

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1217

**ANÁLISE COMPARATIVA DO CONTROLE DE CORRENTE EM
REFERENCIAL ESTACIONÁRIO E SÍNCRONO EM UM CONVERSOR
TRIFÁSICO À TRÊS FIOS APLICADO A GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Israel Divan Lopes da Costa

DATA DA DEFESA: 18/12/2020



Análise Comparativa do Controle de Corrente em Referencial Estacionário e Síncrono em um Conversor Trifásico à Três Fios Aplicado a Geração Distribuída

Israel Divan Lopes da Costa

Dissertação de Mestrado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Morais
Coorientador: Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão

Belo Horizonte, Dezembro de 2020

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**ANÁLISE COMPARATIVA DO CONTROLE DE CORRENTE EM
REFERENCIAL ESTACIONÁRIO E SÍNCRONO EM UM
CONVERSOR TRIFÁSICO À TRÊS FIOS APLICADO A
GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Israel Divan Lopes da Costa

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais

Coorientador: Danilo Iglesias Brandão

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2020

C837a

Costa, Israel Divan Lopes da.

Análise comparativa do controle de corrente em referencial estacionário e síncrono em um conversor trifásico a três fios aplicado a geração distribuída [recurso eletrônico] / Israel Divan Lopes da Costa. - 2020.

1 recurso online (70 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais.

Coorientador: Danilo Iglesias Brandão.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 63-70.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 3. Conversores de corrente elétrica - Teses. I. Morais, Lenin Martins Ferreira. II. Brandão, Danilo Iglesias. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

Ficha catalográfica: Biblioteca Prof. Mário Werneck, Escola de Engenharia da UFMG

"Análise Comparativa do Controle de Corrente em Referencial Estacionário e Síncrono em um Conversor Trifásico À Três Fios Aplicado a Geração Distribuída"

Israel Divan Lopes da Costa

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de dezembro de 2020.

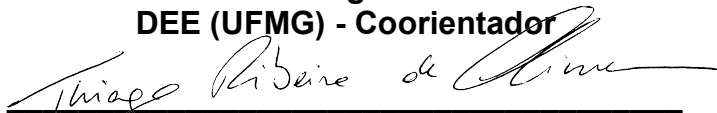
Por:



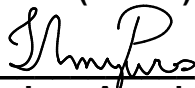
Prof. Dr. Lenín Martins Ferreira Morais
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão
DEE (UFMG) - Coorientador



Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG)

*”Porque Deus enviou o seu Filho ao mundo,
não para que condenasse o mundo, mas para
que o mundo fosse salvo por ele.”*
João 3:17

Agradecimentos

Agradeço a Deus em primeiro lugar, autor da vida e de toda ciência. Aos meus pais Halbert e Lilian pelo incondicional incentivo e amor e ao meu irmão Raphael que sempre foi um grande exemplo de dedicação, perseverança e parceria para mim. A minha esposa Patrícia pelo amor, paciência e compreensão nos momentos em que estive absorvido por este trabalho.

Agradeço a cada professor do PPGEE-UFMG, linha de Eletrônica de Potência, os quais tiveram um papel importantíssimo em meu aperfeiçoamento acadêmico e pessoal, em especial os professores Lenin Morais e Danilo Brandão, que desprenderam horas de seu precioso tempo na missão de orientar esse trabalho de pesquisa. Aos amigos que fiz nesta jornada, José Augusto e Bruna, que proporcionaram momentos de aprendizado mútuo durante as disciplinas de pós-graduação. Aos amigos do GEP, Wanner e Jonathan e do LCCE, Lucas, Igor e ao professor Victor Flores, por sempre estarem disponíveis e de bom grado a ajudar em dúvidas relacionadas ao setup experimental utilizado neste trabalho.

Agradeço também a minha pastora Jadiusa e aos amigos da 1ª Igreja do Evangelho Quadrangular em Ipatinga-MG, que sempre acreditaram e oraram por mim nesta jornada. Agradeço aos meus amigos da Sonora Soluções em Áudio, João Maia *Baiano*, Matheus e Ícaro Viana, que sempre foram um incentivo em minha caminhada acadêmica e profissional, sempre me instigando a ir mais fundo em busca do conhecimento. A todos estes meu muito obrigado.

