



Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Departamento de Energia Elétrica

Adeilson da Silva Borges Ribeiro

Estudo de Estratégias de Controle Aplicadas à Conversores Estáticos Conectados à
Rede

Trabalho de Conclusão de Curso

Juiz de Fora
2016

Adeilson da Silva Borges Ribeiro

Estudo de Estratégias de Controle Aplicadas à Conversores Estáticos Conectados à
Rede

Trabalho final de curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica - Habilitação em Robótica e Automação Industrial.

Orientador: Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr. Eng

Juiz de Fora
2016

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

da Silva Borges Ribeiro, Adeilson.

Estudo de Estratégias de Controle Aplicadas à Conversores Estáticos Conectados à Rede / Adeilson da Silva Borges Ribeiro. -- 2016.

84 p.

Orientador: Pedro Machado de Almeida

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia, 2016.

1. Introdução à Eletrônica de Potência. 2. Conversor meia ponte. 3. Conversor fonte de tensão trifásico. 4. Considerações Finais. I. Machado de Almeida, Pedro, orient. II. Título.

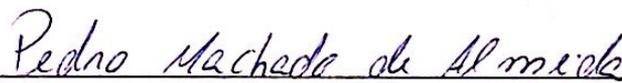
Adeilson da Silva Borges Ribeiro

Estudo de Estratégias de Controle Aplicadas à Conversores Estáticos Conectados à Rede

Trabalho final de curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica - Habilitação em Robótica e Automação Industrial.

Aprovada em 21 de Dezembro de 2016.

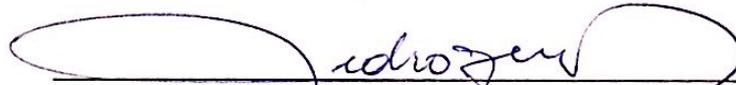
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr. Eng

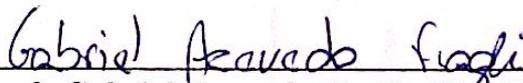
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Orientador



Prof. Pedro Gomes Barbosa, Dr. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Gabriel Azevedo Fogli, Me. Eng.

Universidade Federal de Ouro Preto, UFOP

*Dedico este trabalho à minha família, à minha namorada
e aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, que me ouviu em momentos difíceis, me confortou e me deu forças para chegar onde estou.

É difícil derrubar uma pessoa que nunca desiste. E para que eu não desistisse dessa longa caminhada, muitas pessoas foram essenciais.

Primeiramente minha mãe, Adelimar, que todo esse momento foi a mulher mais aguerrida possível para que pudesse me proporcionar as melhores condições de estudo independente das dificuldades. Juntamente com meu pai, Dilson, que moldou meu caráter com toda a sua dedicação para com a minha educação e vontade de vencer. Também à minha irmã, Dione, que abriu as portas de sua casa e de seu coração para me acolher e ajudar em todos os momentos de dificuldade. Ao meu irmão, Dilson Jr., que esteve sempre a disposição para a ajudar e a todas as conversas que me auxiliaram a enxergar um mundo bem mais amplo do que eu podia enxergar.

Agradeço à minha namorada, Angela, que durante os cinco anos de estudos como graduando esteve ao meu lado, apoiando, incentivando, cobrando e sempre disposta a ajudar independente do desafio.

Agradeço também aos meus amigos que estiveram torcendo por mim, apoiando e caminhando ao meu lado quase que em uma mesma jornada.

Agradeço ao meu orientador, Pedro Machado, que me deu a oportunidade de trabalharmos juntos. Além de gentilmente ter me ajudado e me guiado no decorrer deste trabalho, me dando todo suporte e atenção necessários.

Enfim, um muito obrigado a todos que me apoiaram em mais este capítulo de vida!

“Qualquer coisa que você faça é insignificante, mas é muito importante que você faça, pois mais ninguém fará!”

Mahatma Gandhi

RESUMO

Esse trabalho é focado na apresentação e análise comparativa de diferentes tipos de compensadores aplicados para o controle de corrente e do barramento CC de conversores fonte de tensão, tanto meia ponte, como ponte completa. Para tal, utilizou-se as ferramentas Matlab e PSIM para realizar simulações e comparações.

ABSTRACT

This work is focused in presentation and comparative analysis of different kinds of compensators applied for current control and DC-bus voltage of power source converters, like half-bridge and full-bridge. Thereunto, used the softwares Matlab and PSIM for realize simulations and comparisons.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Configuração do conversor meia ponte.	36
Figura 2	Diagrama esquemático dos mecanismos de geração de pulso <i>Pulse-Width Modulation</i> (PWM).	36
Figura 3	Modelo médio instantâneo (baixa frequência).	38
Figura 4	Modelo para as componentes harmônicas (alta frequência)	39
Figura 5	Geração do sinal de chaveamento com largura de pulso desejada: se m varia de -1 a 1, d varia linearmente de 0 para 1.	40
Figura 6	Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.	42
Figura 7	Sistema em malha fechada.	42
Figura 8	Diagrama de bloco de malha fechada para controle da corrente do conversor meia ponte.	43
Figura 9	Resposta do controle de corrente no conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por cancelamento de polos e zeros e o esforço do controlador.	45
Figura 10	Diagrama de blocos para controle do conversor meia ponte CC/CC com compensação <i>feed-forward</i>	46

Figura 11	Resposta do controle de corrente no conversor meia ponte CC/CC com <i>feed-forward</i> e controlador projetado por cancelamento de polos e zeros e o esforço do controlador.	46
Figura 12	Resposta do controle de corrente do conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por alocação dos polos.	48
Figura 13	Resposta do controle de corrente do conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por alocação dos polos ajustado.	48
Figura 14	Controle da planta utilizando compensador IP	49
Figura 15	Controle IP com o bloco k_p e a planta em série.	49
Figura 16	Controle IP simplificado pela realimentação negativa.	50
Figura 17	Função de transferência simplificada para o controle IP	50
Figura 18	Resposta do controle de corrente no conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por compensador IP.	51
Figura 19	Resposta ao degrau considerando o projeto dos ganhos por <i>Cancelamento de Polos/Zeros</i>	52
Figura 20	Resposta ao degrau considerando o projeto dos ganhos por <i>Alocação de Polos</i>	53
Figura 21	Resposta ao degrau considerando o projeto dos ganhos por <i>Compensador IP</i>	53

Figura 22	Comparação das resposta ao degrau considerando as três alternativas de projeto.	54
Figura 23	Controle de corrente no conversor meia ponte CC/CA utilizando PI.	56
Figura 24	Diagrama de bloco simplificado do conversor meia ponte.	56
Figura 25	Resposta do controle de corrente do conversor meia ponte CC/CA com controlador PR modificado.	58
Figura 26	Diagrama esquemático do VSC.	62
Figura 27	Transformação de abc para $\alpha\beta$	63
Figura 28	Transformação de $\alpha\beta$ para abc	64
Figura 29	Componentes $\alpha\beta$ de um fasor espacial.	64
Figura 30	Sistema de coordenadas no plano dq e plano $\alpha\beta$	66
Figura 31	Forma de ondas do sistema em abc , $\alpha\beta$ e dq	67
Figura 32	Diagrama de blocos de um controle de corrente para sistema VSC.	70
Figura 33	Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente para um sistema VSC.	71
Figura 34	Sistema VSC com fonte de potência externa.	71
Figura 35	Diagrama de blocos do controle do barramento CC para sistema VSC.	74

Figura 36	Diagrama de blocos simplificado do controle do barramento CC para sistema VSC.	74
Figura 37	Tensão no barramento, potência real no acoplamento comum e potência real externa, utilizando controlador P.	75
Figura 38	Corrente na fase "a" e corrente no eixo "d" com controlador P.	75
Figura 39	Tensão no barramento, potência real no acoplamento comum e potência real externa utilizando controlador PI.	77
Figura 40	Corrente na fase "a" e corrente no eixo "d" com controlador PI. ...	77
Figura 41	Diagrama de blocos do controle IP do barramento CC para sistema VSC.	78
Figura 42	Tensão no barramento CC e potência consumida/gerada pelo conversor utilizando controlador IP.	78
Figura 43	Gráfico da corrente que flui pelo ramo RL do conversor utilizando controlador IP.	79
Figura 44	Gráfico comparativo das respostas ao degrau em relação ao controle da tensão no barramento CC.	80

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros do conversor meia ponte.	42
Tabela 2	Parâmetros do sistema.	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

CA corrente alternada

CC corrente contínua

GD sistema de geração distribuída

IGBT Transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*)

MOSFET Transistor de efeito de campo metal (do inglês, *Metal Oxide Field Effect Transistor*)

PLL *Phase-Locked Loop*

PWM *Pulse-Width Modulation*

VSC Conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

SUMÁRIO

1	Introdução	29
1.1	Contextualização	29
1.2	Identificação do problema	30
1.3	Sistema de geração distribuída	31
1.4	Motivação do trabalho	32
1.5	Objetivos	33
1.6	Estrutura do Trabalho	33
2	Conversor meia ponte	35
2.1	Configuração	35
2.2	Modelo chaveado do conversor	36
2.3	Modelo médio do conversor	37
2.4	Controle do conversor meia ponte	41
2.5	Parâmetros do sistema	42
2.6	Projeto do controlador para um conversor CC/CC	43
2.6.1	Cancelamento de polos e zeros	43
2.6.2	Alocação de polos	47
2.6.3	Compensador IP	49
2.6.4	Comparação das respostas	51
2.7	Projeto do controlador para um conversor CC/CA	54
2.7.1	Compensador modificado	57
3	Conversor fonte tensão trifásico	61

3.1	Introdução	61
3.2	Transformação de coordenadas	61
3.2.1	Representação do fasor espacial em $\alpha\beta$	61
3.2.2	Representação do fasor espacial em dq	64
3.3	Controle da corrente do VSC	67
3.4	Controle do barramento CC	71
3.4.1	Controle Proporcional (P)	74
3.4.2	Controle Proporcional-Integral (PI)	75
3.4.3	Controle Integral-Proporcional (IP)	76
3.4.4	Comparação dos controladores	79
4	Conclusões Finais	81
	Referências	83

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A Eletrônica de Potência tinha como premissa processar a energia através da utilização de dispositivos eletrônicos funcionando como chaves (WILSON, 2000). Contudo, com o alto custo e baixa confiabilidade dos retificadores da época, a evolução nos estudos de Eletrônica de Potência foram desacelerados por alguns anos.

Em 1958, surgiu o tiristor revolucionando as aplicações de Eletrônica de Potência. Posteriormente, foram inventados os transistores, Transistor de efeito de campo metal (do inglês, *Metal Oxide Field Effect Transistor*) (MOSFET) e Transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT). Estes dispositivos passaram a compor os circuitos eletrônicos de potência para controlar ou modificar formas de onda, como tensão ou corrente (BOSE, 2010).

Os avanços conquistados na capacidade de comutação dos semicondutores, combinados com o interesse de melhorar o rendimento e os benefícios dos dispositivos elétricos tem tornado a Eletrônica de Potência uma área da engenharia elétrica/eletrônica de rápido crescimento (BOSE, 2010).

Os interruptores utilizados em eletrônica usualmente não operam na região ativa, apenas em estados on/off, o que corresponde a curto-circuito e circuito aberto, respectivamente. As aplicações que utilizam dispositivos comutados possuem baixas perdas, pois quando o interruptor é ideal, nos dois estados sempre haverá uma grandeza, tensão ou corrente, nula, fazendo com que o valor da potência dissipada no interruptor seja zero. Contudo, os dispositivos reais dissipam potência quando estão em condução ou durante a transição entre os estados ligado e desligado. Ainda assim, o rendimento é alto (HART, 2001).

A Eletrônica de Potência pode ser vista como a combinação de áreas como eletrônica, controle e sistemas de potência visando a aplicação dos semicondutores para conversão de energia elétrica. Sendo que a necessidade de controlar energia, acionar

máquinas elétricas e ainda controlar grandes cargas faz deste ramo um dos mais presentes em nossa vida.

1.2 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

A energia elétrica é uma das formas de energia mais utilizada no mundo. Ela pode ser gerada por usinas hidrelétricas, eólicas, termoelétricas, solares, nucleares entre outras. Contudo essas grandes usinas são localizadas distantes das cargas, fazendo com que a energia elétrica produzida tenha que ser levada aos centros consumidores através de linhas de transmissão e distribuição. (ALMEIDA, 2011)

No Brasil há diferentes empresas que cuidam dos setores de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Sendo que o primeiro tem preços controlados, na maioria das empresas, pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e os outros dois com preços regulamentados pela mesma. Então, os custos de manutenção e operação dos sistemas elétrico são incluídos ao valor da tarifa de energia, além do custo de novas instalações de geração, transmissão e distribuição.

Atualmente a maior parte da energia elétrica produzida no Brasil vem da água, fonte renovável, a qual é abundante no território brasileiro, já que este é cortado por diversos rios, tornando as usinas hidrelétricas uma opção sustentável. Além de não produzirem poluentes e nem gerar produtos tóxicos. Embora tenha diversas vantagens, essas usinas causam grande impacto ambiental, pois para a instalação desse tipo de usina altera-se o curso dos rios e ainda faz-se necessário o alagamento de grandes áreas (TUNDISI, 2007).

Dentre as usinas mais comuns no Brasil, estão também as térmicas e as nucleares. As primeiras se baseiam na queima de carvão, combustíveis fósseis e outros para gerar energia elétrica. Este tipo de produção facilita a implantação em diversas regiões, contudo os combustíveis possuem alto preço acrescido do grande impacto ambiental (GOLDEMBERG & LUCON, 2007). Já as usinas nucleares adquirem energia em forma de calor ou energia eletromagnética provenientes das reações nucleares. Este é um tipo de energia gerada com custo menor do que os derivados do petróleo, não causa efeito estufa e é de fácil transporte. Contudo também possui seus contras, pois não é uma energia renovável e as águas são lançadas aos rios com alta temperatura, causando poluição térmica (GONÇALVES & ALMEIDA, 2005).

Conhecendo algumas dificuldades das principais usinas geradoras de energia elé-

trica, nota-se uma certa fragilidade do setor energético. É neste contexto que o sistema de geração distribuída (GD) vêm ganhando mais atenção nos últimos anos.

1.3 SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

A GD pode ser definida como o uso integrado ou isolado de recursos modulares de pequeno e médio porte por concessionárias, consumidores e terceiros em aplicações que auxiliam o sistema elétrico ou até mesmo consumidores específicos (BARBOSA, 2013). O termo GD pode ainda ser substituído por termos como autogeração, geração exclusiva entre outros.

Os geradores distribuídos podem ser utilizados para gerar energia elétrica próxima dos consumidores independentemente da potência, tecnologia e fonte de energia ou ainda para funcionar como solução alternativa à geração centralizada de energia (SANTOS & SANTOS, 2016). Este sistema de geração, também conhecido como sistema de geração disperso, economiza investimentos em transmissão e ainda reduz perdas, permitindo maior estabilidade, confiabilidade e qualidade do serviço de energia elétrica (BARBOSA, 2013).

O sistema de geração distribuída oferece diversas vantagens ao setor elétrico, listadas a seguir:

- **Unidades posicionadas próximas a carga.** Permitindo a diminuição de perdas associadas à transmissão de energia elétrica (SANTOS & SANTOS, 2016).
- **Diversificação das tecnologias empregadas para produção de energia.** Propicia liberdade de escolha em função das requisições da carga ou da disponibilidade, em específico, dos recursos energéticos locais (SANTOS & SANTOS, 2016).
- **Aumento do nível de qualidade de energia fornecida.** Leva-se em consideração que os GDs aumentam a oferta de energia elétrica (CHIRADEJA & RAMAKUMAR, 2004).
- **Melhora no suporte de tensão.** Os GDs têm a possibilidade de atuar compensando potência reativa demandada pelo sistema (BARKER & MELLO, 2000).
- **Maior confiabilidade do sistema elétrico.** Aumento de redundâncias com a adição de fontes de energia. Desse modo o sistema fica pouco sujeito à falhas de transmissão (BARKER & MELLO, 2000).

- **Redução do esgotamento dos recursos não renováveis.** A GD é uma ferramenta de estratégia no incentivo ao uso de recursos renováveis disponíveis localmente (CHIRADEJA & RAMAKUMAR, 2004).
- **Minimização dos custos a longo prazo.** Com a redução da operação das linhas, haverá um adiamento da expansão dos sistemas (CHIRADEJA & RAMAKUMAR, 2004).
- **Redução dos impactos ambientais.** Diminui a construção de grandes usinas e extensas linhas de transmissão (RIBEIRO, 2014).

Além das vantagens citadas, o conceito de GD envolve também equipamentos de medida, controle e comando que articulam a operação dos geradores e o controle de cargas para que se adequem à oferta de energia. Aliado a tudo isso, as tecnologias desse tipo de sistema têm evoluído para incluir potências cada vez menores, tornando possível obter maior eficiência energética (BARBOSA, 2013).

1.4 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Conversores eletrônicos de potência são uma tecnologia que permite uma eficiente e flexível interconexão de geração de energia renovável, armazenador de energia, transmissões flexíveis ou cargas controladas ao sistema de energia elétrica. Conseqüentemente é possível prever como a máquina síncrona tem um papel central nos sistemas de potência centralizados e nos conversores de rede, também denotadas como "conversores síncronos", terão papel essencial em futuros sistemas de potência baseados em tecnologias de rede inteligentes. Enquanto o campo eletromagnético tem um papel principal em máquinas síncronas, os conversores de rede são baseados principalmente em tecnologias de semicondutores e processamento de sinal, mas o filtro de conexão, onde o indutor é dominante, ainda tem um papel crucial no comportamento transitório. (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011)

O aumento da potência necessária para ser gerida por sistemas de geração distribuída leva ao uso de mais níveis de tensão, levando assim para estruturas mais complexas baseadas em conversores de célula única ou multi-células. No projeto e controle de conversores de rede, os desafios e oportunidades estão relacionadas à necessidade de usar baixas frequências de chaveamento para gerir altos níveis de potência tão bem quanto para viabilidade de dispositivos mais poderosos computacionalmente e de inteligência mais distribuída. (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011)

1.5 OBJETIVOS

De acordo com a seção anterior, fica evidente a necessidade do controle de conversores fonte de tensão. Então, a partir desta demanda surge o principal objetivo do presente trabalho, o qual será o projeto e a comparação de controladores que irão garantir um funcionamento adequado do conversor de rede. Visto que este conversor poderá ser usado para interconectar sistemas de geração secundária à rede de energia elétrica.

Assim para alcançar o principal objetivo deste trabalho, realizou-se os seguintes sub-objetivos:

1. Modelar matematicamente o conversor meia ponte.
2. Projetar compensadores para o conversor meia ponte de corrente contínua (CC) para CC.
3. Comparar os controladores projetados.
4. Projetar o compensador para o conversor meia ponte de CC para corrente alternada (CA).
5. Modelar filtro de saída do Conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) trifásico.
6. Realizar o controle de corrente para o conversor de ponte completa.
7. Projetar controladores para o barramento CC do VSC.
8. Comparar os compensadores obtidos.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente está dividido principalmente em um capítulo explanando sobre o controle de conversor meia ponte e outro sobre o conversor de ponte completa.

No Capítulo 2 é apresentado o conversor meia ponte, assim como o seu modelo médio para controle. Em seguida, apresenta-se métodos de projeto de controladores capazes de controlar a corrente que flui para a rede a partir do conversor CC/CC. Ainda, é explicitada uma comparação entre as respostas dos compensadores projetados. Por fim, mostra-se o projeto de controle de um conversor CC/CA.

Já o Capítulo 3 apresenta o conversor trifásico a três fios. Em sequência, mostra-se o sistema de transformação para controle da corrente do VSC. Por fim, apresenta-se métodos de compensação para controlar o barramento CC do conversor trifásico, bem como resultados de simulações para fim de comparações entre os mesmos.

