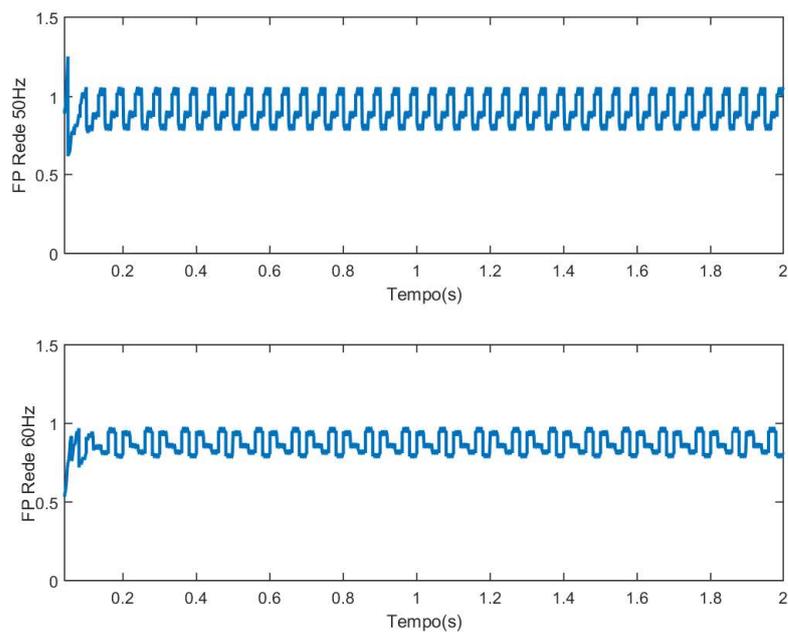
Fonte: Do autor.

Figura 42 – Tensões CC dos conversores com $\alpha = 50^\circ$ no retificador (rede 50Hz). No gráfico superior é apresentada a tensão na rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a tensão na rede de 60Hz.



Fonte: Do autor.

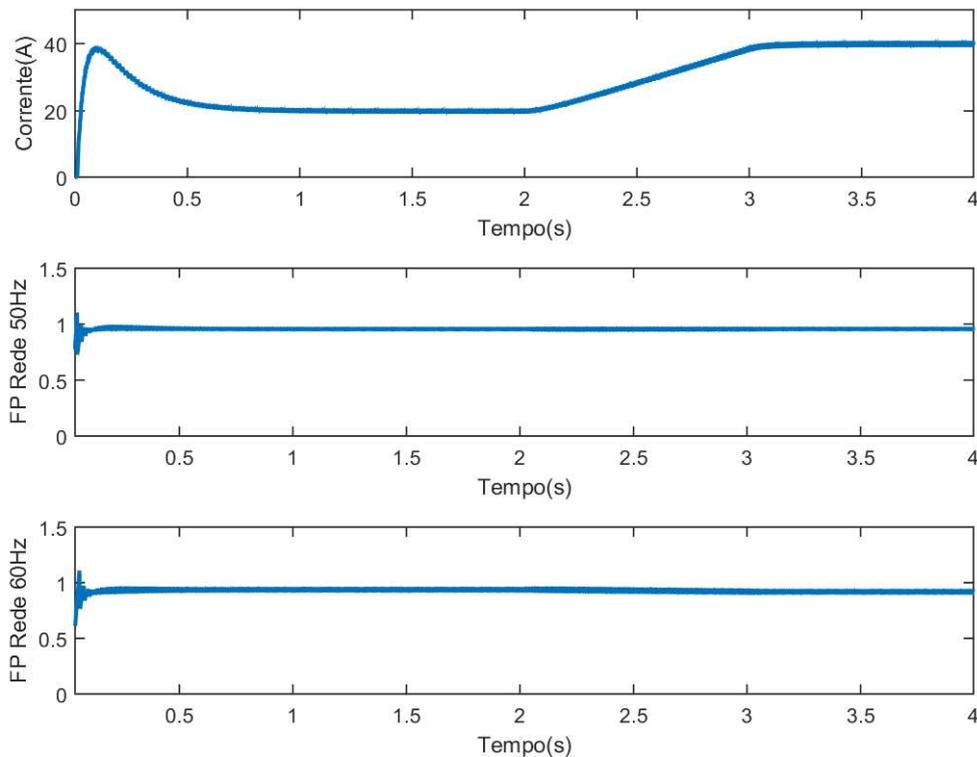
Figura 43 – Fator de potência da rede de 50Hz no primeiro gráfico e da rede de 50Hz no segundo gráfico com $\alpha = 50^\circ$ no retificador (rede 50Hz).