Resumo

O crescimento da geração distribuída tem sido impulsionado pela expansão do setor solar fotovoltaico e eólico, que tem se destacado na composição da matriz energética mundial. No período de um ano, o número de conexões no Brasil mais que dobrou, segundo dados Associação Brasileira de Geração distribuída de 2019 e este número vem crescendo de forma exponencial. No contexto do gerador distribuído como unidade autônoma de processamento de energia elétrica, o campo da eletrônica de potência busca a melhoria contínua, com propostas de otimização em eficiência energética, densidade de potência e performance operacional. Logo, o presente trabalho de dissertação busca contribuir nesta temática, focado no conversor trifásico à três fios, conectado à rede, tendo perfil de aplicação voltado a geração distribuída. O trabalho propõe uma análise comparativa do controle de corrente do conversor, em três referenciais distintos, a saber, abc , $\alpha\beta$, dq . As discussões são construídas por meio da modelagem e controle, analisando estudos de caso baseados nas perturbações externas oriundas da rede c.a. mediante ferramenta de rigidez dinâmica, transitório e regime permanente, tomando por base indicadores de qualidade de energia (TDD) *Total Demand Distortion* e (THD) *Total Harmonic Distortion*, nas correntes sintetizadas pelo conversor, bem como, o custo computacional de implementação do controle nos três referenciais em plataforma experimental, em linguagem C e Assembly. Com base nos resultados, o trabalho busca apresentar o comportamento que um determinado referencial de controle pode trazer ao sistema como pontos positivos ou negativos no contexto de geração distribuída.

Palavras chave: *Geração Distribuída, Controle de Corrente, Rigidez Dinâmica.*

Abstract

The growth of distributed generation has been strongly driven by the expansion of the solar photovoltaic and wind sector, which has gained prominence in the composition of the world energy matrix. In a period of one year, the number of connections in Brazil has more than doubled, according to 2019 Brazilian Association of Generation distributed data, and this number has been growing exponentially. In the context of the distributed generator, as an autonomous electrical energy processing unit, the field of power electronics seeks continuous improvement, with proposals for optimization in energy efficiency, power density, and operational performance. Therefore, the present work of master's seeks to contribute in this thematic, focused on the three-phase three-wire converter, connected to the grid, having as *mission profile* distributed generation. The work proposes a comparative analysis of the current control, in three different references frames, as know, abc , $\alpha\beta$ and dq . The discussions are built through modeling and control, analyzing case studies based on external disturbances from the grid c.a. using a dynamic stiffness tool, a transient and steady-state, based on energy quality indicators (TDD) *Total Demand Distortion* and (THD) *Total Harmonic Distortion*, in the synthesized currents by the converter, and the computational cost of implementing the control in the three reference frames in an experimental platform, in C and Assembly language. Based on the results, the work seeks to present the behavior in a given reference, can bring to the system as positive or negative points in the context of distributed generation.

Keywords: *Distributed Generation, Current Control, Dynamic Stiffness*

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 O Gerador Distribuído	4
1.2.1 <i>Front-End</i> de Potência	4
1.3 Motivação e Objetivos	8
1.4 Metodologia	9
1.5 Organização Textual	9
2 Conversor de Interface com a Rede c.a. <i>CLR</i>	11
2.1 Estudo Sobre Conversores Conectados à Rede c.a.	12
2.1.1 Topologias Aplicadas ao CLR	12
2.1.2 Polo Chaveado e Técnicas de Modulação PWM	16
2.1.3 Filtro de Saída do Conversor L, LC e LCL	19
2.1.4 Estudo Sobre <i>PLL</i>	22
2.2 Considerações Finais	25