Finalmente no Capítulo 4 são expostas as conclusões obtidas em relação ao determinado trabalho.

2 CONVERSOR MEIA PONTE

2.1 CONFIGURAÇÃO

A Figura 1 ilustra um diagrama esquemático do conversor meia ponte CC/CC. Esta é a configuração mais básica de um VSC. Ele é composto por duas chaves, uma superior e outra inferior, numeradas por 1 e 4, respectivamente. Em cada uma há um diodo conectado em antiparalelo para torná-la bidirecional em corrente. Desse modo, cada chave consistirá de um transistor Q e um diodo D. Além disso, o sistema CC conectado aos capacitores pode ser uma fonte, uma bateria ou uma configuração mais elaborada. Este conversor é chamado de conversor de dois níveis pois a tensão de saída possui dois níveis de tensão, sendo usualmente controlada pela modulação por largura de pulso PWM (pulse-width modulation) (HOLMES & LIPO, 2003).

Os nós p e n da Figura 1 representam os terminais de entrada. Já no lado de saída o nó é denominado t. Além disso, no lado de entrada há duas fontes de tensão contínuas conectadas em um ponto comum é chamado de nó 0. Cada uma das fontes possui a metade da tensão no barramento $V_{CC}/2$.

Agora, tratando dos terminais de saída, o conversor meia ponte é interligado com a fonte de tensão V_s , esta é chamada de fonte de tensão de saída. E o terminal negativo da referida fonte é conectado ao nó 0 do lado de entrada. Além disso, a conexão entre o terminal do lado de saída e a fonte de tensão do mesmo lado é estabelecida através de um reator representado por uma resistência e uma indutância dispostas em série (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

A tensão terminal do lado de saída, V_t , é uma forma de onda chaveada que contém um *ripple* de tensão (HOLMES & LIPO, 2003). Então, o reator atua como filtro, assegurando um baixo *ripple* de corrente no lado de saída.

Na Figura 1, P_{CC} representa a potência instantânea no lado CC, P_t se refere a potência ativa instantânea nos terminais de saída, e o P_s representa a potência instantânea entregue a fonte de tensão V_s . A direção positiva em que a potência flui é dos

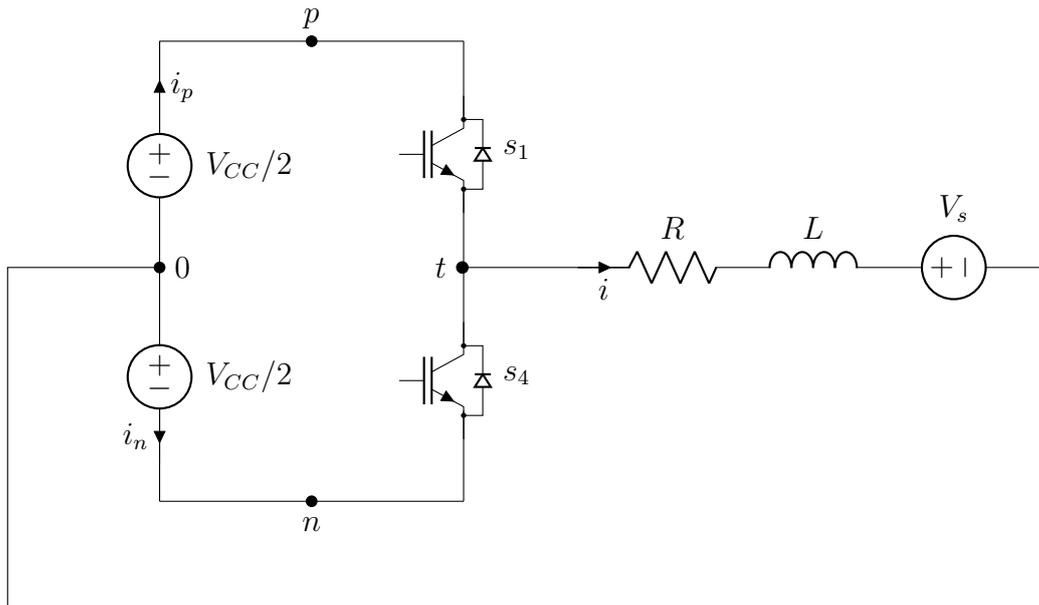


Figura 1: Configuração do conversor meia ponte.

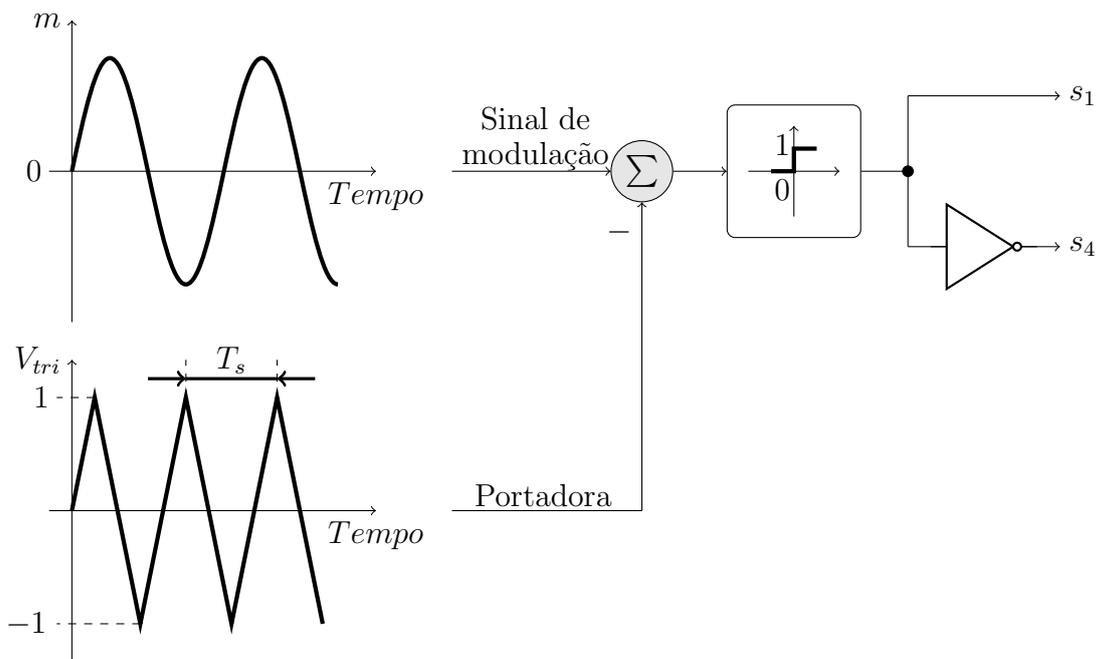


Figura 2: Diagrama esquemático dos mecanismos de geração de pulso PWM.

terminais de entrada para os de saída (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

2.2 MODELO CHAVEADO DO CONVERSOR

Para empregar o conversor meia ponte como componente de um grande sistema, precisa-se identificar as características do conversor observadas em seus terminais. O modelo chaveado deste conversor introduz relações entre tensões e correntes nos ter-

minais do conversor. Além disso, através da corrente que flui pelo transistor, ou pelo diodo, pode-se conhecer a direção da corrente no lado de saída do conversor. Contudo, desde que $i_p = i_{Q1} - i_{D1}$ e $i_n = -i_{Q4} + i_{D4}$, a forma de onda da corrente na célula de chaveamento é independente da polaridade de i . Já a tensão terminal V_t no lado CA é independente da polaridade de i e é unicamente determinada pelas funções de chaveamento (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

2.3 MODELO MÉDIO DO CONVERSOR

O modelo chaveado descreve o comportamento dinâmico do conversor. E a acurácia pode ser garantida se modelos mais elaborados forem adaptados para componentes de circuito, como chaves. Então, dadas as funções de chaveamento para o transistor, o valor instantâneo da corrente e da tensão podem ser computados por meio do modelo chaveado. Portanto, a variável computada inclui componentes de alta frequência. Entretanto, a relação entre o sinal de modulação, principal variável de controle, e a variável de corrente/tensão não são facilmente entendidas pelo modelado chaveado. Além disso, para uma análise da dinâmica e das características de controle, conhecer os detalhes de alta frequência das variáveis nem sempre é necessário, pois os compensadores e filtros deste sistema de controle de malha fechada exibem características de passa baixas, ou seja, as componentes de altas frequências são desprezadas. Por essas razões, comumente interessa-se nas dinâmicas de valores médios instantâneos das variáveis, ao invés da dinâmica de valores instantâneos. Um modelo médio é também capaz de descrever a dinâmica do conversor como função do sinal de modulação (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

Agora, considerando o modelo da Figura 1 pode-se escrever a seguinte equação para a corrente nos terminais de saída:

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V_t(t) - V_s \quad (2.1)$$

como $V_t(t)$ é uma função periódica com período de comutação T_s , ele pode ser descrito pela seguinte Série de Fourier:

$$V_t(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau + \sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)], \quad (2.2)$$

onde h é a ordem harmônica, $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$, e a_h e b_h são dados por

$$a_h = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) \cos(h\omega_s \tau) d\tau, \quad (2.3)$$

$$b_h = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) \sin(h\omega_s \tau) d\tau. \quad (2.4)$$

Substituindo $V_t(t)$ dado por (2.2) em (2.1), obtém-se

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau - V_s \right) + \sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)]. \quad (2.5)$$

A Equação (2.5) descreve um filtro passa baixas com saída i . A entrada para o filtro consiste de duas componentes, a constante CC $\left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau - V_s \right)$ e a componente periódica $\left(\sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)] \right)$. Sabe-se que (2.5) é linear, portanto, baseado no princípio da superposição, a resposta do filtro pode ser composta pela soma das respostas de cada componente da entrada individualmente. Isso pode ser expresso como

$$L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} = \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau - V_s \right), \quad (2.6)$$

$$L \frac{d\tilde{i}}{dt} + R\tilde{i} = \sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)]. \quad (2.7)$$

$$i(t) = \bar{i}(t) + \tilde{i}(t), \quad (2.8)$$

onde $\bar{i}(t)$ e $\tilde{i}(t)$ são, respectivamente, as respostas do filtro para a componente CC (baixa frequência) e a componente periódica (alta frequência). Pode-se também referir a componente $\tilde{i}(t)$ como o *ripple*. As Figuras 3 e 4 ilustram os circuitos equivalentes à (2.6) e (2.7), respectivamente:

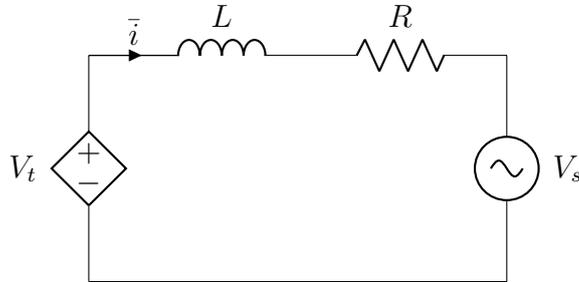


Figura 3: Modelo médio instantâneo (baixa frequência).

De acordo com (2.7), se ω_s é adequadamente maior que R/L , então a componente periódica da entrada tem uma contribuição desprezível para todas as saídas, sendo a ondulação pequena, portanto pode-se assumir que $i(t) \approx \bar{i}(t)$. Então, a dinâmica do

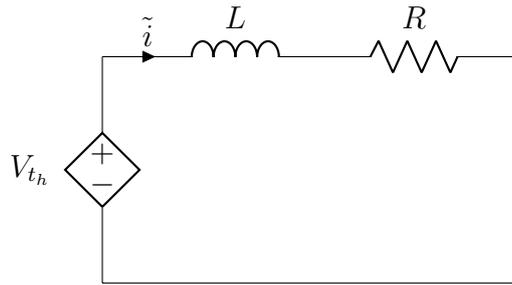


Figura 4: Modelo para as componentes harmônicas (alta frequência)

sistema é descrita por (2.6).

Estendendo a metodologia citada para casos onde a média de uma variável é ela mesma em função do tempo, isto é, ele muda de um ciclo de chaveamento para outro, a média de operação é definida como

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau, \quad (2.9)$$

onde $x(t)$ é uma variável e a barra superior representa a média da mesma. Então, (2.6) pode ser obtida pela aplicação do operador médio (2.9) em ambos os lados de (2.1). Esse conceito é conhecido como média em sistemas não lineares.

As formas de onda chaveadas periodicamente são geradas por PWM. Então, pode-se concluir que se a forma de onda de modulação não é constante, mas varia no tempo, as formas de onda chaveadas s_1 e s_4 não terão formas periódicas precisamente. Além disso, a média da forma de onda chaveada varia de um ciclo para o outro (KAZIMIERCZUK, 2015). A definição de média, baseado em (2.9), permite também incluir algumas formas de onda chaveadas no processo médio. Um pré-requisito para validar (2.9) é que a frequência da onda portadora deveria ser suficientemente 10 vezes maior que a forma de onda de modulação.

Aplicando o operador médio (2.9) para $s_1(t)$ e $s_4(t)$, deduz-se que

$$\begin{aligned} \bar{s}_1(t) &= d, \\ \bar{s}_4(t) &= 1 - d. \end{aligned} \quad (2.10)$$

A Figura 5 mostra que a frequência da portadora é muito mais alta que a frequência do sinal de modulação, e \bar{i} e \bar{V}_{CC} podem assumir valores constantes durante um período de chaveamento.

Então, tem-se as equações que caracterizam matematicamente o conversor de meia

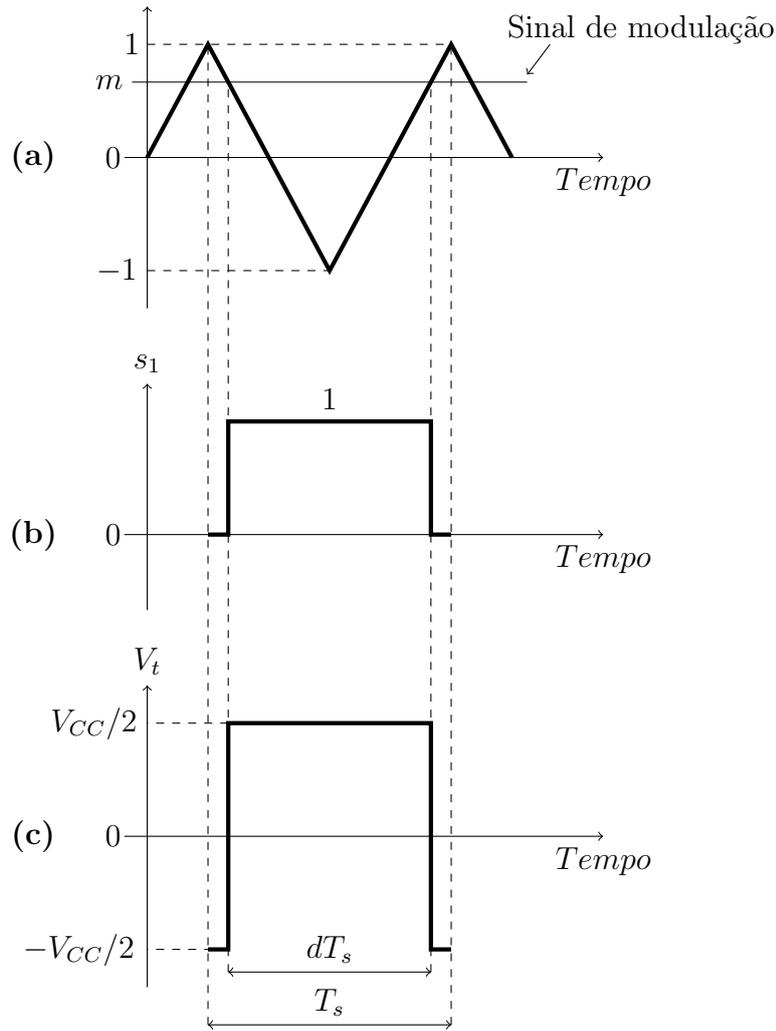


Figura 5: Geração do sinal de chaveamento com largura de pulso desejada: se m varia de -1 a 1, d varia linearmente de 0 para 1.

ponte

$$\bar{V}_t = \frac{V_{CC}}{2}(2d - 1), \quad (2.11)$$

$$\bar{i}_p = di, \quad (2.12)$$

$$\bar{i}_n = (1 - d)i, \quad (2.13)$$

$$\bar{P}_{CC} = \frac{V_{CC}}{2}(2d - 1)i, \quad (2.14)$$

$$\bar{P}_t = \frac{V_{CC}}{2}(2d - 1)i, \quad (2.15)$$

$$\bar{P}_s = V_s i, \quad (2.16)$$

$$\bar{P}_{loss} = \bar{P}_{CC} - \bar{P}_t \equiv 0. \quad (2.17)$$

A razão cíclica d pode assumir qualquer valor entre 0 e 1 (HOLMES & LIPO, 2003). Se a estratégia PWM da Figura 2 for adaptada, tem-se $m = 2d - 1$ descrito como a

relação entre a amplitude do sinal modulante e a razão cíclica. Isso é apresentado na Figura 5, a qual ilustra que d muda de 0 a 1 com m muda de -1 a 1. Implicitamente isso assume que m é constante durante o período de chaveamento.

Pode-se substituir $d = (m + 1)/2$ em (2.11) - (2.15), obtendo-se

$$\bar{V}_t = m \frac{V_{CC}}{2}, \quad (2.18)$$

$$\bar{i}_p = \left(\frac{1+m}{2} \right) i, \quad (2.19)$$

$$\bar{i}_n = \left(\frac{1-m}{2} \right) i, \quad (2.20)$$

$$\bar{P}_{CC} = m \frac{V_{CC}}{2} i, \quad (2.21)$$

$$\bar{P}_t = m \frac{V_{CC}}{2} i, \quad (2.22)$$

A vantagem de mudar a variável $d = (m + 1)/2$ fica evidente em (2.18). Pois, se m varia entre -1 e 1, a média da tensão terminal no lado CA varia linearmente de $-V_{CC}/2$ a $V_{CC}/2$, com $m = 0$ correspondendo à tensão média zero.

2.4 CONTROLE DO CONVERSOR MEIA PONTE

Aplicando a Lei de Kirchhoff na Figura 3 pode-se escrever a seguinte equação

$$V_t(t) = L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + V_s \quad (2.23)$$

Agora, aplicando a transformada de Laplace em (2.23)

$$V_t(s) = LsI(s) + RI(s) + V_s(s) \quad (2.24)$$

A variável a ser controlada é a corrente $I(s)$. Sabendo disso, deseja-se conhecer o efeito que cada fonte de tensão exerce sobre a variável. Um efeito é causado pela tensão no terminal do lado CA e o outro pelo distúrbio referente à fonte V_s . Desconsiderando o distúrbio em (2.24), obtém-se a seguinte função de transferência

$$\frac{I(s)}{V_t(s)} = \frac{1}{R + Ls} \quad (2.25)$$

Posteriormente, desconsiderando a tensão terminal tem-se

$$\frac{I(s)}{V_s(s)} = -\frac{1}{R + Ls} \quad (2.26)$$

Em posse das funções de transferência (2.25) e (2.26), pode-se representar o sistema em diagrama de blocos mostrado na Figura 6

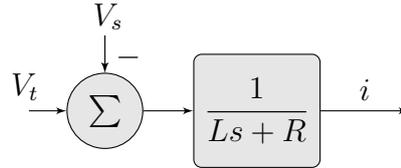


Figura 6: Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

Como deseja-se controlar a corrente que flui pelo ramo RL , acrescenta-se um controlador à malha e a realimenta para comparar a corrente, variável a ser controlada, com um valor de referência para a mesma.