Fonte: Do autor.

Outro item que pode ser observado é a influência que a variação da corrente I_{CC} exerce no ponto de operação do sistema. Neste trabalho o ponto de operação é $\alpha = 0^\circ$ para o retificador. Assim variou-se a corrente de referência I_{CC_ref} no inversor (rede 60Hz) de 20A para 40A com um período de transição de 1 segundo. O resultado é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Atuação do controlador PI de corrente com I_{CC_ref} variando de 20A para 40A. No primeiro gráfico é apresentada a corrente CC do barramento. No segundo gráfico é apresentado o fator de potência da rede de 50Hz e no terceiro da rede de 60Hz.



Fonte: Do autor.

Verifica-se através da Figura 44 que a corrente I_{CC} estabiliza no *setpoint* especificado, exibindo a flexibilidade do controlador PI implementado. Além disso, o fator de potência mantém-se próximo do valor unitário.

5.3 Comparação entre a Topologia VSC e LCC

Uma vez que as duas topologias dos conversores back-to-back propostas estejam implementadas e funcionando, uma comparação entre estas estruturas pode ser feita. Para realizar a análise, estabeleceu-se uma potência ativa média de 15kW nos conversores.

Em um conversor CC-CA a fonte de tensão está conectada a carga apenas por um período controlado do ciclo da frequência fundamental, o que gera uma corrente com forma

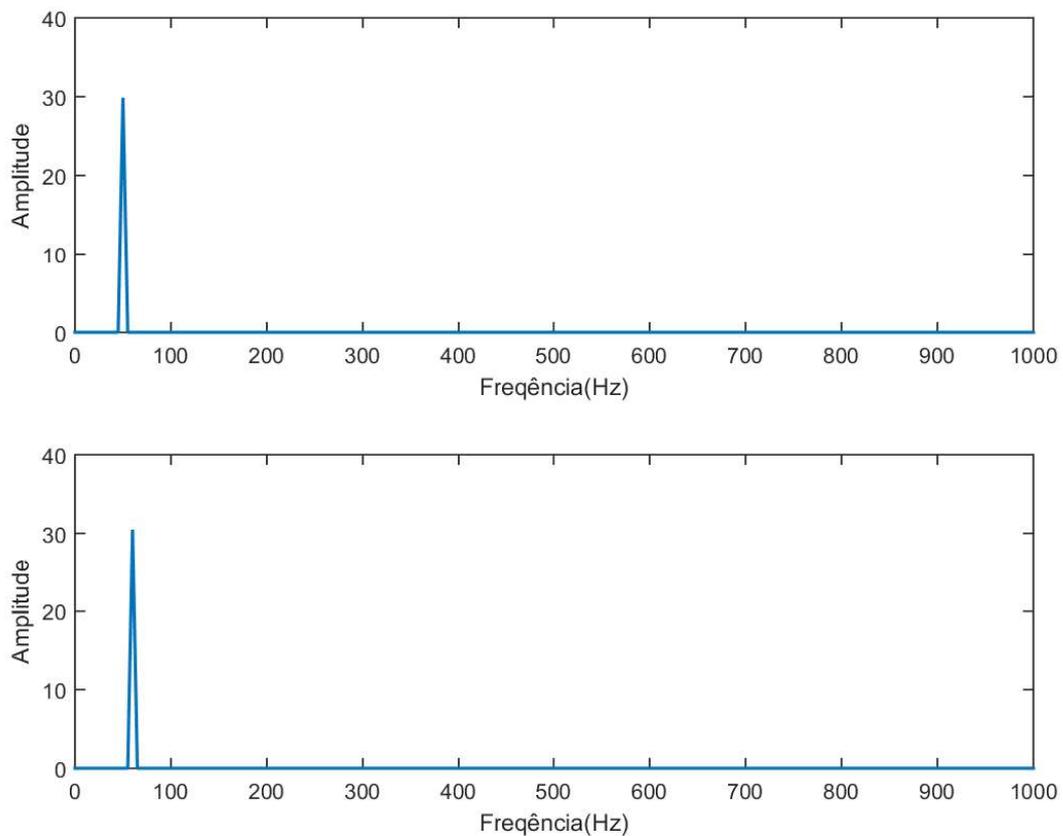
de onda não senoidal. Como consequência tem-se a presença de harmônicos no sistema. Quanto maior a duração que uma fase permanece fornecendo corrente unidirecional a carga, maior é a distorção harmônica, ou seja, um sistema com mais pulsos possui melhor desempenho (ALSTOM, 2010). Portanto, a seguir será analisado o THD (*Total Harmonic Distortion*, do português Distorção Harmônica Total) e os componentes harmônicos na corrente CA.