3	Modelagem e Controle <i>CLR</i>	26
3.1	Modelagem e Controle do Conversor Trifásico à Três fios Conectado à Rede c.a.	26
3.1.1	Controle em Coordenadas Naturais <i>abc</i>	29
3.1.2	Controle em Coordenadas Ortogonais Estacionárias $\alpha\beta$	30
3.1.3	Controle em Coordenadas Ortogonais Síncronas <i>dq</i>	31
3.2	Funções de Transferência em Malha Aberta para Projeto dos Controladores de Corrente	33
3.3	Análise de Desempenho dos Controles	34
3.3.1	Rigidez Dinâmica para o Conversor Controlado em Corrente	35
3.3.2	Análise de Rigidez Dinâmica Considerando Diferentes Referenciais de Controle - Caso Ilustrativo	37
3.4	Análise do Custo Computacional Considerando Diferentes Referenciais de Controle	39
3.5	Considerações Finais	42
4	Resultados Experimentais	43
4.1	Setup experimental utilizado	43
4.2	Resultados	46
4.2.1	Análise de Rigidez Dinâmica	46
4.2.2	Desbalanço Assimétrico	48
4.2.3	Análise Transitória	50
4.3	Estudos de Caso	50
4.3.1	Análise em Regime Permanente - Rede c.a. Ideal	50
4.3.2	Análise em Regime Permanente sob Rede c.a. Distorcida, sem e com compensação feedforward	52
4.3.3	Análise em Regime Permanente com Controlador Multi-Ressonante - Rede c.a. Distorcida	53
4.4	Custo Computacional em Plataforma DSP	55

4.5	Considerações Finais	57
5	Conclusão e Propostas de Continuidade	59
5.1	Conclusão	59
5.2	Propostas de Continuidade	61
	Referências Bibliográficas	63
	Anexos	70

Lista de Figuras

1.1	Crescimento da GD no Brasil em uma janela de um ano - Potência Instalada / Número de Conexões. Fonte: Associação Brasileira de Geração Distribuída (ABGD) [1].	2
1.2	Matriz Energética Brasileira 2018. Fonte: Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEólica) [2].	3
1.3	Configurações básicas de conexão de geradores distribuídos.	5
1.4	Esquema de Controle simplificado do CLR.	7
2.1	Diagrama em blocos de um conversor conectado à rede c.a.	12
2.2	Célula elementar (<i>Leg</i>) de construção do conversor tipo Fonte de Tensão. (a) 2 níveis. (b) 3 níveis NPC.	13
2.3	Topologias clássicas do conversor Fonte de Tensão de 2 níveis. (a) Configuração monofásica meia-ponte <i>Half-Bridge</i> . (b) Configuração monofásica em ponte completa <i>Full-Bridge</i> . (c) Configuração Trifásica à 3 fios. (d) Configuração Trifásica à 4 Fios <i>Split-Capacitor</i> . (e) Configuração trifásica à 4 Fios e 4 Braços.	14
2.4	Diagrama elementar de um conversor fotovoltaico não isolado, evidenciando o fenômeno de circulação de correntes de modo comum entre a rede c.a. e a estrutura de sustentação do painel.	15
2.5	Sistema de geração eólico baseado na tecnologia PMSG.	16

2.6	(a) Polo chaveado representativo. (b) Aproximação do polo chaveado através da topologia 2 níveis meia-ponte. (c) Forma de onda característica presente nos terminais de saída do polo chaveado. Fonte: Adaptado [3]. . .	17
2.7	(a) Representação da modulação SPWM em um ciclo. (b) Função de chaveamento aplicada à chave $S1$, fig. 2.6. (c) Função de chaveamento aplicada à chave $S2$, fig. 2.6.	18
2.8	(a) Realização do modulador SVPWM através da injeção de tensão de sequência zero. (b) Representação do conversor CLR 2 níveis, trifásico à três fios, objeto de estudo deste trabalho.	19
2.9	(a) Formas de onda características no modulador SVPWM. (b) Componente de sequência zero - Equação 2.2, somada aos sinais modulantes de referência. (c) Realização do SVPWM por coordenadas espaciais.	20
2.10	(a) Conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a. via filtro L. (b) Conversor conectado à rede c.a. via filtro LC. (c) Conversor conectado à rede c.a. via filtro LCL.	21
2.11	Diagrama em blocos simplificado SRF-PLL. Fonte: [4].	24
2.12	(a) Diagrama em blocos simplificado DDSRF-PLL. (b) Célula de desacoplamento. Fonte: [4].	24
3.1	Circuito equivalente de um conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a., considerando $Z_g = 0\Omega$, $v_{abc} = e_{abc}$. (a) Modelo do sistema de potência. (b) Modelo do conversor.	27
3.2	Representação gráfica da transformação de Clarke $\alpha\beta$	30
3.3	Representação gráfica da transformação de Park dq	32
3.4	Controle de corrente em plataforma DSP do conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a. (a) Referencial natural abc . (b) Referencial ortogonal estacionário $\alpha\beta$. (c) Referencial ortogonal síncrono dq	34
3.5	Diagrama de controle generalizado do conversor controlado em corrente. . .	36