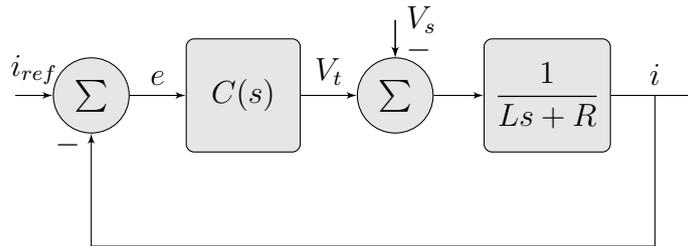


Figura 7: Sistema em malha fechada.

2.5 PARÂMETROS DO SISTEMA

Os parâmetros contidos na Tabela 1 foram utilizados para simulação do conversor meia ponte e assim realizar o projeto do seu controlador.

Tabela 1: Parâmetros do conversor meia ponte.

Descrição	Valor
Indutância do ramo (L)	$690 \mu H$
Resistência do ramo (R)	$5 m\Omega$
Tensão do lado CC (V_{CC})	$600 V$
Tensão da rede (V_s)	$400 V$
Frequência de chaveamento (f_s)	$1620 Hz$

2.6 PROJETO DO CONTROLADOR PARA UM CONVERSOR CC/CC

Expandindo o diagrama da Figura 7, pode-se chegar ao diagrama de blocos de malha fechada da Figura 8, visando o controle da saída i .

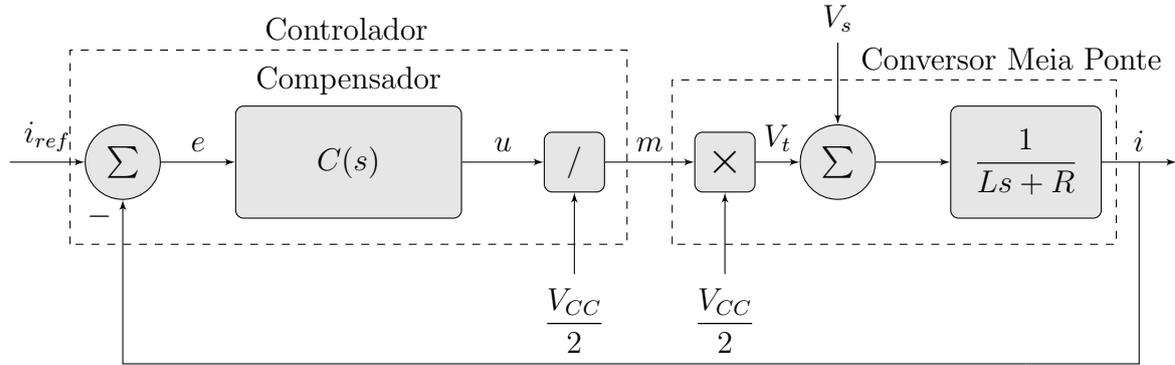


Figura 8: Diagrama de bloco de malha fechada para controle da corrente do conversor meia ponte.

Dependendo do tipo de sinal de referência e da performance desejada, diferentes tipos de compensadores podem ser utilizados (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 2013). Por exemplo, se i_{ref} for uma função degrau e V_s é uma tensão CC, um compensador proporcional-integral (PI) de forma genérica $C(s) = (k_p s + k_i)/s$ é suficiente para o controle. O termo integral do compensador garante que i rastreie i_{ref} , com erro de estado permanente nulo. Agora, precisa-se escolher o melhor método de projeto dos parâmetros de ganho do compensador (OGATA; MAYA & LEONARDI, 2003).

2.6.1 CANCELAMENTO DE POLOS E ZEROS

Com base na Figura 7, e tendo $C(s) = (k_p s + k_i)/s$, sabe-se que a função de transferência de malha aberta é dada por

$$g(s) = \left(\frac{k_p s + k_i}{s} \right) \left(\frac{1}{Ls + R} \right), \quad (2.27)$$

ou

$$g(s) = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + Rs} \quad (2.28)$$

que pode ser reescrita na forma

$$g(s) = \left(\frac{k_p}{Ls} \right) \left(\frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s + \frac{R}{L}} \right) \quad (2.29)$$

Baseado nos diagramas de blocos das Figuras 6 e 7, o sistema malha aberta do conversor meia ponte tem um polo estável em $p = -R/L$. Sendo que, normalmente, este polo está razoavelmente próximo a origem e corresponde a uma resposta naturalmente lenta. Portanto, o módulo e a fase da planta começam a decair depois de uma frequência muito baixa, assim prejudica a resposta da corrente de saída do conversor (ALMEIDA et al.,). Para melhorar a resposta em frequência de malha aberta, o polo pode ser cancelado pelo zero do compensador PI (ASTROM & MURRAY, 2008). Então, escolhendo $k_i/k_p = R/L$, tem-se

$$g(s) = \left(\frac{k_p}{Ls} \right) \left(\frac{s + \frac{R}{L}}{s + \frac{R}{L}} \right),$$

simplificando,

$$g(s) = \frac{k_p}{Ls}. \quad (2.30)$$

Define-se também $k_p/L = 1/\tau_i$, onde o τ_i é a constante de tempo desejada do sistema de malha fechada (OGATA; MAYA & LEONARDI, 2003). A Equação (2.31) representa a função de transferência de malha aberta considerando τ_i

$$g(s) = \frac{1}{\tau_i s} \quad (2.31)$$

Assim, a função de transferência de malha fechada é

$$G_i(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1}, \quad (2.32)$$

a qual é de primeira ordem e com ganho unitário. Nota-se que, τ_i deve ser pequeno para que a resposta do controle de corrente seja mais rápida, mas adequadamente grande para que a largura da banda, $1/\tau_i$, seja aproximadamente 10 vezes menor do que a frequência de chaveamento do conversor meia ponte (OGATA; MAYA & LEONARDI, 2003). Dependendo dos requerimentos de uma aplicação específica e da frequência de chaveamento, τ_i é tipicamente selecionado entre 0,5 e 5ms (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Sabendo disso, os ganhos do compensador são determinados a partir das seguintes expressões

$$k_p = \frac{L}{\tau_i}, \quad (2.33)$$

e

$$k_i = \frac{R}{\tau_i}. \quad (2.34)$$

Pelos dados do conversor meia ponte apresentados na Tabela 1, pode-se calcular os parâmetros do compensador PI.

Primeiramente, sabe-se que a frequência de chaveamento, f_s , é de $1620Hz$. A faixa de passagem, que deve ser próxima de 10 vezes menor do que a frequência de chaveamento, é $162Hz$. Assim, tem-se $\tau_i = 6.17ms$. Então, por (2.33) e (2.34), têm-se $k_p \approx 0.112\Omega$ e $k_i \approx 0.81\Omega/s$.

Com os dados do controlador obtidos, pode-se implementar o controle de corrente no conversor meia ponte. Inicialmente a corrente de referência é nula, até que em $t = 0.5s$ a corrente passa de $0A$ para $1000A$ e posteriormente de $1000A$ para $-1000A$. A Figura 9 mostra os resultados de simulação obtidos com o controlador projetado anteriormente.

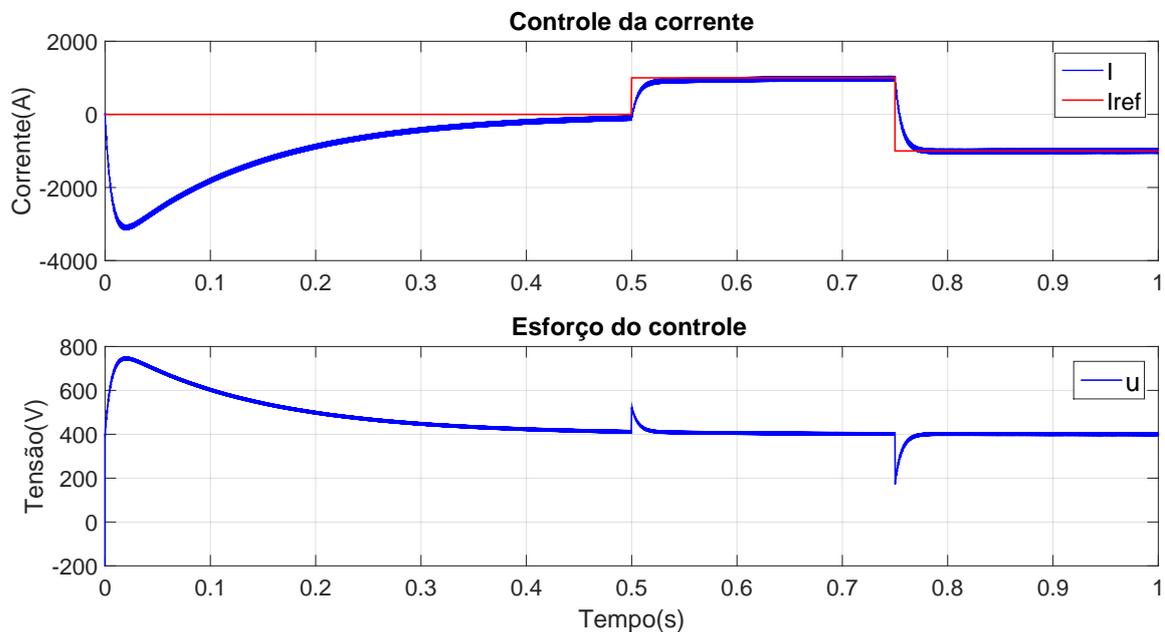


Figura 9: Resposta do controle de corrente no conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por cancelamento de polos e zeros e o esforço do controlador.

Pela Figura 9, é perceptível o quanto a presença do distúrbio afeta a resposta, causando um transitório indesejável, até que seja compensado. Contudo, essa característica requer um esforço maior do controlador. Essa resposta é devido a estratégia de projeto adotada de cancelamento de polos e zeros. A resposta lenta para rejeitar o distúrbio é devido ao fato de que não ocorre o cancelamento do polo de baixa frequência na função de transferência em relação ao distúrbio.

Uma estratégia para melhorar essa resposta é o esquema compensação por *feed-forward* (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Neste esquema, acrescenta-se à saída do compensador o valor medido de V_s , este é obtido de um transdutor de tensão. Portanto, no instante inicial, quando a saída do compensador é zero, a ação de controle será igual a valor da fonte CA, resultando em uma corrente nula, como mostrado na Figura 10.

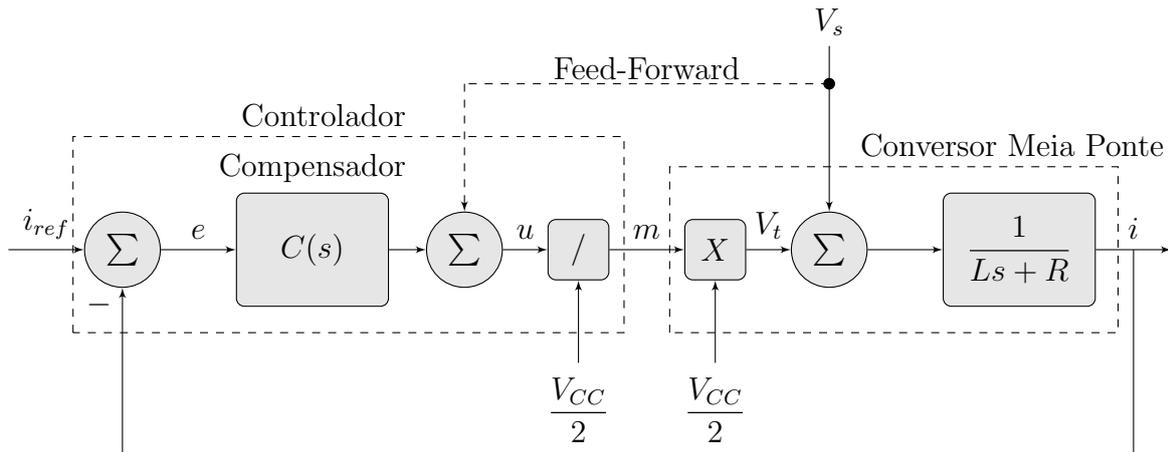


Figura 10: Diagrama de blocos para controle do conversor meia ponte CC/CC com compensação *feed-forward*.

A Figura 11 mostra a eficácia da compensação *feed-forward* rejeitando o efeito do distúrbio.

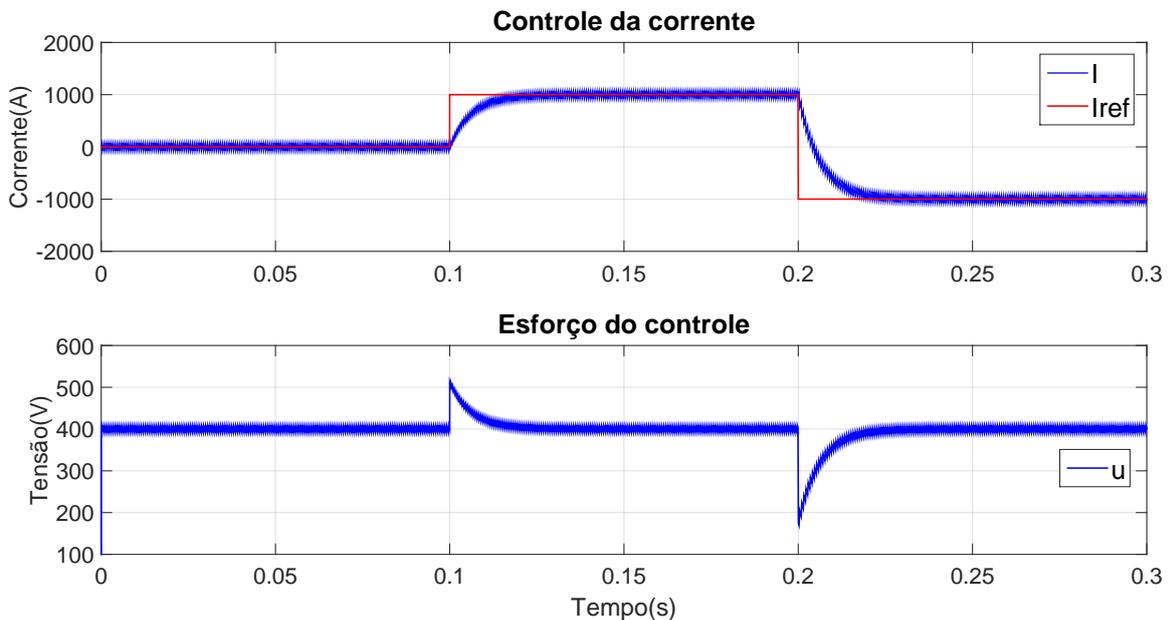


Figura 11: Resposta do controle de corrente no conversor meia ponte CC/CC com *feed-forward* e controlador projetado por cancelamento de polos e zeros e o esforço do controlador.

De acordo com a imagem acima, nota-se que a corrente do ramo RL demorou cerca de $5ms$ para alcançar o estado permanente, estando de acordo com o projeto. Além disso, há um *ripple* devido à frequência de chaveamento. E ainda, pode-se observar a quantidade de esforço de controle necessário para que o controlador rastreie a referência.

2.6.2 ALOCAÇÃO DE POLOS

Outra maneira de projetar o controlador é baseada na alocação de polos. A partir da Figura 7, onde é apresentado o diagrama de blocos para o controle da corrente no ramo RL , pode-se obter (2.28), esta representa o ganho de malha aberta. A partir da mesma, pode-se chegar à função de transferência de malha fechada seguindo pelo presente caminho

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{\frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + Rs}}{1 + \left(\frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + Rs} \right)} \quad (2.35)$$

simplificando

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + (R + k_p)s + k_i} \quad (2.36)$$

evidenciando L

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{\frac{k_p}{L}s + \frac{k_i}{L}}{s^2 + \left(\frac{R + k_p}{L} \right)s + \frac{k_i}{L}} \quad (2.37)$$

A função de transferência obtida pode ser comparada com a forma canônica

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.38)$$

Assim torna-se possível determinar os ganhos do controlador PI a partir de:

$$k_p = 2\xi\omega_n L - R \quad (2.39)$$

e

$$k_i = \omega_n^2 L \quad (2.40)$$

onde ξ e ω_n são respectivamente o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte da função de transferência.

Com base nos dados do conversor meia ponte apresentados na Tabela 1, pode-se calcular os parâmetros do compensador PI através da alocação dos polos da função de transferência de malha fechada para alterar a dinâmica do sistema (OGATA; MAYA & LEONARDI, 2003).

Conforme (2.39) e (2.40), deve-se escolher a resposta desejada para a corrente, com um compromisso entre velocidade da resposta e do sobressinal.

Pode-se escolher $\xi = 1$ e uma frequência de corte $f_n = 15Hz$, ou seja, $\omega_n =$

94.2478rad/s. Dessa forma, obtém-se a resposta vista na Figura 12

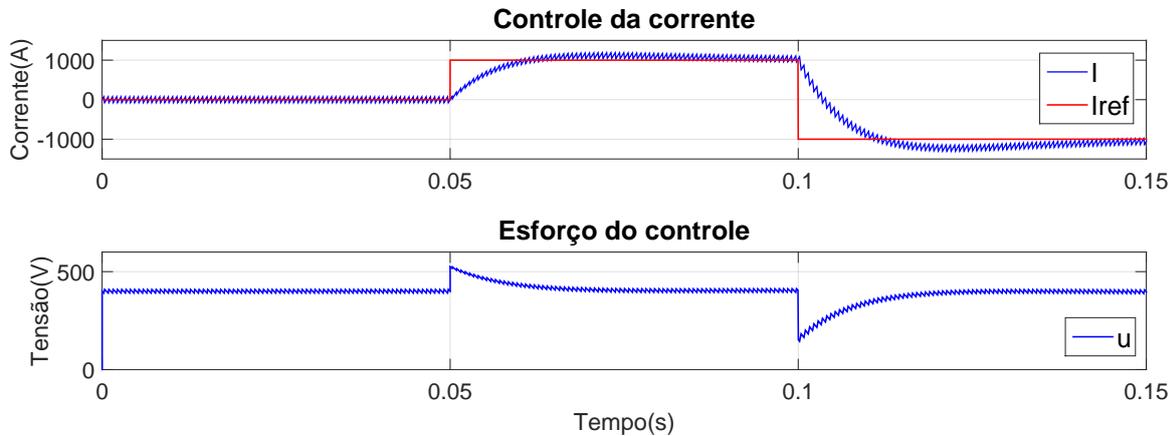


Figura 12: Resposta do controle de corrente do conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por alocação dos polos.

Nota-se que a resposta da variável de controle ainda possui um pequeno *overshoot*, mesmo que o ξ escolhido tenha sido unitário. Isso se dá devido ao zero que pode ser visto no numerador de (2.37). Zeros usualmente aumentam a velocidade da resposta e o sobressinal. Desta forma, a variável ξ , coeficiente de amortecimento, pode ser aumentada para reduzir o sobressinal. Escolhendo-se então $\xi = 2$ resulta na resposta vista na Figura 13.

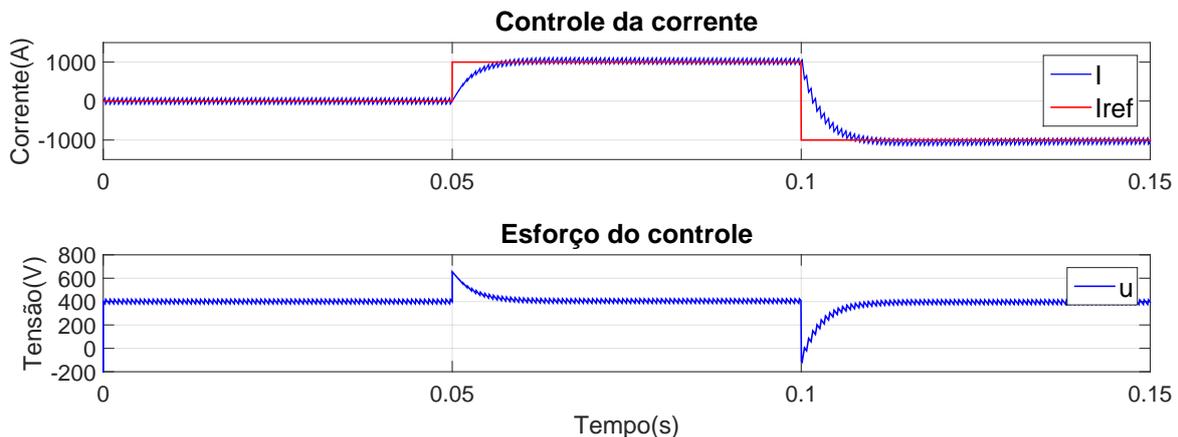


Figura 13: Resposta do controle de corrente do conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por alocação dos polos ajustado.