Na Tabela 5 é apresentado o THD e na Figura 45 e Figura 46 o espectro da corrente na fase A dos conversores.

Tabela 5 – THD dos conversores na topologia VSC e LCC.

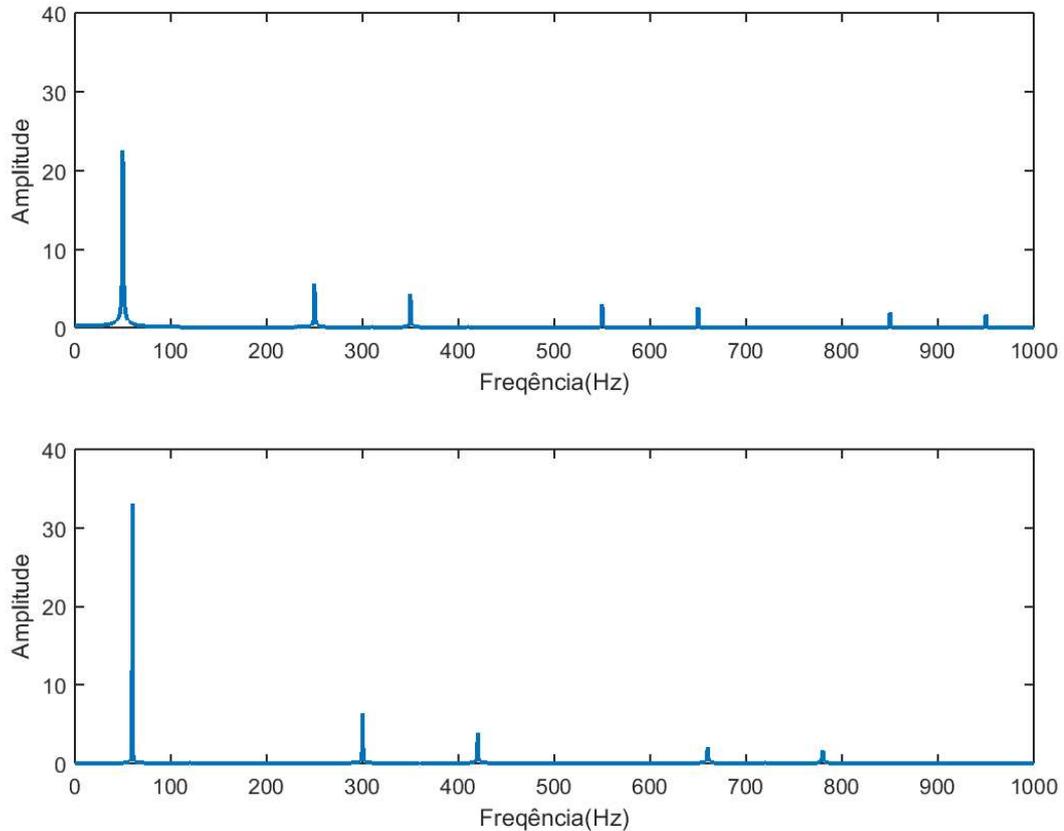
Parâmetro	Valor
Rede 50Hz topologia VSC	4,7%
Rede 60Hz topologia VSC	4,9%
Rede 50Hz topologia LCC	30,7%
Rede 60Hz topologia LCC	30,9%

Figura 45 – Componentes harmônicos na corrente CA da topologia VSC. No gráfico superior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 60Hz.