3.6	Análise de Rigidez Dinâmica. (a) Referenciais estacionários $abc/\alpha\beta$ com controlador PR. (b) Referencial Síncrono dq com controlador PI.	38
4.1	Diagrama esquemático do <i>setup</i> utilizado.	45
4.2	Setup Experimental (a) Identificação dos blocos constituintes. (b)Vista externa em operação.	45
4.3	Validação experimental da curva de rigidez dinâmica para o controle de corrente nos referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq	47
4.4	Análise fasorial do desbalanço assimétrico para $i_x^* = 0$ - Fluke 435. (a) abc (b) $\alpha\beta$ (c) dq . Valores RMS.	49
4.5	Análise fasorial do desbalanço assimétrico para $i_x^* = 11A$ - Fluke 435. (a) abc (b) $\alpha\beta$ (c) dq . Valores RMS.	49
4.6	Análise transitória sob condições senoidais ideais, sem ação feedforward. (a) $abc-PR$. (b) $\alpha\beta-PR$. $dq-PI$	51
4.7	Estudos de Caso. (a) E.1 $abc-PR fund.$ (b) F $abc-PR fund. +5^\circ +7^\circ$. (c) E.1 $\alpha\beta-PR fund.$ (d) F $\alpha\beta-PR fund. +5^\circ +7^\circ$. (e) E.1 $dq-PI$. (f) F $dq-PI+6^\circ Ressonante$	54
4.8	Tempo de processamento do controle de corrente em plataforma DSP . (a) Referencial natural abc . (b) Referencial estacionário $\alpha\beta$. (c) Referencial síncrono dq	57

Lista de Tabelas

3.1	Custo Computacional baseado no número de operações algébricas e trigonométricas.	42
4.1	Parâmetros do Setup Experimental.	44
4.2	Comparação das funções de rigidez dinâmica teóricas e experimentais (Ω).	48
4.3	Componentes de Perturbação das correntes para $i_x^* = 0$ em função do afundamento assimétrico.	49
4.4	Casos de Estudo em setup experimental - Distorção Total por Demanda TDD(%)	55
4.5	Custo Computacional medido - % do Período de Amostragem	56

Nomeclatura

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ABGD	Associação Brasileira de Geração Distribuída
BAR1	Barramento de conexão entre conversor e fonte programável - setup experimental
CLF	Conversor Lado da Fonte
CLR	Conversor Lado da Rede
DFIG	"Doubly-Fed Induction Generator"Gerador de Indução Duplamente Alimentado
DS	Função de Rigidez Dinâmica
DTC	"Direct Torque Control-Control de Torque Direto
FOC	"Field Oriented Control-Control por Orientação de Campo
GD	Gerador Distribuído
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MSC	Machine Side Converter
NPC	Neutral Point Clamped
PCC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator"Gerador Síncrono de Imã Permanente
PR	Controlador Proporcional Ressonante
ProGD	Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica

PV	”Photovoltaic-Sistema Fotovoltaico
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sine Pulse Width Modulation
STATCOM	Static Synchronous Compensator
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
TDD	Total Demand Distortion
THD	Total Harmonic Distortion
abc	Referência ao sistema trifásico em coordenadas naturais
$\alpha\beta$	Coordenadas alpha-beta - plano ortogonal girante
dq	Coordenadas eixo direto e quadratura - plano ortogonal síncrono
p.u.	Sistema por unidade
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
f_{grid}	Frequência da rede c.a. (Hertz)
ω	Frequência da rede c.a. (radianos)
Θ	Fase (Posição Angular) do fasor de sequência positiva do grid c.a.
L_f	Indutância filtro de saída conversor em Henry
C_f	Capacitância filtro de saída conversor em Faraday
C_{dc}	Capacitância barramento c.c. conversor em Faraday
e_{abc}	Tensão trifásica da rede c.a.
v_{abc}	Tensão trifásica do PCC
Z_g	Impedância da rede c.a. em Ohms
i_x	Correntes abc sintetizadas pelo conversor
V_{DC}	Tensão do barramento c.c. do conversor
v_X	Tensão abc sintetizada nos terminais do conversor
v_x	Tensão abc no barramento de conexão conversor-rede c.a.
i_x^*	Referências de corrente $abc, \alpha\beta, dq$ aplicadas à malha de corrente

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo contextualiza o tema proposto dentro da linha de pesquisa, apresentando a motivação, objetivos iniciais, metodologia empregada na concepção da pesquisa e o modelo de estruturação do documento.

1.1 Contextualização

As pesquisas na linha de geração distribuída (GD), e fontes alternativas e renováveis de geração de energia elétrica introduziram as primeiras contribuições científicas há mais de 30 anos, [5, 6], onde a grande motivação se relaciona à crescente demanda global por energia elétrica, impulsionada pelo crescimento econômico e industrial. Em uma janela de 28 anos anualmente atualizada pela empresa Enerdata, especialista em análise e modelos de mercados globais de energia, vinculada a plataforma *Global Energy Statistical Yearbook*, o consumo global de energia elétrica mais que dobrou desde 1990, de aproximadamente 10000 TWh para mais de 20000 TWh, onde destaca-se também um aumento de 3,5% apenas no ano de 2018 [7].

O desenvolvimento tecnológico, principalmente na indústria de semicondutores, queda no custo de produção e novas políticas de incentivo viabilizaram a inserção massiva de novas fontes de geração de energia elétrica na matriz energética mundial, mudando o perfil clássico de geração centralizada, comumente atrelada a grandes plantas térmicas e

hidroelétricas para o modelo de inserção de novas fontes alternativas de geração como solar fotovoltaica, eólica, células de combustível, microturbinas - *micro-hydropower*, energia maremotriz, etc, cooperando em parte, para a diminuição do impacto ambiental que o sistema de geração centralizado representa, aumentando a flexibilidade e confiabilidade do sistema elétrico de potência. No último ano a produção eólica e solar fotovoltaica no mix global de energia aumentou 0,8 pts, representando um aumento adicional de mais de 30% na produção de energia neste ano (16% para energia solar e 15% para energia eólica) [7].

No Brasil, a Resolução normativa da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), nº 482/2012 foi uma das políticas precursoras na normatização da geração distribuída em solo nacional, abordando sistema de créditos compensáveis, tarifas e regulamentação dos incentivos [8]. A figura 1.1 evidencia o crescimento da Geração Distribuída no Brasil em uma janela de um ano, entre os meses de novembro de 2019 e novembro de 2020. Grande parte deste crescimento se relaciona a melhoria nas políticas de incentivo e normatização por parte da ANEEL, com a resolução nº687/2015 e a criação do Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica (ProGD), no ano de 2015. Segundo