Pela Figura 13, sabe-se que a resposta é mais rápida, visto que a corrente alcança o estado permanente em aproximadamente 10ms, o que é consideravelmente mais rápido do que a resposta de quando o compensador foi calculado através do método de cancelamento de polos. Ademais, nota-se um maior esforço do controlador devido a maior necessidade de amortecimento.

2.6.3 COMPENSADOR IP

Em posse do sistema apresentado na Figura 6, pode-se modificar o controle para que se obtenha outra forma resposta de malha fechada, o controle Integral-Proporcional. Este controle tem por característica um bloco integrador primeiramente e posteriormente um bloco proporcional, como ilustrado na Figura 14.

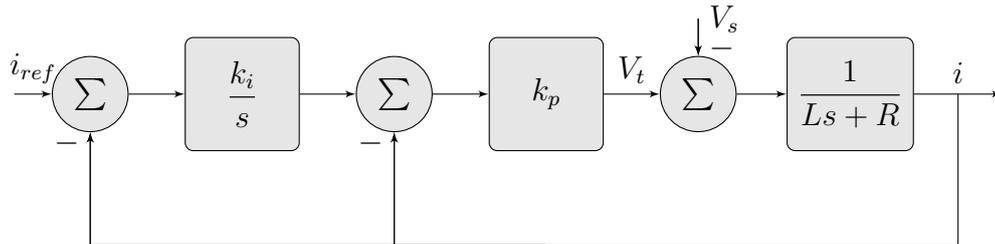


Figura 14: Controle da planta utilizando compensador IP

Com base na Figura 14 pode-se escrever a função de transferência de malha fechada. Inicialmente desconsidera-se o distúrbio, tendo assim os blocos dado na Figura 15, do controlador proporcional e da planta em série, mostrado em (2.41)

$$F_{eq1} = k_p \left(\frac{1}{Ls + R} \right) \quad (2.41)$$

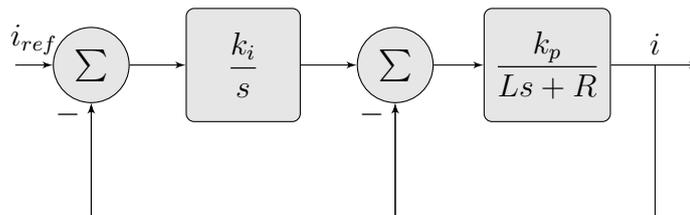


Figura 15: Controle IP com o bloco k_p e a planta em série.

Agora, torna-se possível encontrar um bloco equivalente referente à realimentação do bloco obtido.

$$F_{eq2} = \frac{\frac{k_p}{Ls + R}}{1 + \frac{k_p}{Ls + R}}$$

simplificando

$$F_{eq2} = \frac{k_p}{Ls + R + k_p} \quad (2.42)$$

Tendo assim a Figura 16

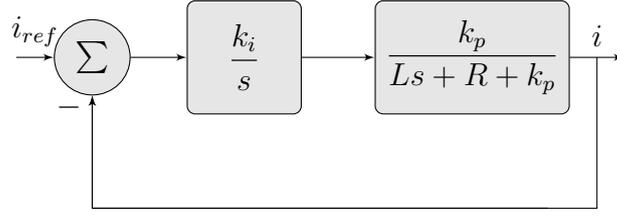


Figura 16: Controle IP simplificado pela realimentação negativa.

Em cascata, encontra-se

$$F_{eq3} = \frac{k_i k_p}{s(Ls + R + k_p)} \quad (2.43)$$

O diagrama fica da seguinte forma

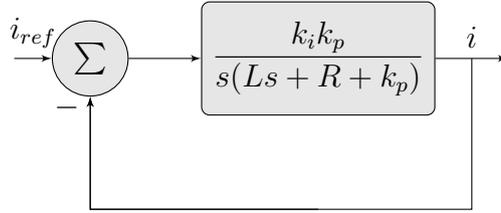


Figura 17: Função de transferência simplificada para o controle IP

Com a realimentação do sistema da Figura 17, tem-se

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{\frac{k_i k_p}{s(Ls + R + k_p)}}{1 + \frac{k_i k_p}{s(Ls + R + k_p)}} \quad (2.44)$$

simplificando

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{k_i k_p}{Ls^2 + (R + k_p)s + k_i k_p} \quad (2.45)$$

colocando L em evidência

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{\frac{k_i k_p}{L}}{s^2 + \left(\frac{R + k_p}{L}\right)s + \frac{k_i k_p}{L}} \quad (2.46)$$

Em posse de (2.46) pode-se compará-la com (2.38) e assim obter os parâmetros de ganho dos controladores integral e proporcional.

Sendo o ganho proporcional dado por

$$k_p = 2\xi\omega_n L - R \quad (2.47)$$

e ganho integral

$$k_i = \frac{\omega_n^2 L}{k_p} \quad (2.48)$$

Com base nos dados do conversor meia ponte apresentados na Tabela 1, pode-se obter os parâmetros de ganho para o compensador IP.

Neste caso, pode ser visto em (2.46) que não há zeros a serem tratados. Dessa forma, a comparação direta com a forma canônica vista em (2.38) é suficiente para o controle e não necessita do cancelamento de zeros. Isso permite que se escolha $\xi = 1$ e ω_n permanece o mesmo, fazendo com que $k_p = 0.1251\Omega$ e $k_i = 49.0079\Omega/s$

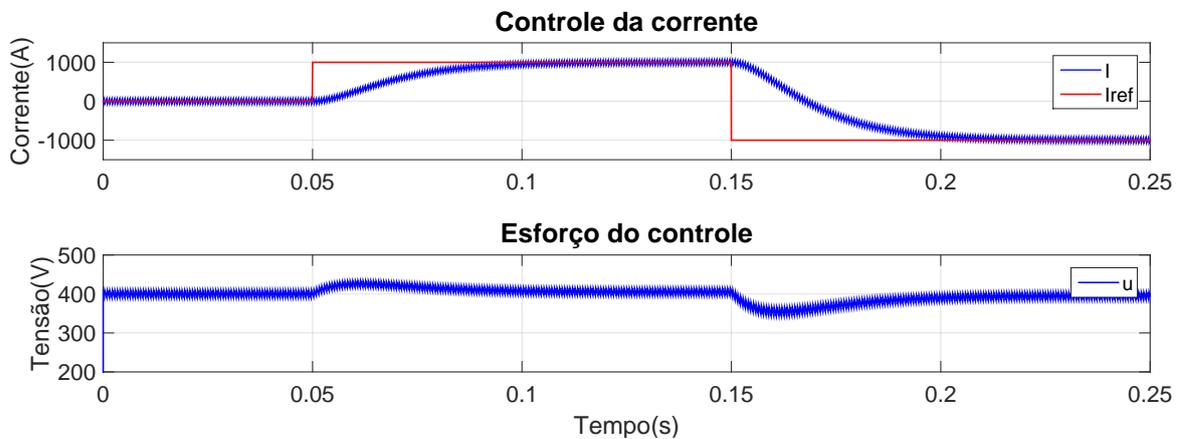


Figura 18: Resposta do controle de corrente no conversor meia ponte CC/CC com controlador projetado por compensador IP.

A Figura 18 mostra que o esforço de controlador para o compensador da forma IP é bem menor, ou seja, a economia de energia é maior do que a consumida em relação aos outros métodos de controle.

2.6.4 COMPARAÇÃO DAS RESPOSTAS

Ainda que tenha-se em mãos as respostas do controle de cada método de compensação e de seus respectivos esforços, não é suficiente para dizer qual é o método que apresenta melhor resposta, já que deve-se considerar o distúrbio causado pela tensão da rede.

Nos casos do *Cancelamento de Polos/Zeros* e da *Alocação dos polos*, o sistema em malha fechada é o mesmo visto na Figura 7. Com base neste diagrama, pode-se obter uma função de transferência para uma entrada de referência e uma para o distúrbio.

Para definir a primeira, suprimi-se o distúrbio causado por V_s , obtendo assim em (2.49)

$$C_l = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + (k_p + R)s + k_i} \quad (2.49)$$

já a segunda desconsidera-se a entrada de referência, então tem-se (2.50)

$$T = \frac{-s}{Ls^2 + (k_p + R)s + k_i} \quad (2.50)$$

Sabe-se que os parâmetros do sistema são $L = 690\mu H$ e $R = 5m\Omega$. E os ganhos são diferentes em cada método.

Considerando o método de *Cancelamento de Polos/Zeros*, tem-se que $k_p \approx 0.112\Omega$ e $k_i \approx 0.81\Omega/s$. Assim, tem-se as seguintes equações

$$C_{l_1} = \frac{0.138s + 1}{0.00069s^2 + 0.143s + 1} \quad (2.51)$$

e

$$T_1 = \frac{-s}{0.00069s^2 + 0.143s + 1} \quad (2.52)$$

A resposta a um degrau na entrada e a um degrau de distúrbio é ilustrada na Figura 19

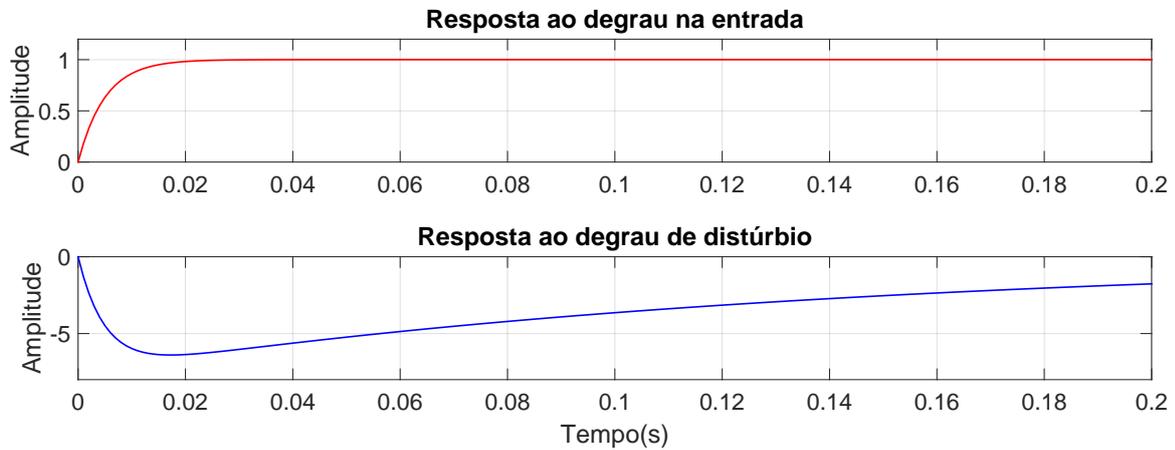


Figura 19: Resposta ao degrau considerando o projeto dos ganhos por *Cancelamento de Polos/Zeros*.

Agora o método de *Alocação de Polos*, cujo os ganhos foram determinados como $k_p \approx 0,2551\Omega$ e $k_i \approx 6,129\Omega/s$, fornece as seguinte funções de transferência

$$C_{l_2} = \frac{0.1251s + 6.129}{0.00069s^2 + 0.1301s + 6.129} \quad (2.53)$$

e

$$T_2 = \frac{-s}{0.00069s^2 + 0.1301s + 6.129} \quad (2.54)$$

A resposta dos sistemas (2.53) e (2.54) pode ser vista na Figura 20

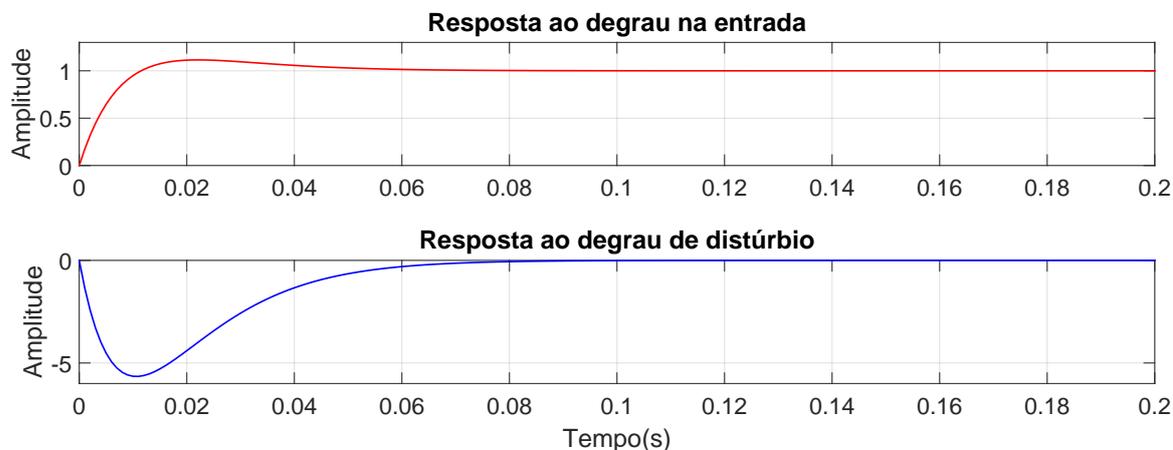


Figura 20: Resposta ao degrau considerando o projeto dos ganhos por *Alocação de Polos*.

Por último, para obter as funções de transferência do sistema de *Controle IP*, utilizou-se os ganhos anteriormente obtidos. São eles: $k_p \approx 0,1251\Omega$ e $k_i \approx 49,0079\Omega/s$. As equações são dadas por

$$C_{l_3} = \frac{8883}{s^2 + 188.5s + 8883} \quad (2.55)$$

e

$$T_3 = \frac{-1449s}{s^2 + 188.5s + 8883} \quad (2.56)$$

Suas respectivas respostas ao degrau são vistas na Figura 21

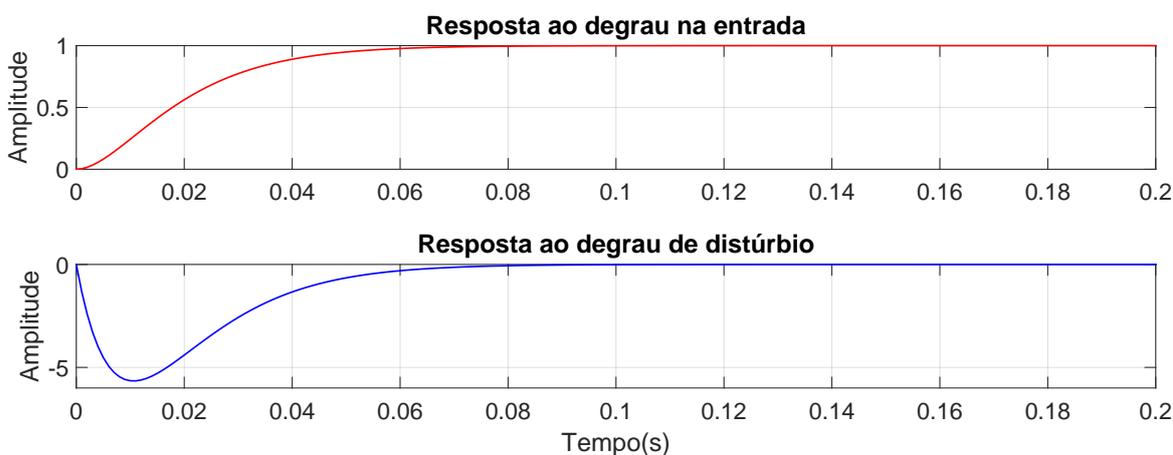


Figura 21: Resposta ao degrau considerando o projeto dos ganhos por *Compensador IP*.

Em posse das funções de transferência de cada método, torna-se possível conhecer as respostas de cada sistema para quando aplica-se uma entrada em degrau na sua

respectiva entrada. Com isso a Figura 22 representa um comparativo entre as respostas das entradas de referência e dos distúrbios.

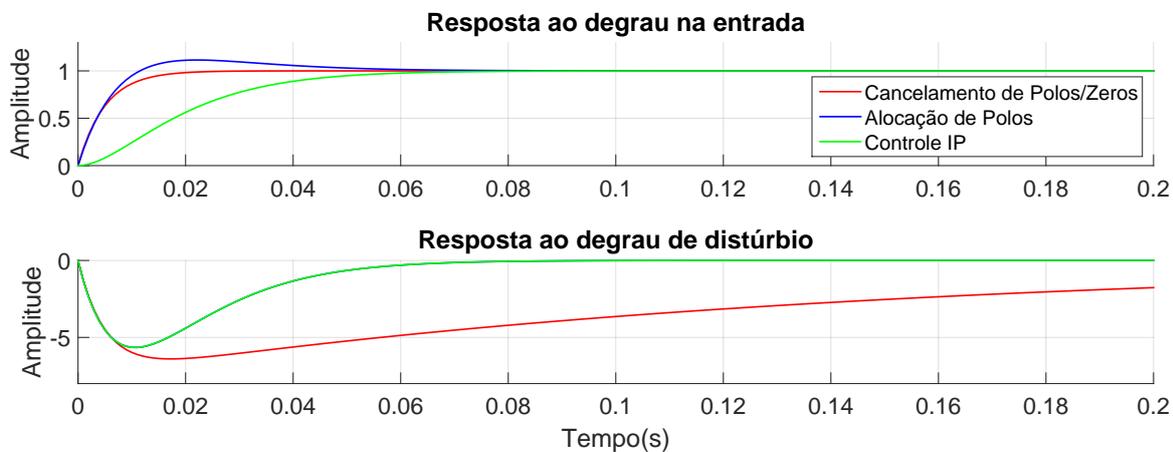


Figura 22: Comparação das resposta ao degrau considerando as três alternativas de projeto.

De acordo com a Figura 22, nota-se que o método de *Cancelamento de Polos/Zeros* é o mais rápido, sem sobressinal, quando aplicado um degrau na entrada do sistema. Contudo, ao analisar a resposta a um degrau de distúrbio no mesmo, vê-se que este interfere em maior amplitude à planta e por mais tempo, o que não é desejado. Em contrapartida, tem-se o sistema de compensação projetado através de *Controle IP*, cuja a resposta ao degrau de entrada não é a mais veloz. Contudo, esta resposta não possui sobressinal. Ainda com relação a este método de controle, vê-se que o controle faz o controle da influência do distúrbio razoavelmente rápido em relação aos outros modos. Desse modo, caso deseje-se que a referência a ser rastreada seja constante, e o distúrbio não possa ser rejeitado por uma ação *feedforward*, o método de cancelamento polo/zero resulta na pior resposta. Portanto, deve-se escolher entre os métodos de alocação de polos e IP, sendo que o primeiro apresenta uma resposta mais rápida com sobressinal e o segundo uma resposta mais lenta sem sobressinal. Ambos os métodos possui o tempo de acomodação equivalente. Por outro lado, se o distúrbio pode ser completamente rejeitado pela ação *feedforward* o método de cancelamento de polos apresenta melhor resposta.

2.7 PROJETO DO CONTROLADOR PARA UM CONVERSOR CC/CA

Agora, passa-se a empregar o conversor meia ponte para aplicações mais próximas de sistemas de conversão de fonte de tensão trifásica. Nestes, a forma de onda típica a ser rastreada pelo conversor meia ponte é uma senoide.