Fonte: Do autor.

Figura 46 – Componentes harmônicos na corrente CA da topologia LCC. No gráfico superior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 50Hz. No gráfico inferior é apresentada a corrente CA da fase *a* da rede de 60Hz.



Fonte: Do autor.

Verifica-se com o auxílio da Tabela 5 que a topologia VSC possui um nível de distorção harmônica bem menor do que a topologia LCC. Assim como no espectro da corrente, as componentes harmônicas da topologia VSC são insignificantes, conforme exibe-se na Figura 45 e Figura 46. Desta forma, para um melhor desempenho da topologia LCC seria necessário utilizar um filtro harmônico (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995; ONI; DAVIDSON; MBANGULA, 2016).

Além disso, o conversor B2B LCC apresenta um pobre controle da potência reativa do sistema quando comparador ao conversor B2B VSC. Entretanto é importante ressaltar que a tecnologia LCC é mais madura e possui alta capacidade de potência e boa capacidade em relação a sobrecarga (ONI; DAVIDSON; MBANGULA, 2016).

6 Conclusão

O conversor Back-to-Back é uma ferramenta importante em diversas aplicações onde é desejado um tratamento na transferência de potência do sistema. Neste trabalho foi apresentado o estudo do sistema de controle do conversor B2B na topologia VSC e LCC.

A estratégia de controle empregada no conversor B2B VSC visa garantir somente o fluxo de potência ativa e controle de tensão no barramento CC.

O algoritmo PLL implementado mostrou-se eficiente, uma vez que a sincronia do conversor com rede é obtida sem apresentar erro em regime permanente.

O controle de corrente no referencial síncrono apresentou resultados satisfatórios, visto que permitiu gerar as correntes trifásicas dos conversores em fase com a respectiva tensão da rede e com a amplitude solicitada. Logo, é possível controlar a transferência de potencia do sistema.

Dado que a topologia dos conversores é por fonte de tensão, é necessário que a tensão no barramento CC do conversor Back-to-Back permaneça constante. Assim é utilizado uma malha de controle de tensão externa a malha de controle corrente do inversor. O controlador implementado teve um bom desempenho mantendo a tensão no valor desejado.

A metodologia do conversor B2B LCC possui como objetivo controlar a corrente CC do barramento. O controlado implementado mostrou-se eficiente, uma vez que a corrente manteve-se no valor de referência em regime permanente.

Dessa forma, as simulações computacionais permitiram observar a dinâmica do conversor Back-to-Back VSC e LCC e verificar o funcionamento das estratégias de controle propostas. Os resultados encontrados mostram que os sistemas implementados apresentam uma boa performance. Em uma breve análise entre as topologias estudadas, verifica-se que cada uma possui suas vantagens e desvantagens, sendo necessário avaliar sua relevância conforme a aplicação desejada.