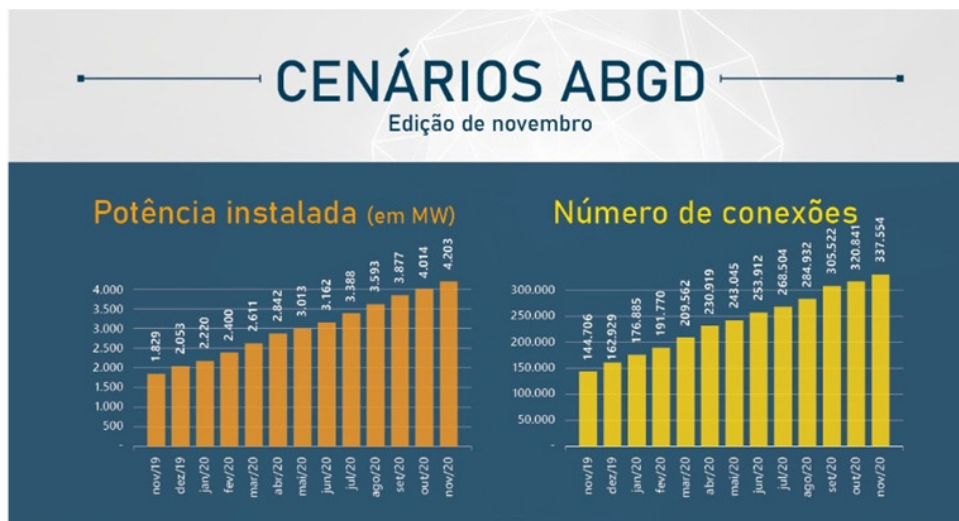


Figura 1.1: Crescimento da GD no Brasil em uma janela de um ano - Potência Instalada / Número de Conexões. Fonte: Associação Brasileira de Geração Distribuída (ABGD) [1].

dados da ANEEL de julho de 2019, o Brasil ultrapassou a marca de 1 GW de potência instalada em micro e minigeração distribuída de energia elétrica, onde a fonte mais utilizada pelos consumidores brasileiros, agora também denominados prossumidores, foi a solar fotovoltaica, com 82,6 mil micro (potência instalada de até 75 kW) e mini (potência instalada acima de 75 kW e menor ou igual a 5 MW) usinas com cerca de 870 MW de potência instalada total [9].

No contexto da geração eólica a Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEólica), aponta dados de 14,71 GW de potência eólica instalada em solo nacional ao término de 2018, figura 1.2, com um total de 583 usinas em operação, sendo estas em sua maioria instaladas nas regiões norte e nordeste do país. Os empreendimentos contemplaram 75 novos parques eólicos, totalizando uma expansão de 1,94 GW de capacidade instalada em relação ao ano anterior [2].

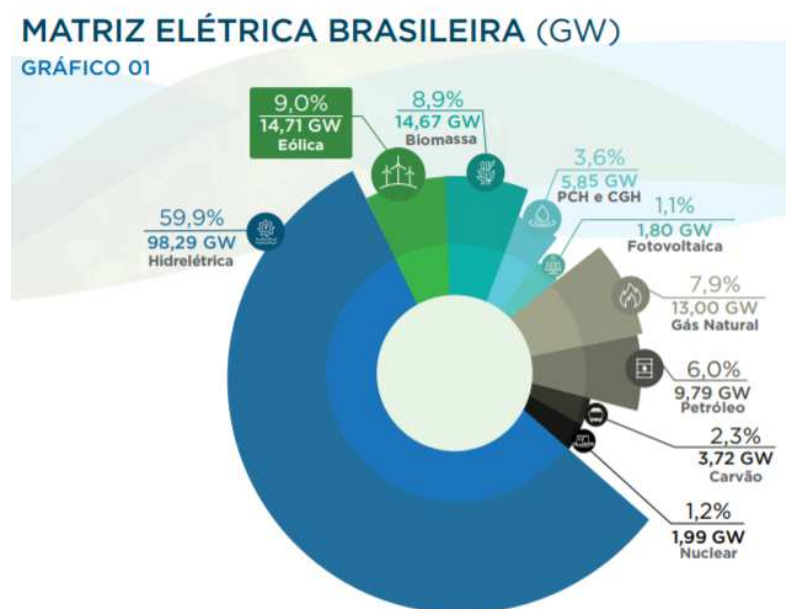


Figura 1.2: Matriz Energética Brasileira 2018. Fonte: Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEólica) [2].