Assumindo que V_s seja uma função senoidal no tempo, com frequência angular ω_0 correspondendo a uma frequência de $60Hz$. Também assume que há necessidade de seguir uma corrente senoidal caracterizada por

$$i_{ref}(t) = \hat{I} \cos(\omega_0 t + \phi), \quad (2.57)$$

onde \hat{I} e ϕ são a amplitude e o ângulo de fase inicial de um comando senoidal, respectivamente. Então, se a função de transferência de malha fechada do sistema conversor é dada por (2.32), a resposta em estado permanente de i para a referência tem a seguinte forma

$$i(t) = \frac{\hat{I}}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}} \cos(\omega_0 t + \phi + \delta), \quad (2.58)$$

onde o desvio de fase é dado por

$$\delta = -\tan^{-1}(\tau_i \omega_0). \quad (2.59)$$

Pelas equações anteriores, nota-se que se um compensador PI for empregado, i rastreie i_{ref} com erros de amplitude e de ângulo de fase (YAZDANI & IRAVANI, 2010). A amplitude de i é inversamente proporcional a $\sqrt{1 + (\tau_i \omega_0)^2}$ e, portanto, menor do que \hat{I} . Além disso, tem-se que i defasa de i_{ref} de um ângulo que pode ser significativo dependendo do produto $\tau_i \omega_0$.

A capacidade do sistema de malha fechada rastrear fielmente um comando senoidal, depende da largura de banda do sistema de malha fechada, $1/\tau_i$. Portanto, uma senoide pode ser seguida com desprezível atenuação ou atraso de fase se τ_i for adequadamente pequeno. Contudo, essa escolha é limitada por requerimentos práticos.

A Figura 23 ilustra a performance de um sistema conversor meia ponte ao tentar seguir uma forma de onda senoidal, caso seja usado um compensador PI.

Outra análise é investigar o mecanismo de rastreamento variando no tempo, então considera-se o sistema de controle de malha fechada da Figura 24, cuja função de transferência é

$$\frac{i}{i_{ref}} = G_i(s) = \frac{l(s)}{1 + l(s)}, \quad (2.60)$$

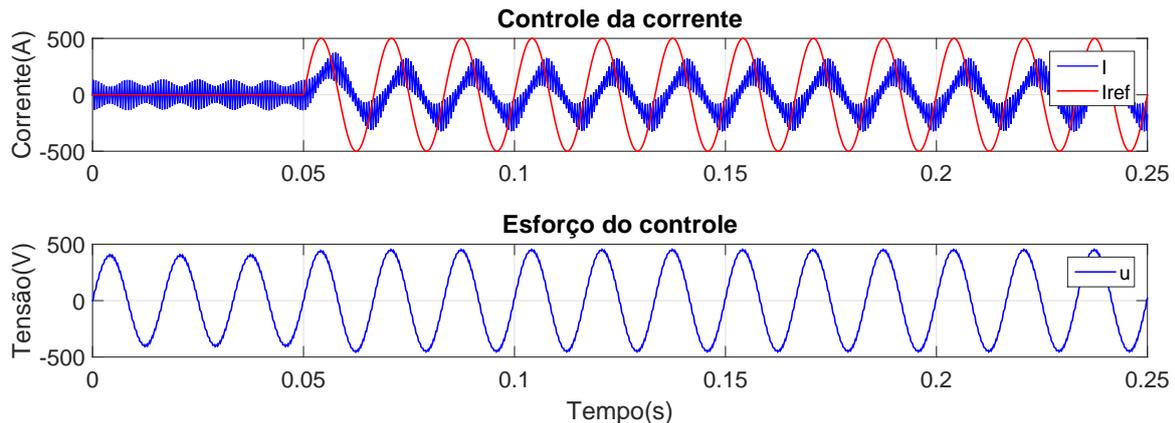


Figura 23: Controle de corrente no conversor meia ponte CC/CA utilizando PI.

onde o ganho de malha $l(s)$ é

$$l(s) = K(s)G(s). \quad (2.61)$$

A resposta em frequência do sistema de malha fechada é

$$G_i(s)|_{s=j\omega} = \frac{l(j\omega)}{1 + l(j\omega)}, \quad (2.62)$$

o qual também pode ser expresso em coordenadas polares como

$$G_i(j\omega) = |G_i(j\omega)|e^{j\delta}, \quad (2.63)$$

onde $|G_i(j\omega)|$ e δ representam o módulo e a fase de $G_i(j\omega)$, respectivamente. Baseado na definição da resposta em frequência, a resposta em estado permanente do sistema em malha fechada para uma referência senoidal é dimensionada por $|G_i(j\omega)|$ e a fase é defasada por δ (DORF & BISHOP, 1998). Se a referência está sendo seguida com erro zero de estado permanente, $|G_i(j\omega)|$ deve ser igual à unidade, e δ de ser zero.

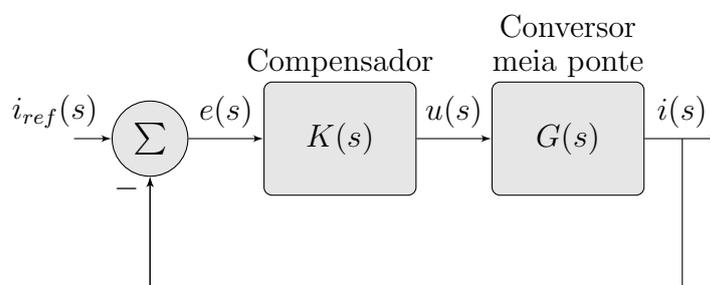


Figura 24: Diagrama de bloco simplificado do conversor meia ponte.

Em geral, para seguir uma referência com zero de erro em estado permanente, os polos instáveis da transformada de Laplace da referência devem ser incluídos no compensador. Além de garantir o erro zero, isso elimina todos os distúrbios do mesmo tipo, em estado permanente (Princípio do Modelo Interno) (BOTTERÓN, 2005).

Como um método alternativo, o rastreamento da referência senoidal pode ser alcançado se $K(s)$ é elaborado do mesmo modo que a largura de banda do sistema de malha fechada é adequadamente mais larga que a frequência do sinal de referência. Nesta abordagem, nenhuma tentativa costuma ser feita para incluir os polos instáveis do sinal de referência no compensador. Consequentemente, o rastreamento não será perfeito e um erro de estado permanente, embora pequeno, é inevitável.

2.7.1 COMPENSADOR MODIFICADO

O conversor de tensão meia ponte é comumente empregado como bloco de sistemas trifásicos de conversão de tensão, nos quais uma referência senoidal é geralmente pedida.

De acordo com a deficiência do compensador PI em rastrear i_{ref} senoidal com erro de estado permanente nulo, projeta-se um novo controlador capaz de realizar tal tarefa. Considerando para isso os parâmetros do conversor meia ponte dados pela Tabela 1 e o diagrama de blocos da Figura 10. Um possível controlador é o Proporcional-Ressonante(PR), cuja forma é

$$K(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (2.64)$$

sendo ω_r a frequência de ressonância (ALMEIDA et al., 2015). Nota-se que o termo $s^2 + \omega_r^2$ adiciona um par de polos complexos conjugados, em $s = \pm 377j \text{rad/s}$, para eliminar o erro de estado permanente.

A partir do modelo representado em (2.64), obtém-se a seguinte função de transferência de malha fechada

$$C_l(s) = \frac{k_p s^2 + k_i s + k_p \omega_r^2}{s^3 + \left(\frac{k_p + R}{L}\right) s^2 + \left(\frac{k_i + \omega_r^2 L}{L}\right) s + \frac{k_p \omega_r^2 + R \omega_r^2}{L}} \quad (2.65)$$

Em posse de (2.65), pode-se comparar o denominador da mesma para obter os ganhos k_p e k_i com a seguinte equação

$$f(s) = (s + \sigma)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) \quad (2.66)$$

A Equação (2.66) permite alocar os polos da função de transferência onde for desejado. Contudo, ao comparar (2.65) e (2.66), nota-se a possibilidade de se obter dois ganhos k_p diferentes. Por esse motivo, não é possível afirmar que os polos da função de transferência de malha fechada estejam posicionados onde fora previamente

definido nas escolhas de σ , ξ e ω_0 .

Afim de corrigir a ambiguidade na escolha do termo k_p , elabora-se uma nova função de transferência para o controlador, vista na equação seguinte

$$K(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \omega_r^2} \quad (2.67)$$

A Equação (2.67) permite uma escolha individual de cada termo do controlador ao compará-la a (2.66). Dessa forma, tem-se a certeza da localização dos polos de malha fechada. A função de transferência de malha fechada utilizando o novo controlador é

$$C_l(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^3 + \left(\frac{R + a_2}{L}\right) s^2 + \left(\frac{L\omega_r^2 + a_1}{L}\right) s + \frac{R\omega_r^2 + a_0}{L}} \quad (2.68)$$

Para determinar a dinâmica da resposta desejada, escolhe-se o coeficiente de amortecimento, a largura de banda do sistema e a localização de um terceiro polo. Vislumbrando uma resposta mais rápida, com o menor sobressinal possível e além disso, com erro de amplitude e fase em estado permanente nulos. Escolhe-se τ_i próximo de 10 vezes menor do que a frequência da triangular e a largura de banda é dada em uma frequência correspondente a $1/\tau_i$. Além disso, escolhe-se $\xi = 0.08$. Por fim, o terceiro polo pode ser escolhido com parte real próxima da parte real dos polos complexos conjugados, auxiliando assim na velocidade da ação de controle.

A Figura 25 ilustra a resposta do sistema utilizando o controlador projetado.

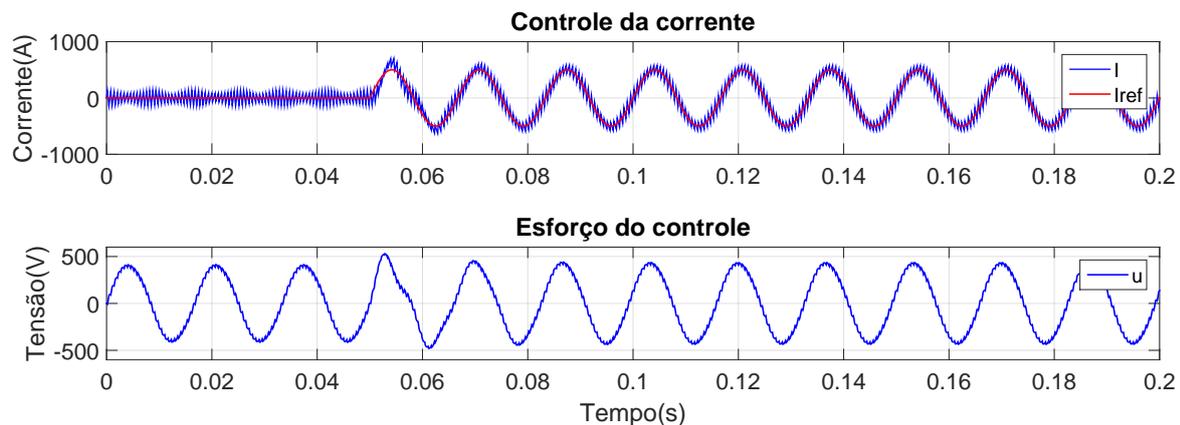


Figura 25: Resposta do controle de corrente do conversor meia ponte CC/CA com controlador PR modificado.

Pode-se notar que ao aplicar um sinal com amplitude diferente de zero na referência a corrente i não é capaz de acompanhar i_{ref} , tendo um sobressinal inicial já que o coeficiente de amortecimento é pequeno. Contudo, logo após o primeiro ciclo o controle

torna-se suficiente para rastrear, sem erro de amplitude e fase, o comando senoidal.

Comparando os resultados das Figuras 23 e 25, torna-se claro que a estrutura do compensador é significativamente mais complexa para rastrear um comando senoidal do que para um comando contínuo. Nota-se então que um compensador PI é suficiente para seguir um comando CC com boa performance. Entretanto, para um sinal senoidal, é mais indicado um compensador mais elaborado. Além disso, o controle de malha deve ser mais elaborado para uma largura de banda mais larga, no caso de sinais de comando senoidais.

Em sistemas VSC trifásicos, o interesse geralmente está em rastrear um comando senoidal rapidamente e com pequeno erro de estado permanente. Também estipula-se rápidas mudanças no amplitude e/ou na fase. Portanto, a elaboração do controle é visivelmente simplificada se puder transformar o problema rastrear um comando senoidal para comando CC.

3 CONVERSOR FONTE TENSÃO TRIFÁSICO

3.1 INTRODUÇÃO

Os princípios de operação do conversor de tensão meia ponte foram introduzidos, conhece-se também o método do modelo médio equivalente e estudou-se o controle do VSC meia ponte. Dessa maneira, torna-se possível o estudo do controle de um sistema conversor fonte de tensão trifásico.

3.2 TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

A Figura 26 mostra o esquema de ligação do VSC trifásico.

O conversor meia ponte é o principal bloco do sistema de conversão de tensão trifásico, então o controle de VSC trifásicos é uma integração de controles simultâneos de três conversores meia ponte. Além disso, diferentemente de sistemas meia ponte, para os conversores trifásicos, o interesse é seguir comandos senoidais. Contudo, o projeto do controlador é trabalhoso, como visto no capítulo anterior. Assim, o trabalho em sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e no dq são utilizados para simplificar as análises e o controle.

A transformação $\alpha\beta$ permite transformar o problema de controlar um sistema trifásico de três conversores meia ponte em um controle de dois subsistemas. Já a transformação para dq possui as mesmas vantagens da transformada $\alpha\beta$, além de transformar o problema de um comando senoidal em um problema equivalente CC. Isso permite que sejam implementados compensadores PI para o controle.

3.2.1 REPRESENTAÇÃO DO FASOR ESPACIAL EM $\alpha\beta$

Considera-se o seguinte sistema trifásico senoidal balanceado

$$f_a(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0),$$

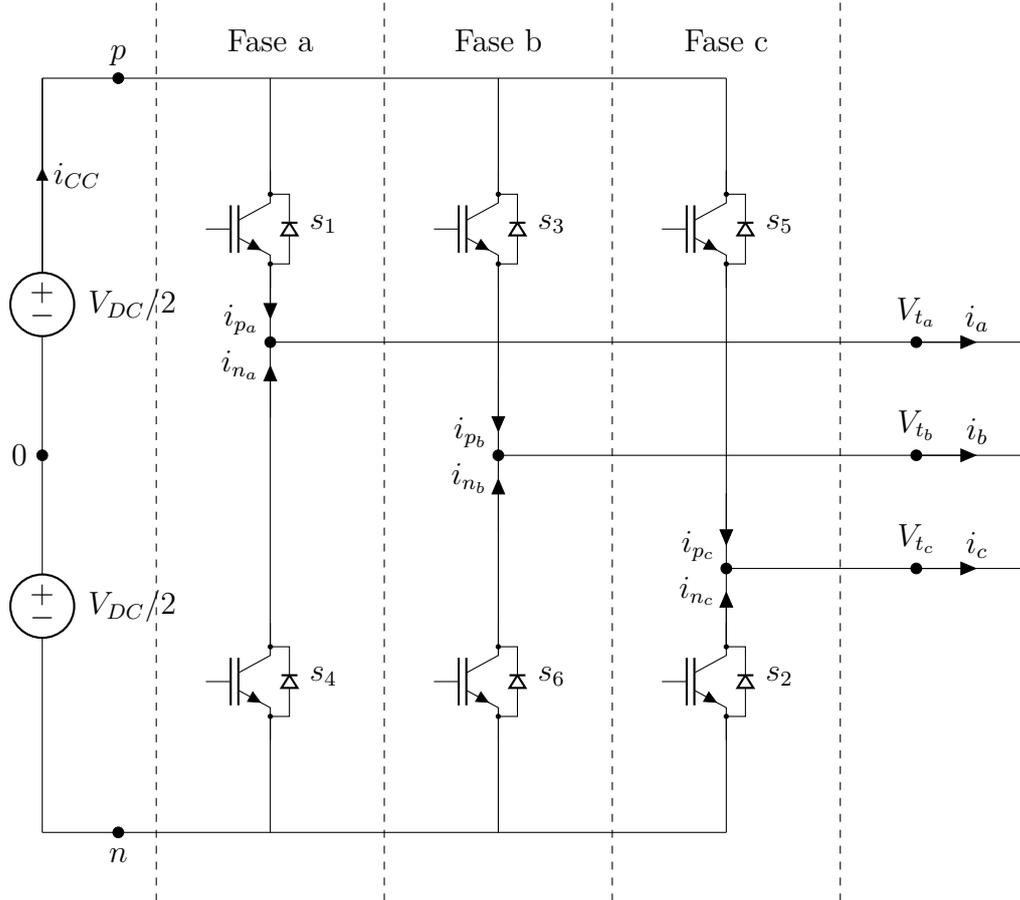


Figura 26: Diagrama esquemático do VSC.

$$\begin{aligned}
 f_b(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}), \\
 f_c(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}),
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

onde \hat{f} , θ_0 e ω são a amplitude, o ângulo de fase inicial, e a frequência angular da função, respectivamente.

Então considere o fasor espacial

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} [e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t)], \tag{3.2}$$

onde $f_a + f_b + f_c \equiv 0$. $\vec{f}(t)$ pode ser decomposto em componentes reais e imaginárias

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + j f_\beta(t), \tag{3.3}$$

onde f_α e f_β são componentes de $\vec{f}(t)$ no representadas nos eixos α e β , respectivamente. Substituindo (3.3) em (3.2) e igualando partes reais e imaginárias entre si, pode-se

deduzir que

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

onde

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

A Equação (3.4) pode ser graficamente representada pela transformação de abc para $\alpha\beta$ da Figura 27

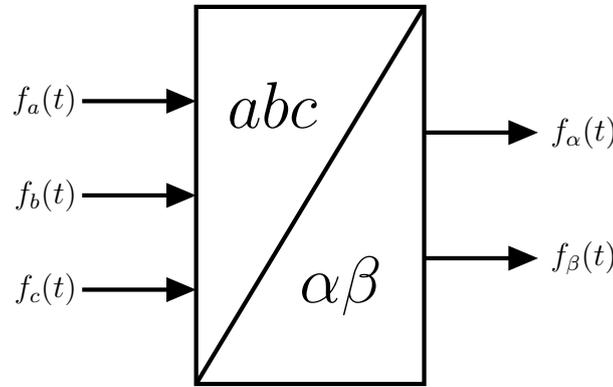


Figura 27: Transformação de abc para $\alpha\beta$.

Além disso, f_{abc} também pode ser expressa em termos de $f_{\alpha\beta}$.