Referências

- ABB, A. *HVDC Light®: It's time to connect*. ABB, Technical Report, 2013. Disponível em: <<https://library.e.abb.com/public/2742b98db321b5bfc1257b26003e7835/Pow0038%20R7%20LR.pdf>>. 2
- AGUIAR, C. R. d. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Estudo e análise de algoritmos de detecção de ilha em sistemas de geração distribuída conectados à rede de distribuição*. São Carlos, SP: [s.n.], 2013. 19
- AHMED, A. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2000. 10, 11, 12
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. 2
- ALSTOM. *HVDC for Beginners and Beyond*. 2010. Disponível em: <http://cigre.ru/research_commitets/ik_rus/b4_rus/library/ALSTOM_HVDC_for_Beginners_and_Beyond.pdf>. 31, 45
- ARRAIS, E. *Estratégia de Conversor para Interligação de Sistemas de Geração Eólica à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2014. 6
- BASTOS, R. F. *Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribuição via conversores eletrônicos*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, 2016. 19, 27
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Synthesis Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, 2015. 13, 14, 15, 26, 27
- CARLSSON, A. *The Back-to-back converter: control and design*. Tese (Doutorado) — Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology, Suécia, 1998. 6
- FRANCESCHINI, G. et al. Synchronous reference frame grid current control for single-phase photovoltaic converters. In: IEEE. *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 1–7. 16, 17
- HATZIARGYRIOU, N. et al. Microgrids. *IEEE power and energy magazine*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 78–94, 2007. 2
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997. 21
- LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares-2*. [S.l.]: Bookman, 2006. 21
- MACHADO, R. Q. et al. Three-phase to single-phase direct connection rural cogeneration systems. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*. [S.l.], 2004. v. 3, p. 1547–1553. 27

- MARAFÃO, F. P. *Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2004. 19, 20, 21, 22
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics*. [S.l.]: John Wiley & Sons New York, 1995. v. 3. 11, 12, 13, 31, 46
- MUKHEDKAR, R. A. *Introduction to HVDC with LCC and VSC Comparison*. 2013. Disponível em: <https://sari-energy.org/oldsite/PageFiles/What_We_Do/activities/HVDC_Training/Presentations/Day_7/LCC_vs_VSC_ALSTOM.pdf>. 7, 8
- NISE, N. S.; SILVA, F. R. da. *Engenharia de sistemas de controle*. [S.l.]: LTC, 2002. v. 3. 22
- ONI, O. E.; DAVIDSON, I. E.; MBANGULA, K. N. A review of lcc-hvdc and vsc-hvdc technologies and applications. In: IEEE. *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2016 IEEE 16th International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1–7. 46
- POMILIO, J. A. Eletrônica de potência. *Disponível on-line URL: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdffiles/eltpot/>*, 1998. 10
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. [S.l.]: Academic press, 2010. 6, 9, 10, 11, 12
- SANTOS, E. D.; SILVA, E. R. D. *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014. v. 46. 1
- SANTOS, G. V. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Sistemas de Controle Aplicado Aerogeradores Síncronos com Conversor Back-to-Back*. Belo Horizonte, MG: [s.n.], 2015. 28
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29. 2
- VILLALVA, M. G. *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado a Rede Elétrica. 2010. 292 f.* Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2010. 25, 26, 27, 28, 32
- WILSON, T. G. The evolution of power electronics. *IEEE Transactions on Power electronics*, IEEE, v. 15, n. 3, p. 439–446, 2000. 1
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. 1, 2, 7, 10, 27
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003. 13



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal de Ouro Preto – UFOP
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Colegiado do Curso de Engenharia de Elétrica



ANEXO II - TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado “**Estudo do Controle do Conversor Back-to-Back para Conversão de Frequências**” é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 18 de Junho de 2018 .

Karina Douglas Guspiim
Nome completo do(a) aluno(a)



ANEXO XI - DECLARAÇÃO DE CONFERÊNCIA DA VERSÃO FINAL

Declaro que conferi a versão final a ser entregue pelo aluno

Karina Souza Crispim, autor do trabalho de conclusão de curso
intitulado Estudo do Controle do Conversor Buck-to-Buck para Conversão de Frequência

quanto à conformidade nos seguintes itens:

1. A monografia corresponde a versão final, estando de acordo com as sugestões e correções sugeridas pela banca e seguindo as normas ABNT;
2. A versão final da monografia inclui a ata de defesa (ANEXO IV - apenas verso), a ficha catalográfica e o termo de responsabilidade (ANEXO X -) devidamente assinados.

João Monlevade, 20 de Agosto de 2018 .

Renan Fernandes Bastos
Nome do(a) Professor(a)