1.2 O Gerador Distribuído

O termo gerador distribuído faz referência ao conjunto fonte renovável mais interface eletrônica de potência alocado em algum ponto do sistema elétrico de potência, podendo estar localizados em proximidade com as cargas e o consumidor final, no caso de sistemas de pequeno e médio porte, ou não, como em sistemas de grande porte *on/offshore*, sendo estes mais expressivamente baseados nas tecnologias solar fotovoltaica e eólica. Em sistemas de geração distribuída desconectados do grid c.a., *off-grid*, a modularização das unidades geradoras e a proximidade com as cargas representam uma resposta interessante aos desafios de eletrificação de áreas remotas e com condições geográficas desfavoráveis à geração convencional centralizada. Já em sistemas conectados, *on-grid*, as unidades de geração distribuída podem contribuir para confiabilidade e qualidade de energia para operações vinculadas à rede de distribuição [10], pois estas garantirão não apenas injeção de potência ativa mas poderão oferecer maior suportabilidade ao grid c.a. com serviços ancilares, como compensação seletiva de harmônicos, [11], e circulação de reativo.

Quando associados a uma microrede inteligente, *microgrid*, os geradores distribuídos poderão assumir um comportamento cooperativo entre si e um sistema de monitoramento e controle, operando de maneira totalmente gerenciável, permitindo também mudança nas estratégias de controle a fim de tornar a microrede operacional em condições desconectadas, *islanding*, do sistema elétrico, por falta ou manutenção programada deste, garantindo operacionalidade de cargas locais conectadas ao sistema integrado da microrede. A estrutura convencional de inserção de um gerador distribuído está demonstrada na figura 1.3, onde são apresentados os sistemas de geração distribuída baseados em fontes renováveis mais comumente encontrados.

1.2.1 *Front-End* de Potência

A interface existente entre a fonte renovável e o sistema elétrico, é um *front-end* de potência [12], gerenciado por uma unidade de controle. Este *front-end* será responsá-

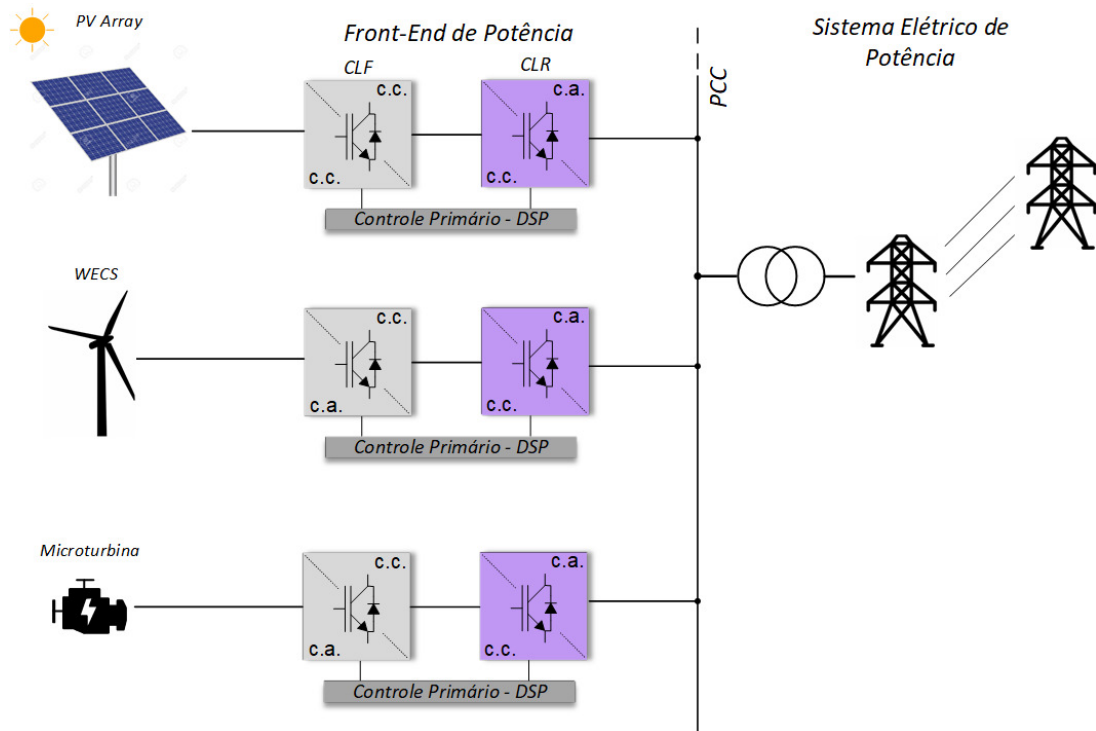


Figura 1.3: Configurações básicas de conexão de geradores distribuídos.