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \text{Re}\{[f_\alpha(t) + jf_\beta(t)]e^{-j0}\} = f_\alpha(t), \\ f_b(t) &= \text{Re}\{[f_\alpha(t) + jf_\beta(t)]e^{-j\frac{2\pi}{3}}\} = -\frac{1}{2}f_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta(t), \\ f_c(t) &= \text{Re}\{[f_\alpha(t) + jf_\beta(t)]e^{-j\frac{4\pi}{3}}\} = -\frac{1}{2}f_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta(t), \end{aligned} \quad (3.6)$$

A Equação (3.6) pode ser escrita da seguinte forma

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}^T \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

onde \mathbf{C}^T é a matriz transposta da matriz \mathbf{C} (FOGLI, 2014). Similarmente, pode-se representar o bloco de transformação de $\alpha\beta$ para abc . Como visto na Figura 28

Uma vez que sabe-se que $f_\alpha(t)$ e $f_\beta(t)$ são projeções de $\vec{f}(t)$ no eixo real e imaginário,

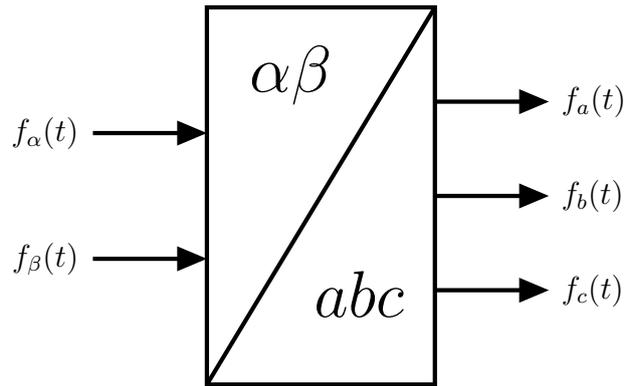


Figura 28: Transformação de $\alpha\beta$ para abc .

respectivamente. Então, nós podemos renomear os eixos real e imaginário por eixo α e eixo β , respectivamente, com mostrado na Figura 29

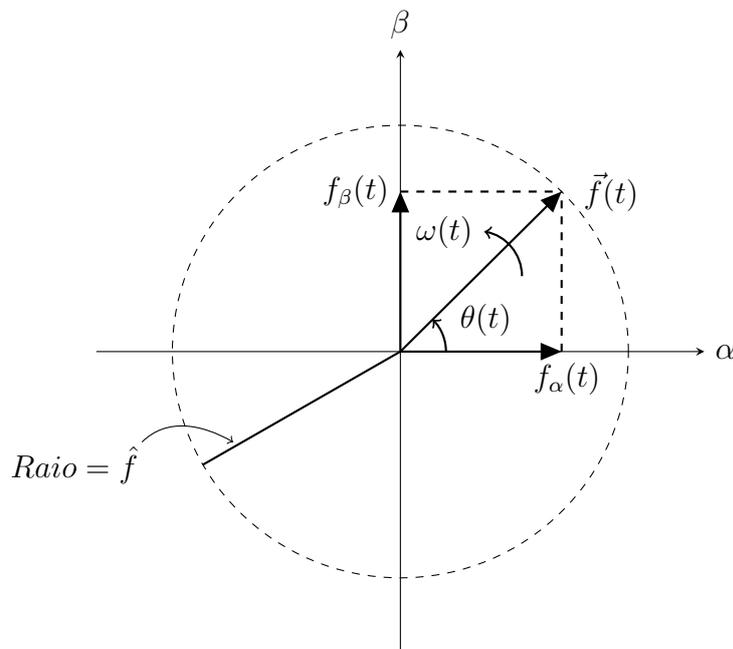


Figura 29: Componentes $\alpha\beta$ de um fasor espacial.

3.2.2 REPRESENTAÇÃO DO FASOR ESPACIAL EM DQ

Para o fasor espacial $\vec{f} = f_\alpha + jf_\beta$, a transformação de $\alpha\beta$ para dq é definida por

$$\vec{f} = f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)}, \quad (3.8)$$

a qual é equivalente a uma defasagem em $\vec{f}(t)$ de um ângulo $-\varepsilon(t)$ (RIM; HU & CHO, 1990). A transformação do dq para o $\alpha\beta$ pode ser obtida multiplicando ambos os lados

de (3.8) por $e^{j\varepsilon(t)}$. Então,

$$f_\alpha + jf_\beta = (f_d + jf_q)e^{j\varepsilon(t)}, \quad (3.9)$$

Para explicitar a forma usual da transformação dada por (3.8), assume-se que \vec{f} tem a seguinte forma

$$\vec{f}(t) = f_\alpha + jf_\beta = \hat{f}(t)e^{[\theta_0 + \int \omega(\tau)d\tau]}, \quad (3.10)$$

onde $\omega(t)$ é a frequência e θ_0 é o ângulo de fase inicial do sinal trifásico correspondente a $\vec{f}(t)$. Se $\varepsilon(t)$ é escolhido como

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau)d\tau, \quad (3.11)$$

então, baseado em (3.8), a representação no plano dq de $\vec{f}(t)$ será

$$f_d + jf_q = \hat{f}(t)e^{j(\theta_0 - \varepsilon_0)}, \quad (3.12)$$

o qual é estacionário e, portanto, o sinal correspondente é composto por quantidades CC. Para melhor descrever a transformação do plano dq , reescreve-se (3.9) como

$$\vec{f} = f_d(1 + 0 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)} + f_q(0 + 1 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)}. \quad (3.13)$$

O vetor \vec{f} é representado pelas componentes f_d e f_q em um sistema de coordenadas ortogonal em que os eixos estão na direção dos vetores unitários $(1 + 0 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)}$ e $(0 + 1 \cdot j)e^{j\varepsilon(t)}$. Como ilustrado na Figura 30, pode-se considerar \vec{f} como um vetor representado pelas componentes f_d e f_q no sistema de coordenada que é rotacionado por $\varepsilon(t)$ em relação ao sistema $\alpha\beta$.

Baseado na identidade de Euler $e^{j(\cdot)} = \cos(\cdot) + j \sin(\cdot)$, (3.8) pode ser escrito como

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

onde

$$\mathbf{R} \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \sin \varepsilon(t) \\ -\sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Similarmente, a transformação dq para $\alpha\beta$ pode ser reescrita com

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}$$

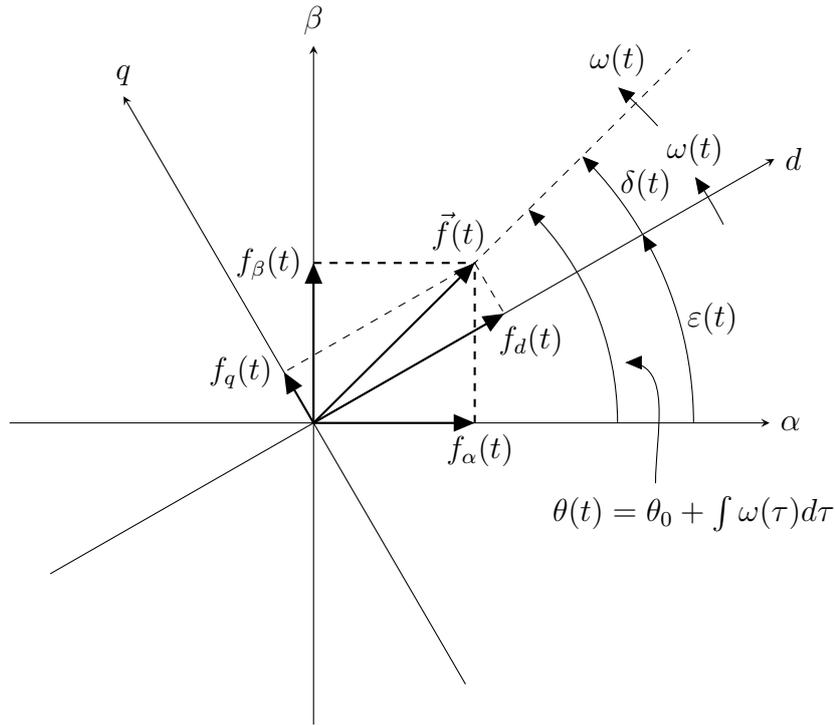


Figura 30: Sistema de coordenadas no plano dq e plano $\alpha\beta$.

$$= \mathbf{R} \begin{bmatrix} -\varepsilon(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

onde

$$\mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} -\varepsilon(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \sin \varepsilon(t) \\ -\sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Uma transformação direta do plano abc para o dq pode ser obtido pela substituição de $[f_\alpha \ f_\beta]^T$ de (3.4) em (3.14),

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{T} \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

onde

$$\mathbf{T} \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} & \cos \begin{bmatrix} \varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} & \cos \begin{bmatrix} \varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \\ \sin \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \end{bmatrix} & \sin \begin{bmatrix} \varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} & \sin \begin{bmatrix} \varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Similarmente, um transformação direta do plano dq para o abc pode ser vista pela

seguinte equação

$$\mathbf{T} [\varepsilon(t)]^T = \begin{bmatrix} \cos [\varepsilon(t)] & \sin [\varepsilon(t)] \\ \cos \left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \right] & \sin \left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} \right] \\ \cos \left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \right] & \sin \left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \right] \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

As transformações podem ser ilustradas pela Figura 31

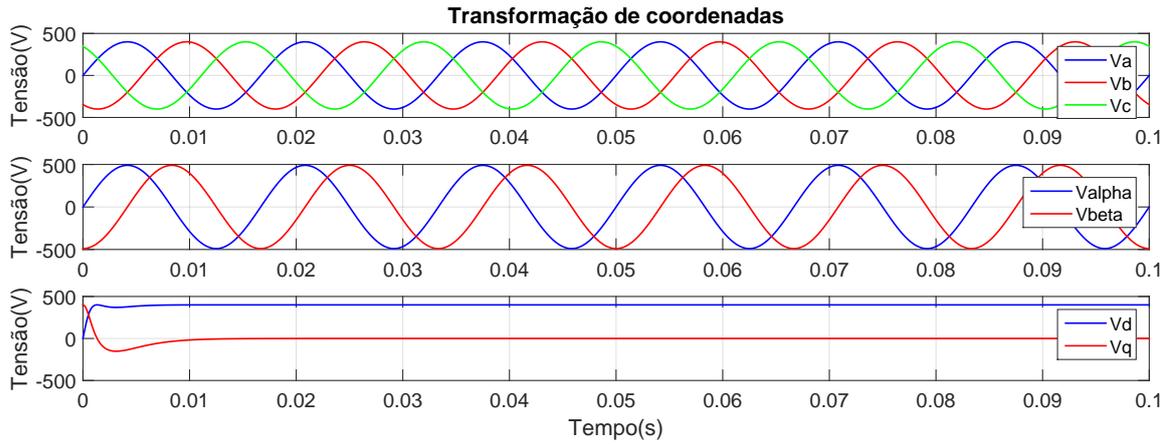


Figura 31: Forma de ondas do sistema em abc , $\alpha\beta$ e dq .

3.3 CONTROLE DA CORRENTE DO VSC

Em um sistema VSC de corrente controlada, a otimização dos controladores é difícil já que as variáveis são funções senoidais. Então, o sistema de controle de malha fechada deve ter uma largura de banda adequada para garantir o rastreamento do comando sem erro de estado permanente, além disso, deve-se ter uma rejeição de distúrbio razoavelmente boa. Consequentemente, o projeto de controle é mais dispendioso. Em contrapartida, no sistema de coordenadas dq , os sinais e variáveis são transformados em quantidades CC equivalentes, fazendo com que compensadores PI convencionais possam ser utilizados (ROSHAN et al., 2007).

Tem-se que a relação entre o sinal de modulação e a tensão no terminal correspondente é

$$\vec{V}_t(t) = \frac{V_{CC}}{2} \vec{m}(t), \quad (3.21)$$

Substituindo $m(t) = (m_d + jm_q)e^{j\varepsilon(t)}$ e $V_t(t) = (V_{td} + jV_{tq})e^{j\varepsilon(t)}$ em (3.21), pode-se deduzir que

$$(V_{td} + jV_{tq})e^{j\varepsilon(t)} = \frac{V_{CC}}{2} (m_d + jm_q)e^{j\varepsilon(t)} \quad (3.22)$$

igualando

$$V_{t_d}(t) = \frac{V_{CC}}{2} m_d(t), \quad (3.23)$$

$$V_{t_q}(t) = \frac{V_{CC}}{2} m_q(t). \quad (3.24)$$

As Equações (3.23) e (3.24) indicam que o sistema VSC de dois níveis pode ser descrito por dois subsistemas lineares no sistema dq .

Assuma que a tensão da rede no sistema VSC é expresso por

$$\begin{aligned} V_a(t) &= \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0), \\ V_b(t) &= \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}), \\ V_c(t) &= \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}), \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde \hat{V} , θ_0 e ω_0 são a amplitude, o ângulo de fase inicial, e a frequência angular da função, respectivamente.

A Equação (3.26) representa a dinâmica do lado de corrente alternada do sistema VSC

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -R\vec{i} + \vec{V}_t - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}. \quad (3.26)$$

Então substituindo $\vec{f} = f_{dq} e^{j\rho}$, em que $f_{dq} = f_d + j f_q$, deduz-se primeiro que

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq} e^{j\rho}) = -R i_{dq} e^{j\rho} + V_{t_{dq}} e^{j\rho} - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)}, \quad (3.27)$$

A Equação 3.27 pode ser reescrita como

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq}) = -j (L \frac{d\rho}{dt}) i_{dq} - R i_{dq} + V_{t_{dq}} - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)}. \quad (3.28)$$

decompondo em componentes real e imaginária, tem-se

$$L \frac{d i_d}{dt} = (L \frac{d\rho}{dt}) i_q - R i_d + V_{t_d} - \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho), \quad (3.29)$$

$$L \frac{d i_q}{dt} = -(L \frac{d\rho}{dt}) i_d - R i_q + V_{t_q} - \hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho). \quad (3.30)$$

As Equações (3.29) e (3.30) não estão na forma de espaço de estado padrão. Então, introduz-se a nova variável de controle, onde $\omega = d\rho/dt$. Assim

$$L \frac{d i_d}{dt} = (L \frac{d\rho}{dt}) i_q - R i_d + V_{t_d} - \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho), \quad (3.31)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -\left(L \frac{d\rho}{dt}\right) i_d - Ri_q + V_{t_q} - \hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho). \quad (3.32)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega(t). \quad (3.33)$$

As variáveis i_d , i_q e ρ são as variáveis de estado e V_{t_d} , V_{t_q} e ω são as entradas do controle. O sistema descrito pelas Equações (3.31)- (3.33) é não linear devido à presença dos termos $\omega i_d, \omega i_q$, $\cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ e $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$.

O sistema dq depende da própria seleção de ω e ρ . Para o sistema VSC, se $\omega = \omega_0$ e $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$, então (3.31) e (3.32) tem as seguintes formas

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - Ri_d + V_{t_d} - \hat{V}_s, \quad (3.34)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - Ri_q + V_{t_q}, \quad (3.35)$$

as quais descrevem um sistema linear de segunda ordem que é excitado pela entrada \hat{V}_s . Então, se V_{t_d} e V_{t_q} são constantes, i_d e i_q também são constantes em estado permanente. O mecanismo usado, que garante $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$ é chamado de *Phase-Locked Loop* (PLL).

O sistema de controle no plano dq do controlador de potência real e reativa é baseado em (3.31) e (3.32). Assumindo uma condição de operação de estado permanente e substituindo $\omega(t) = \omega_0$ nas mesmas, tem-se

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - Ri_d + V_{t_d} - \hat{V}_{s_d}, \quad (3.36)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - Ri_q + V_{t_q} - \hat{V}_{s_q}, \quad (3.37)$$

Devido à presença do termo $L\omega_0$ em (3.36) e (3.37), diz-se que a dinâmica de i_d e i_q são acopladas. Para desacopla-las, determina-se m_d e m_q como

$$m_d = \frac{2}{V_{CC}}(u_d - L\omega_0 i_q + V_{s_d}), \quad (3.38)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{CC}}(u_q - L\omega_0 i_d + V_{s_q}), \quad (3.39)$$

onde u_d e u_q são duas novas entradas de controle. Substituindo por m_d e m_q em (3.23) e (3.24), respectivamente, de (3.38) e (3.39), e substituindo por V_{t_d} e V_{t_q} no resultado de (3.36) e (3.37), deduz-se

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_d, \quad (3.40)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_q. \quad (3.41)$$

As Equações (3.40) e (3.41) descrevem dois sistemas lineares desacoplados de primeira ordem, em que i_d e i_q podem ser controladas por u_d e u_q , respectivamente. A Figura 32 mostra uma representação em blocos do controle de corrente nos eixos d e q do sistema VSC, no qual u_d e u_q de dois compensadores.

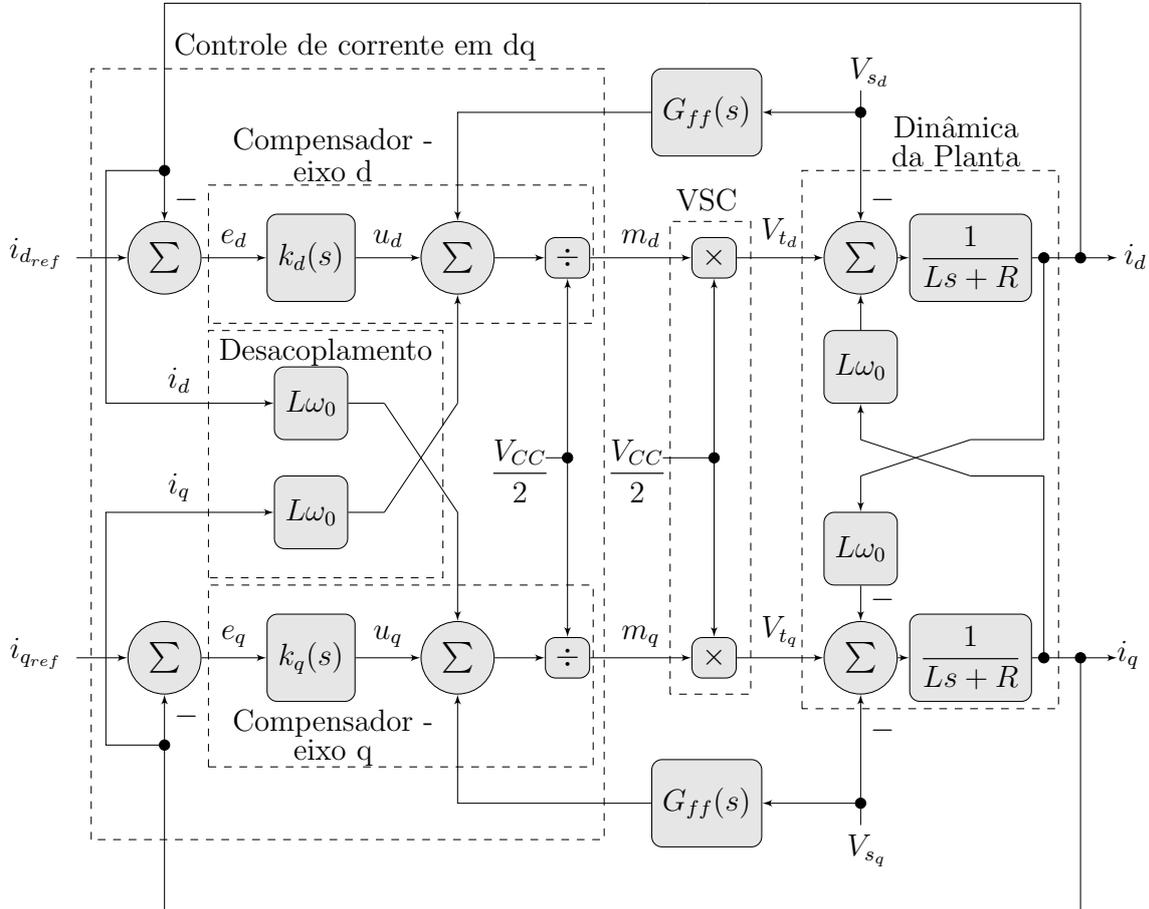


Figura 32: Diagrama de blocos de um controle de corrente para sistema VSC.

O compensador do eixo d processa $e_d = i_{d_ref} - i_d$ e fornece u_d . Então por (3.38), sabe-se que u_d contribui para m_d . O mesmo ocorre com o compensador do eixo q. Então, o VSC amplifica m_d e m_q por um fator de $V_{CC}/2$ e gera V_{t_d} e V_{t_q} que, por sua vez, controla i_d e i_q baseado em (3.36) e (3.37). Baseado nisso, pode-se representar um diagrama de bloco simplificado, visto na Figura 33, o qual é equivalente ao sistema de controle da Figura 32. Nota-se que o sistema de controle da Figura 32, todo o controle, *feed – forward* e sinais de realimentação são quantias CC em estado permanente.

A Figura 33 indica que a planta de controle em ambos os eixos, d ou q , são idênticos. Portanto, os compensadores correspondentes também podem ser idênticos. E no caso do controle de corrente no plano dq , pode ser usado um compensador PI. Este é capaz de rastrear um sinal referência CC. Além disso, o projeto do compensador é o mesmo

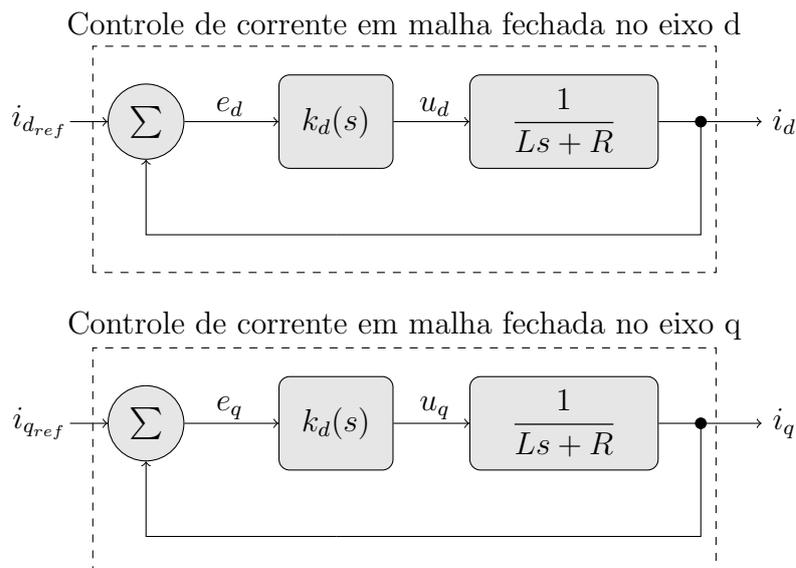


Figura 33: Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente para um sistema VSC.

visto anteriormente.

3.4 CONTROLE DO BARRAMENTO CC

No controle de potência real/reactiva, a tensão do barramento CC do VSC é garantida por uma fonte de tensão ideal e o sistema VSC atua como um trocador de energia bidirecional entre o sistema CA e a fonte de tensão CC. Contudo, em muitas aplicações, o lado CC do VSC não está interfaceado com a fonte de tensão. Em vez disso, ele é conectado a uma fonte de potência CC que precisa ser interligada e que troque potência com um sistema CA (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Então, a tensão no barramento CC não é fixa e precisa ser controlada. Esse cenário é ilustrado na Figura 34

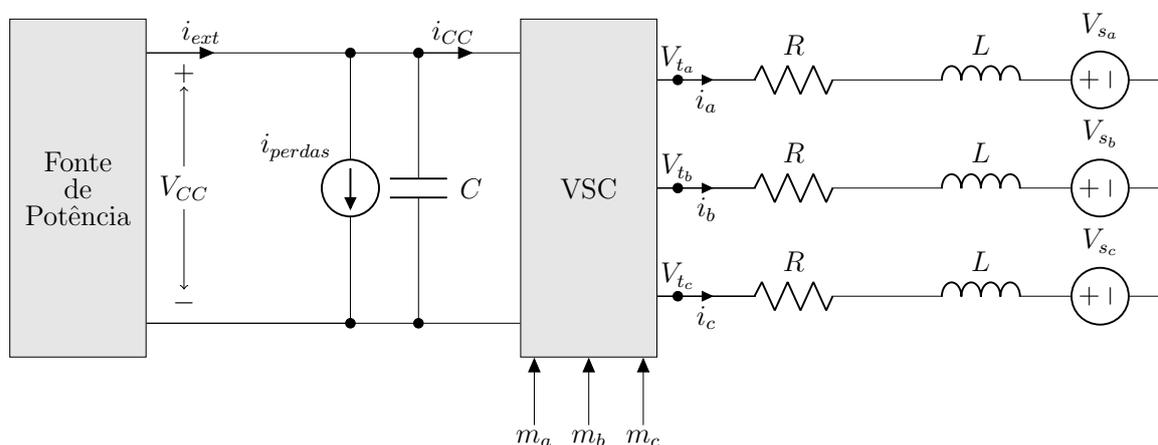


Figura 34: Sistema VSC com fonte de potência externa.

A fonte de potência tipicamente representa uma unidade de eletrônica de potência cuja forma primária de energia é, por exemplo, um gerador diesel. Considera-se então como uma caixa preta e assume-se que isso substitui uma fonte de potência variante no tempo $P_{ext}(t)$ no lado CC do VSC. Isso faz com que o sistema VSC seja capaz de trocar energia entre o lado contínuo(caixa preta) e o sistema alternado bidirecionalmente.

Pelo princípio do balanço de potência, tem-se que

$$P_{ext} = P_C + P_{ac} + P_{perdas} \quad (3.42)$$

onde P_{ext} é a potência fornecida pela fonte de potência externa, P_C é a potência dissipada no capacitor, P_{perdas} é a potência dissipada no resistor e P_{ca} é a potência consumida no acoplamento comum (ALMEIDA et al., 2016).

Neste caso, despreza-se a potência dissipada na resistência. Desse modo a equação de balanceamento da potência fica da seguinte forma

$$P_{ext} = P_C + P_{ca} \quad (3.43)$$

A potência real no terminal do lado CA do VSC é dado por

$$P_t(t) = P_{ca} = \frac{3}{2}[V_d(t)i_d(t) + V_q(t)i_q(t)]. \quad (3.44)$$

Contudo de acordo com o PLL, caso o projeto do controlador seja bem definido, sabe-se que a tensão $V_q(t)$ é nula, assim como a corrente $i_q(t)$. Desse modo, considera-se a potência real sendo

$$P_{ca} = \frac{3}{2}V_d(t)i_d(t) \quad (3.45)$$

Além disso, a potência no capacitor é dada por

$$P_C = V_{CC}(t)i_{CC}(t) \quad (3.46)$$

Tendo (3.45) e (3.46), substitui-se essas em (3.42)

$$P_{ext} = V_{CC}(t)i_{CC}(t) + \frac{3}{2}V_d(t)i_d(t) \quad (3.47)$$

Sabe-se que a corrente no capacitor é dada por

$$i_{CC}(t) = C \frac{dV_{CC}}{dt} \quad (3.48)$$

Substituindo (3.48) em (3.47) tem-se

$$P_{ext} = V_{CC}(t)C \frac{dV_{CC}(t)}{dt} + \frac{3}{2}V_d(t)i_d(t)$$

ou ainda

$$P_{ext} = \frac{C}{2} \frac{dV_{CC}^2(t)}{dt} + \frac{3}{2}V_d(t)i_d(t) \quad (3.49)$$

Explicitando $dV_{CC}^2(t)/dt$ obtém-se

$$\frac{dV_{CC}^2(t)}{dt} = \frac{2}{C}P_{ext} - \frac{3}{C}V_d(t)i_d(t) \quad (3.50)$$

Pelo princípio da superposição pode-se considerar que a fonte externa seja e que em estado permanente V_d é constante, desse modo

$$\frac{dV_{CC}^2(t)}{dt} = -\frac{3}{C}V_d i_d(t) \quad (3.51)$$

Realizando a transformada de Laplace em (3.51) tem-se portanto

$$sV_{CC}^2(s) = -\frac{3}{C}V_d I_d(s) \quad (3.52)$$

Assim, pode-se obter a função de transferência cuja variável a ser controlada é a corrente I_d

$$\frac{V_{CC}^2(s)}{I_d(s)} = -\frac{3V_d}{Cs} \quad (3.53)$$

Agora, considerando somente a contribuição da potência fornecida por uma fonte externa, tem-se

$$\frac{V_{CC}^2(s)}{P_{ext}(s)} = \frac{2}{Cs} \quad (3.54)$$

Com as funções de transferência obtidas anteriormente, pode-se realizar o controle da tensão no barramento CC, de acordo com a Figura 35.

Lembrando que na malha de controle está também contido o controle de corrente, contudo a dinâmica deste controle é mais rápida do que a dinâmica do controle do barramento, dessa forma considera-se este controle como um bloco de ganho unitário.

Então de forma simplificada, o projeto de controle pode ser feito seguindo o seguinte diagrama de blocos

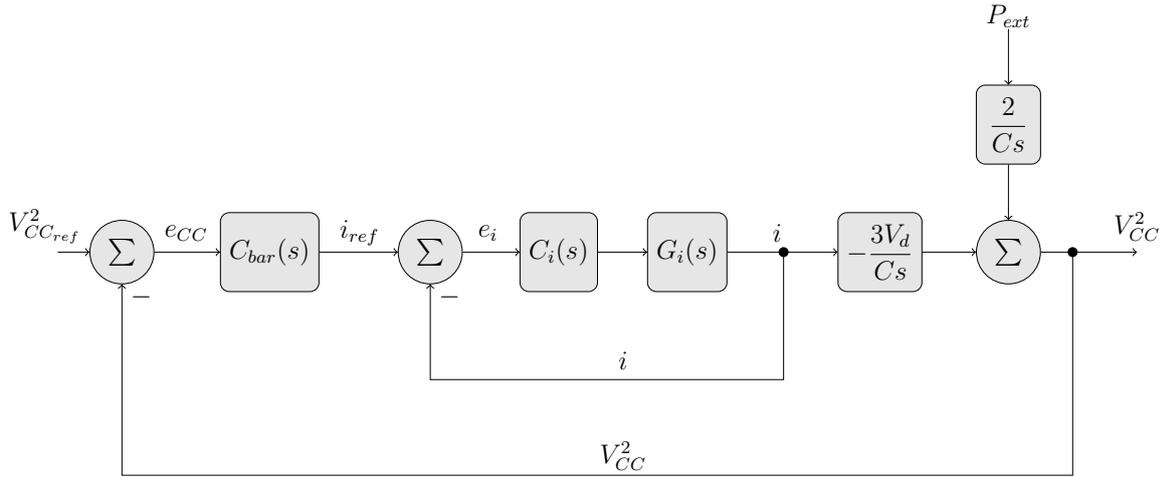


Figura 35: Diagrama de blocos do controle do barramento CC para sistema VSC.

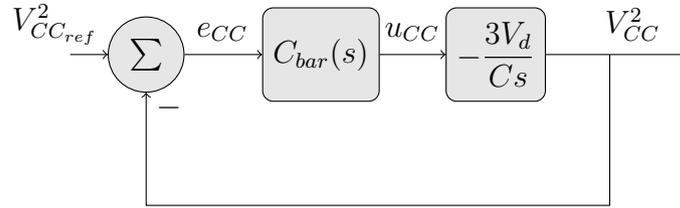


Figura 36: Diagrama de blocos simplificado do controle do barramento CC para sistema VSC.

3.4.1 CONTROLE PROPORCIONAL (P)

Analisando o diagrama de blocos do sistema, nota-se que há um termo integrador na planta, o que aparentemente é capaz de eliminar o erro de estado permanente. Desse modo, um possível controlador seria basicamente o P(Proporcional).

Para calcular o ganho k_p do controlador calcula-se a função de transferência equivalente ao sistema de malha fechada da Figura 36.

$$Cl(s) = \frac{-3k_p V_d}{C} \cdot \frac{1}{\left[\left(\frac{-C}{3k_p V_d} \right) s + 1 \right]} \quad (3.55)$$

Como a função de transferência é de primeira ordem, pode-se escolher uma constante de tempo τ_i adequada para a dinâmica da resposta desejada. Então escolhe-se um valor usual para projeto, $\tau_i = 0.5ms$. O que permite, por comparação, obter $k_p = -0.016$. Nota-se que o ganho é negativo para compensar o sinal negativo advindo da planta.

Primeiramente define-se que a tensão de referência do barramento seja 1000V. Depois varia-se a potência externa que está sendo aplicada no sistema VSC. Essas

variações ilustradas na Figura 37, mostram o funcionamento bidirecional do conversor de tensão.

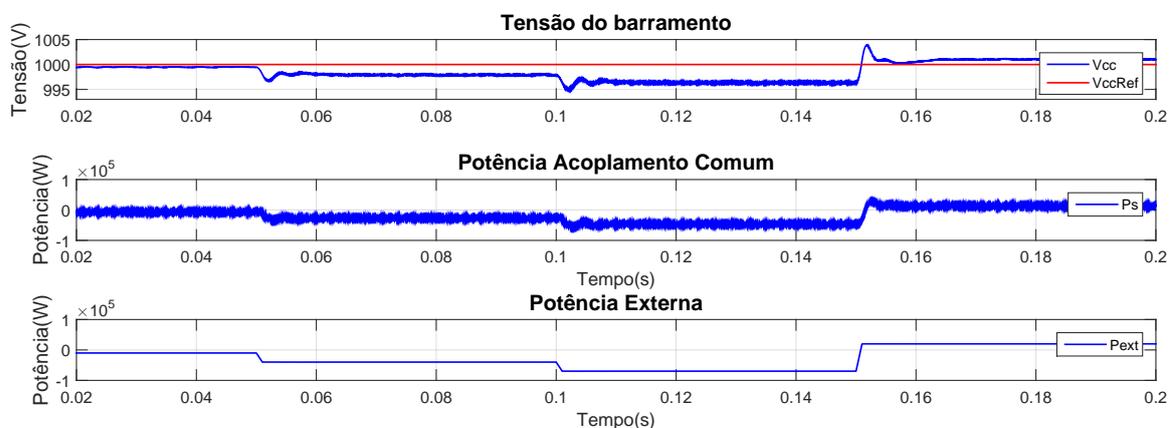


Figura 37: Tensão no barramento, potência real no acoplamento comum e potência real externa, utilizando controlador P.

Na Figura 38 é mostrada as formas de onda da corrente da fase "a" e da corrente no eixo "d".

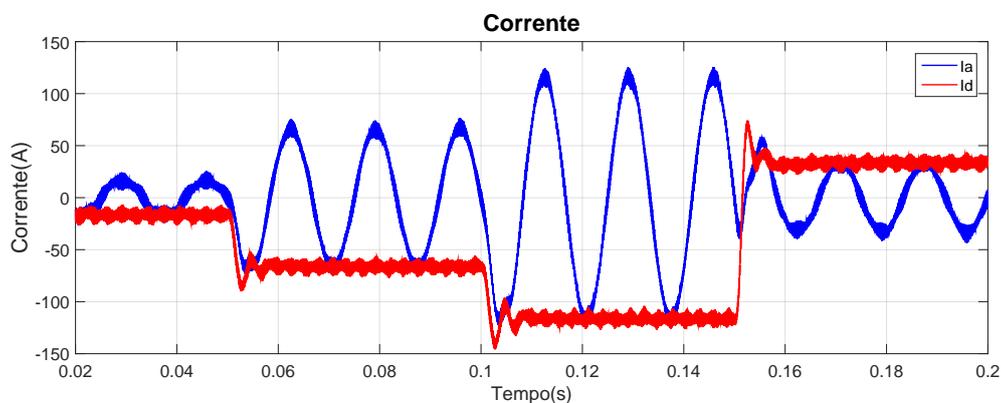


Figura 38: Corrente na fase "a" e corrente no eixo "d" com controlador P.

3.4.2 CONTROLE PROPORCIONAL-INTEGRAL (PI)

Pela Figura 37, nota-se que a tensão do barramento não rastreia exatamente o sinal dado como referência, assim um erro de estado permanente é notado mesmo que haja um integrador na planta do sistema. Esse erro em estado permanente é devido à resistência intrínseca do indutor que foi desprezada anteriormente. Desse modo, uma possível solução é a inclusão de um termo integrador ao controlador.

Utilizando o controlador PI, tem-se a seguinte função de transferência de malha

fechada

$$\frac{V_{CC}^2}{V_{CCref}^2} = \frac{-\left(\frac{3V_d k_p}{C}\right)s - \frac{3V_d k_i}{C}}{s^2 - \left(\frac{3V_d k_p}{C}\right)s - \frac{3V_d k_i}{C}} \quad (3.56)$$

Comparando (3.56) com a forma canônica $H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$, que fornece uma dinâmica tal qual desejada, pode-se obter a seguinte relação para determinar os ganhos do controlador

$$k_p = -\frac{2\xi\omega_n C}{3V_d}, \quad (3.57)$$

e

$$k_i = -\frac{\omega_n^2 C}{3V_d}. \quad (3.58)$$

onde ξ e ω_n são o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte da função de transferência, respectivamente.

Tabela 2: Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Capacitância (C)	9625 μF
Tensão da rede (V_d)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	1620 Hz

Em posse dos parâmetros do sistema vistos na Tabela 2 e escolhendo $\omega_n \approx 377 rad/s$ e $\xi = 1$. Tem-se os ganhos $k_p = -0.0060 A/V$ e $k_i = -1.1399 A.s/V$. Assim o controle é ilustrado na Figura 39, onde é possível notar que a inclusão do integrador ao compensador tornou permitiu o rastreamento fiel da referência de tensão do barramento em estado permanente.

A Figura 40 mostra a forma de onda da corrente na fase "a" que flui pelo ramo RL e a do eixo "d" para realizar o determinado controle. A última ilustra mais facilmente se o VSC está consumindo ou fornecendo corrente.

3.4.3 CONTROLE INTEGRAL-PROPORCIONAL (IP)

Outra forma de controle possível é o controle IP. E como estudado anteriormente, este tipo de controle responde mais rápido à distúrbios. Em muitos casos, a fonte de potência externa não pode ser mensurada, então faz necessário um tipo de controlador com essa característica dinâmica.

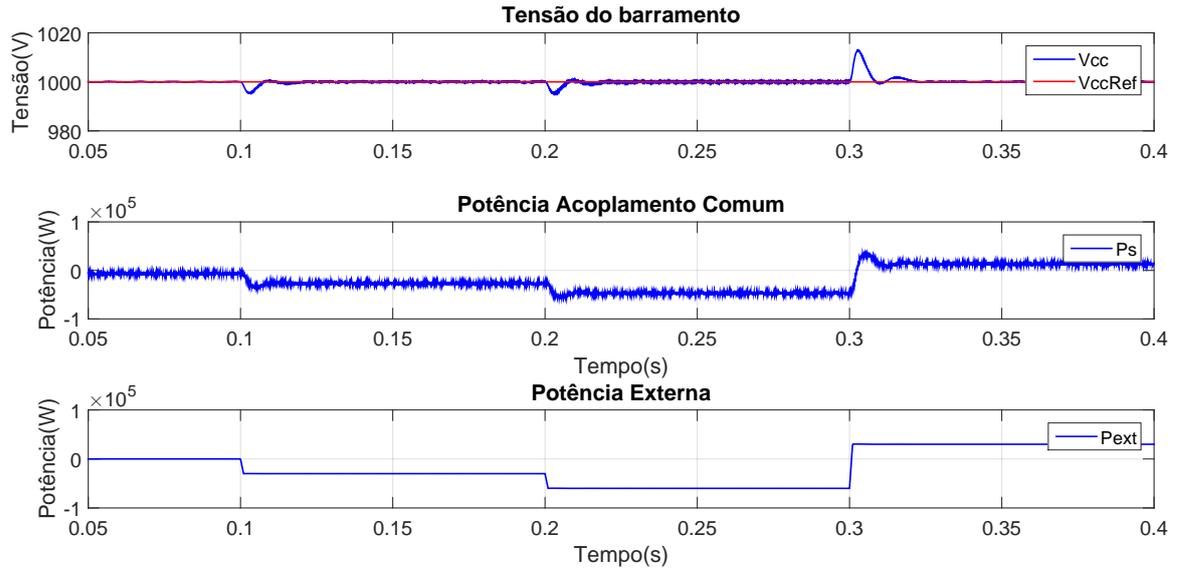


Figura 39: Tensão no barramento, potência real no acoplamento comum e potência real externa utilizando controlador PI.

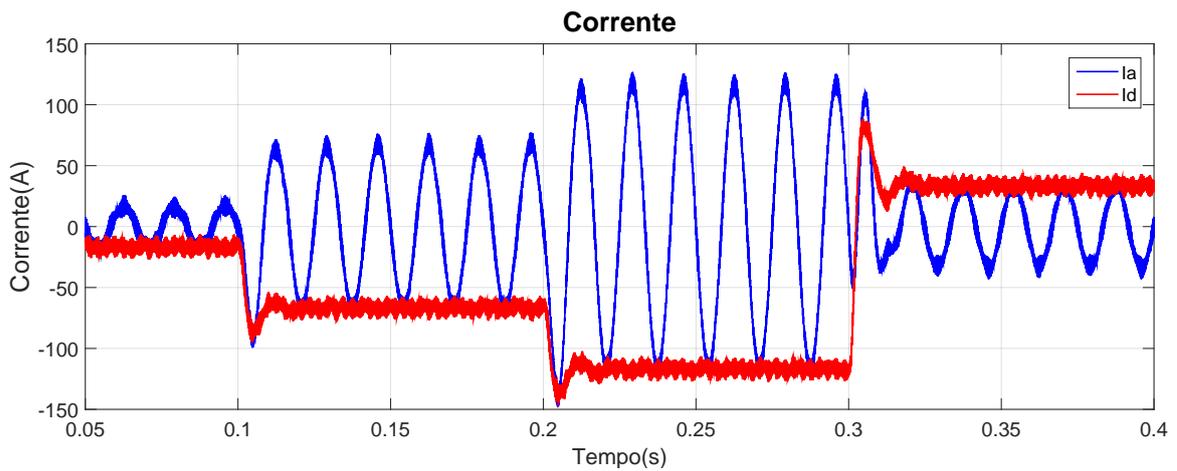


Figura 40: Corrente na fase "a" e corrente no eixo "d" com controlador PI.

Neste caso, o diagrama de blocos que representa o controle da planta com o controle citado é ilustrado na Figura 41

Em posse da Figura 41 pode-se obter as funções de transferência de malha fechada do sistema.

A Equação (3.59) representa a função de transferência do sistema devido à uma entrada de referência V_{CCref}^2 .

$$\frac{V_{CC}^2}{V_{CCref}^2} = \frac{\frac{-3V_d k_p k_i}{C}}{s^2 - \left(\frac{3V_d k_p}{C}\right)s - \frac{3V_d k_p k_i}{C}} \quad (3.59)$$

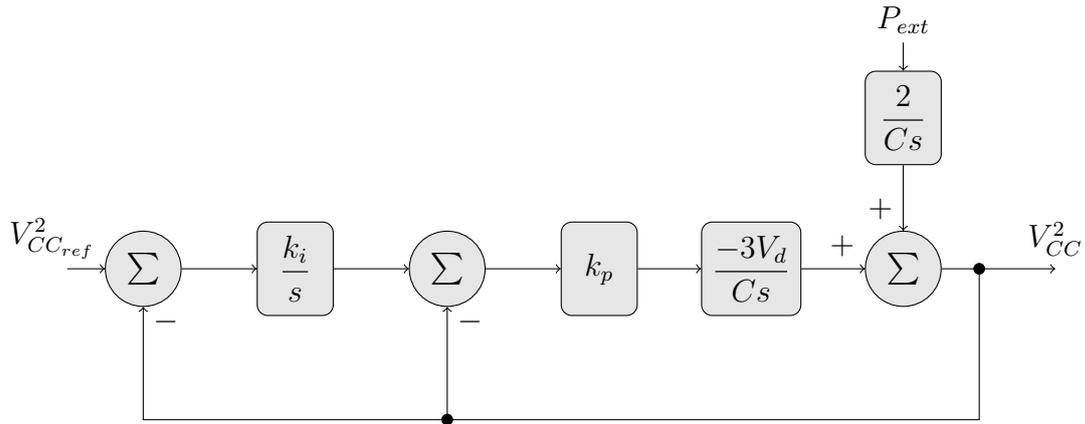


Figura 41: Diagrama de blocos do controle IP do barramento CC para sistema VSC.

Para projetar os ganhos do controlador, compara-se o denominador de (3.59) com $H_{den} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$. Assim, pode-se obter as seguintes relações de ganhos

$$k_p = -\frac{2\xi\omega_n C}{3V_d}, \quad (3.60)$$

e

$$k_i = -\frac{\omega_n^2 C}{3V_d k_p}. \quad (3.61)$$

Mantendo a dinâmica pré-definida para calcular os ganhos do compensador PI, pôde-se calcular os parâmetros do controlador IP. Então, obteve-se $k_p = -0.0060$ e $k_i = 188.4956$. Com esse ganhos, a seguinte resposta é obtida

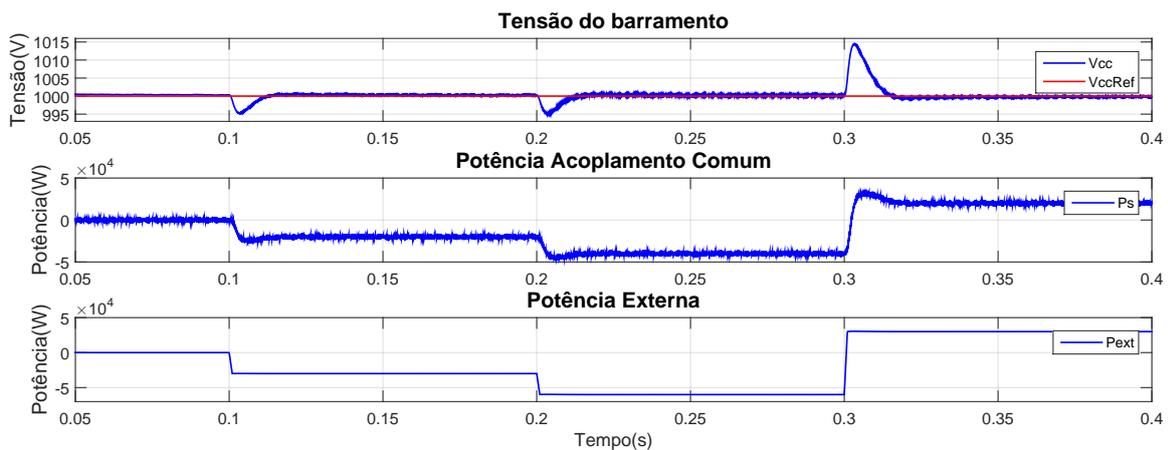


Figura 42: Tensão no barramento CC e potência consumida/gerada pelo conversor utilizando controlador IP.

Já a corrente que está sendo fornecida/consumida pelo conversor trifásico está ilustrada na Figura 43

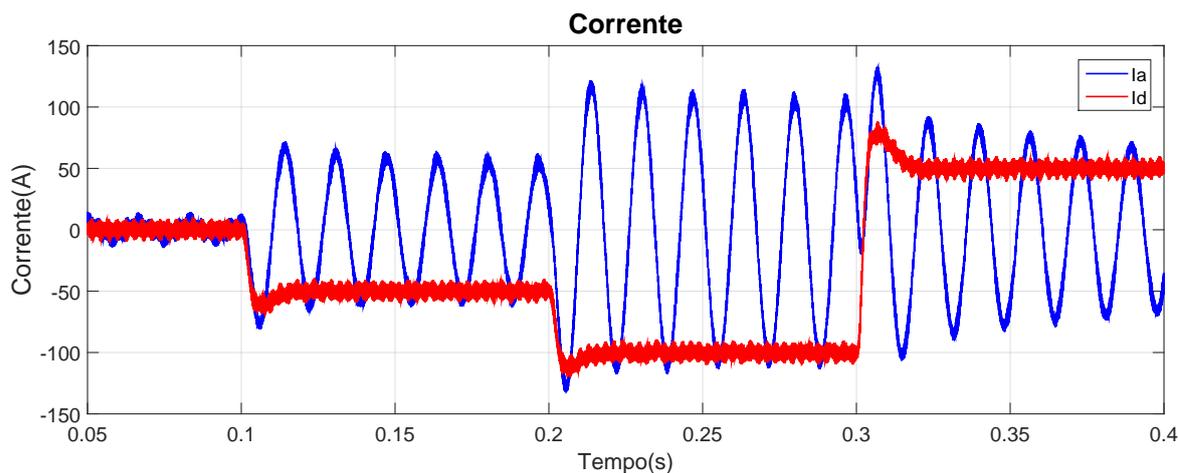


Figura 43: Gráfico da corrente que flui pelo ramo RL do conversor utilizando controlador IP.

3.4.4 COMPARAÇÃO DOS CONTROLADORES

Em posse das funções de transferência obtidas, é possível realizar um comparativo entre as respostas de cada tipo de controle. Esta comparação é vista na Figura 44

Pela Figura 44, nota-se que o controlador puramente proporcional não tem sobressinal, pois sua função de transferência em resposta a uma entrada de referência é de primeira ordem. Contudo, a resposta do mesmo tipo de controle ao distúrbio permanece com erro em estado permanente. Já o controlador PI possui sobressinal, desse modo o controle é mais demorado, necessitando maior esforço de controle. E ainda o distúrbio requer do controlador um esforço considerável, mesmo que ele seja cancelado em estado permanente. Por fim, o controle IP mostra-se mais lento que os outros dois tipos de controle, entretanto, não apresenta sobressinal em resposta ao degrau, além de ser capaz de cancelar o distúrbio em estado permanente com a mesma velocidade que o PI.

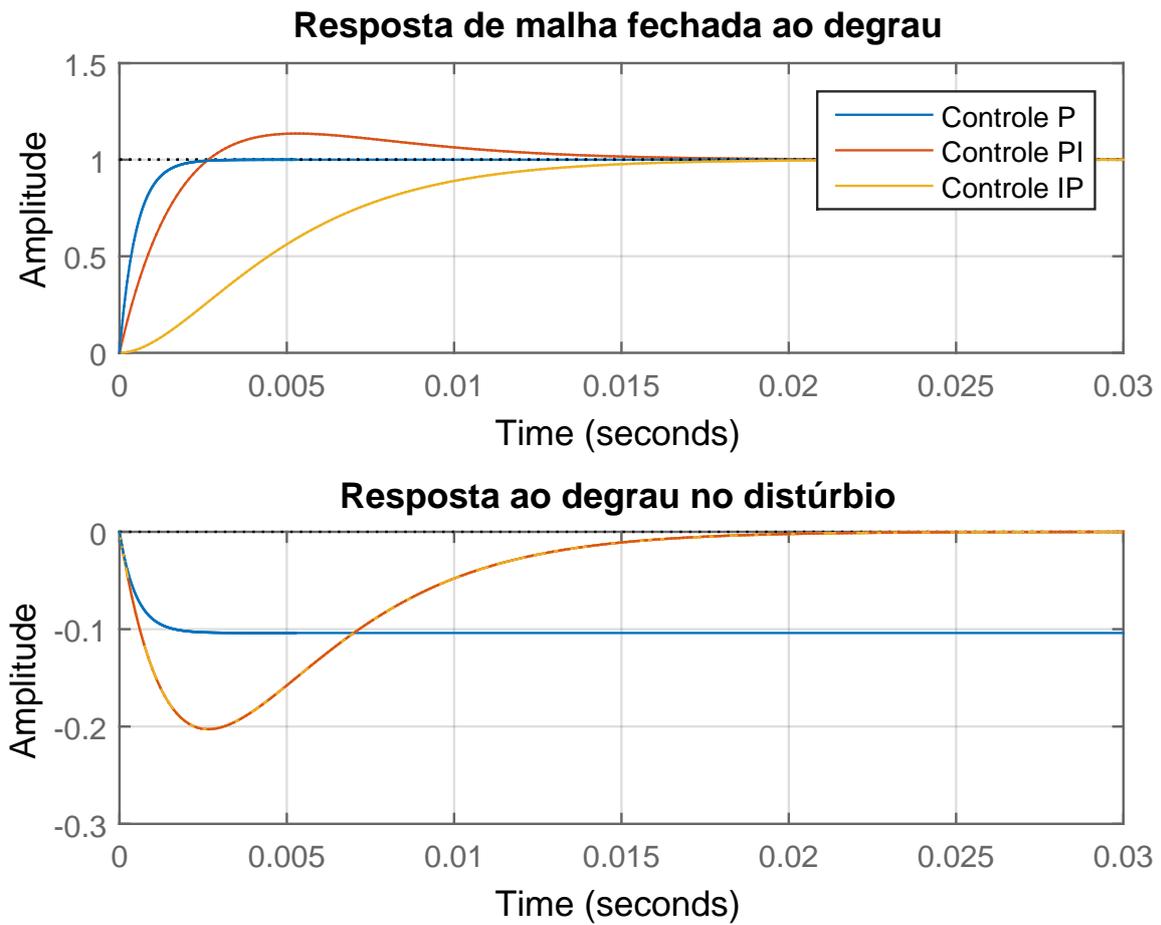


Figura 44: Gráfico comparativo das respostas ao degrau em relação ao controle da tensão no barramento CC.

4 CONCLUSÕES FINAIS

O principal foco deste trabalho foi estudar, avaliar via simulação e comparar diversos tipos de controle aplicados em um conversor fonte de tensão. O qual pode ser utilizado eficientemente como base para uma estrutura flexível que interconecta/integra um sistema de geração de energia a uma rede secundária de energia elétrica. Esta sincronização com a rede é propícia à variações de níveis de tensão e corrente, então faz-se necessário projetos de controladores capazes de reagir rapidamente a essas oscilações.

Para esses estudos, foram apresentados a estrutura básica, os modelos e aproximações utilizadas, além do sistema utilizado para projeto de diversos controladores de um conversor meia ponte. Além disso, apresentou-se métodos de controle para o conversor de potência trifásico, onde comumente utiliza-se formas de onda senoidais.

Como primeira análise, projetou-se o controlador para um conversor meia ponte CC/CC. Para tal, utilizou-se três métodos para calcular os ganhos do controlador a ser aplicado, sendo eles: *Cancelamento de polos e zeros*, *Alocação de polos* e o *Compensador IP*. De acordo com as especificações da planta utilizada, pôde-se notar através dos resultados de simulações que o compensador de melhor comportamento foi o compensador IP, visto que sua resposta em relação ao distúrbio fora a de melhor qualidade.

Com um novo objetivo, agora o de controlar um conversor que CC/CA, fez-se necessário o projeto de um novo tipo de controlador, já que o PI utilizado para o outro conversor não era suficiente para eliminar os erros de fase e amplitude em estado permanente da nova entrada de referência, agora senoidal. Uma solução encontrada foi acrescentar um termo ressonante no denominador do controlador para que este fosse capaz de rastrear a referência, o que se mostrou eficaz.

Visando o projeto de controle de um conversor trifásico, o tipo de controle citado no parágrafo acima seria suficiente, se não fosse pelo excessivo esforço computacional causado por transformações senoidais. Então, para minimizar essa dificuldade, utilizou-se a transformação abc/dq . Dessa forma passou-se a trabalhar com componentes contí-

nuas, onde os mesmos tipos controle utilizados para o conversor meia ponte CC/CC pudessem ser novamente utilizados.

Por fim, direcionou-se o trabalho para o controle do barramento CC, já que anteriormente estava sendo utilizada uma fonte com valor de tensão fixo, o que não acontece na prática. Comumente, o lado CC do conversor é interfaceado com uma fonte de potência externa através do barramento CC. Esta fonte pode ser variável, então faz-se necessário o controle do barramento para definir a quantidade de corrente a ser fornecida ou consumida pelo conversor. Dentre os possíveis controladores testados, inclui-se o *proporcional*, o *proporcional-integral* e o *compensador IP*. De acordo com os resultados de simulações, o primeiro não foi capaz de corrigir o erro de amplitude em estado permanente devido à resistência intrínseca do indutor do ramo *RL*. Já o PI, foi capaz de rastrear o valor de referência apesar do sobressinal. O mesmo ocorre com o IP, entretanto a resposta deste é mais amortecida e com isso não possui sobressinal. Então pode-se concluir que ambos podem ser utilizados para anular o erro de estado permanente.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, P. M. et al. Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy*, Elsevier, v. 76, p. 662–669, 2015.
- ALMEIDA, P. M. et al. Improvement of pv grid-tied inverters operation under asymmetrical fault conditions. *Solar Energy*, Elsevier, v. 133, p. 363–371, 2016.
- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados a Rede Elétrica de Distribuição*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ALMEIDA, P. M. de et al. Projeto dos controladores de um conversor vsc usado para conectar um sistema de geracao fotovoltaicoa rede elétrica.
- ASTROM, K. J.; MURRAY, R. M. Feedback systems. *An Introduction for Scientists and Engineers*, Princeton, 2008.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer-controlled systems: theory and design*. : Courier Corporation, 2013.
- BARBOSA, A. Geração distribuída: Vantagens e desvantagens. In: *II SIMPÓSIO DE ESTUDOS E PESQUISAS EM CIÊNCIAS AMBIENTAIS NA AMAZÔNIA*. 2013.
- BARKER, P. P.; MELLO, R. W. D. Determining the impact of distributed generation on power systems. i. radial distribution systems. In: IEEE. *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*. 2000. v. 3, p. 1645–1656.
- BOSE, B. K. *Power electronics and motor drives: advances and trends*. : Academic press, 2010.
- BOTTERÓN, F. *Controladores Discretos de Tensão Baseados no Princípio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifásicos PWM*. Tese (Doutorado) — Ph. D. dissertation, Universidade Federal de Santa Maria?GEPOC, Santa Maria, Brazil, 2005.
- CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. *IEEE Transactions on energy conversion*, IEEE, v. 19, n. 4, p. 764–773, 2004.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern control systems*. Pearson (Addison-Wesley), 1998.

FOGLI, G. A. *INTEGRAÇÃO DE UM GRUPO MOTOR GERADOR DIESEL EM UMA REDE SECUNDÁRIA DE DISTRIBUIÇÃO ATRAVÉS DE UM CONVERSOR ESTÁTICO FONTE DE TENSÃO*. Dissertação (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

GOLDEMBERG, J.; LUCON, O. Energia e meio ambiente no brasil. *Estudos avançados*, SciELO Brasil, v. 21, n. 59, p. 7–20, 2007.

GONÇALVES, O. D.; ALMEIDA, I. P. S. de. A energia nuclear. *Ciência Hoje*, v. 37, n. 220, 2005.

HART, D. W. *Electrónica de potencia*. : Pearson Educación, SA, 2001.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. : John Wiley & Sons, 2003.

KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. : John Wiley & Sons, 2015.

OGATA, K.; MAYA, P. Á.; LEONARDI, F. *Engenharia de controle moderno*. : Prentice Hall, 2003.

RIBEIRO, V. D. *ANÁLISE TÉCNICO-ECONÔMICA DE UM SISTEMA HÍBRIDO DE GERAÇÃO NA REDE ELÉTRICA DA ILHA DO FUNDÃO*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.

RIM, C. T.; HU, D. Y.; CHO, G. H. Transformers as equivalent circuits for switches: general proofs and d-q transformation-based analyses. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 26, n. 4, p. 777–785, 1990.

ROSHAN, A. et al. A dq frame controller for a full-bridge single phase inverter used in small distributed power generation systems. In: IEEE. *APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 2007. p. 641–647.

SANTOS, F. A. C. M. dos; SANTOS, F. M. S. M. dos. Geração distribuída versus centralizada. *Millenium*, n. 35, 2016.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M. et al. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. : John Wiley & Sons, 2011.

TUNDISI, J. G. Exploração do potencial hidrelétrico da amazônia. *Estudos avançados*, SciELO Brasil, v. 21, n. 59, p. 109–117, 2007.

WILSON, T. G. The evolution of power electronics. *IEEE Transactions on Power electronics*, IEEE, v. 15, n. 3, p. 439–446, 2000.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. : IEEE Press., 2010.