vel pelo condicionamento, maximização de eficiência na extração da energia gerada pela fonte renovável, (MPPT) *Maximum Power Point Tracking*, adequação de níveis de tensão, frequência, conversão c.c./c.a. ou c.a./c.c, serviços ancilares, proteção, ilhamento, sincronismo com a rede c.a, etc.

A interação entre o alimentador c.a. e uma fonte renovável comumente se dá em nível c.c./c.c./c.a. para sistemas onde a geração renovável se dá em corrente contínua como em sistemas solar fotovoltaicos, células de combustível e sistemas de armazenamento por baterias, e se dá em nível c.a./c.c./c.a. para sistemas de geração baseados em máquinas elétricas rotativas (eólico, microturbinas, volantes de inércia, etc). O funcionamento do sistema de geração dependerá de uma unidade de processamento de potência, baseado na interação de dois ou mais conversores eletrônicos, sendo o primeiro em interface com a fonte renovável, denominado neste trabalho por CLF, Conversor Lado da Fonte, e o segundo em interface com a rede c.a., denominado CLR, Conversor Lado da Rede. O fluxo de potência é bidirecional no conversor de interface com a rede c.a. CLR, que opera

nos modos retificador/inversor, e poderá ser bidirecional ou não no conversor de interface CLF, dependendo da natureza operacional da fonte de geração renovável. Introduzir aspectos do conversor CLR nesta sessão do trabalho está relacionado a generalização deste conversor com seu respectivo modo operacional que, em diferentes configurações de geradores distribuídos, independente da fonte renovável escolhida se replicam, de forma a não restringir as propostas de análise deste conversor apenas a sistemas de geração eólica ou fotovoltaica.

O controle do CLR no escopo deste trabalho será baseado na técnica em cascata tensão/corrente baseado em compensadores lineares proporcional-integral (PI) e proporcional-ressonante (PR). O estágio de potência será baseado na topologia fonte de tensão, de dois níveis, trifásica à três fios, demonstrado de maneira simplificada na figura 1.4, referido a uma fase, onde a malha mais externa ao conversor será responsável pela regulação do barramento c.c. em um nível de referência predefinido. O sinal de controle resultante desta malha, multiplicado por um sinal de síntese, proveniente de um algoritmo de sincronismo com a rede c.a., *phase locked loop* (PLL), formará uma referência senoidal para a malha de corrente do conversor. O controle de tensão do barramento c.c. é feito através do controle do fluxo de potência ativa entre o conversor e o ponto de acoplamento comum (PCC), alterando a referência da malha de corrente c.a., [13, 14]. A existência de geração de potência ativa pela fonte renovável provoca uma elevação de tensão sobre o barramento c.c. o que leva a unidade de controle a mudar o modo operacional do conversor, passando este para o modo inversor, onde a menos do balanço de energia de perdas e regulação do barramento c.c., todo o excedente de potência ativa é injetado na rede c.a. O mesmo princípio é válido para a inexistência de geração, onde a diminuição de tensão no barramento c.c. leva o controle operar o conversor no modo retificador, absorvendo potência ativa da rede c.a., a fim de manter o barramento c.c. em um valor de referência. Os blocos funcionais do CLR serão revisados no capítulo 2, e suas características operacionais, modelagem e proposta de controle nos referenciais natural abc , ortogonal estacionário $(\alpha\beta)$ e ortogonal síncrono dq para um sistema trifásico à três fios, no capítulo 3.

O conversor de interface CLF, pode apresentar diferentes topologias e perfis operaci-

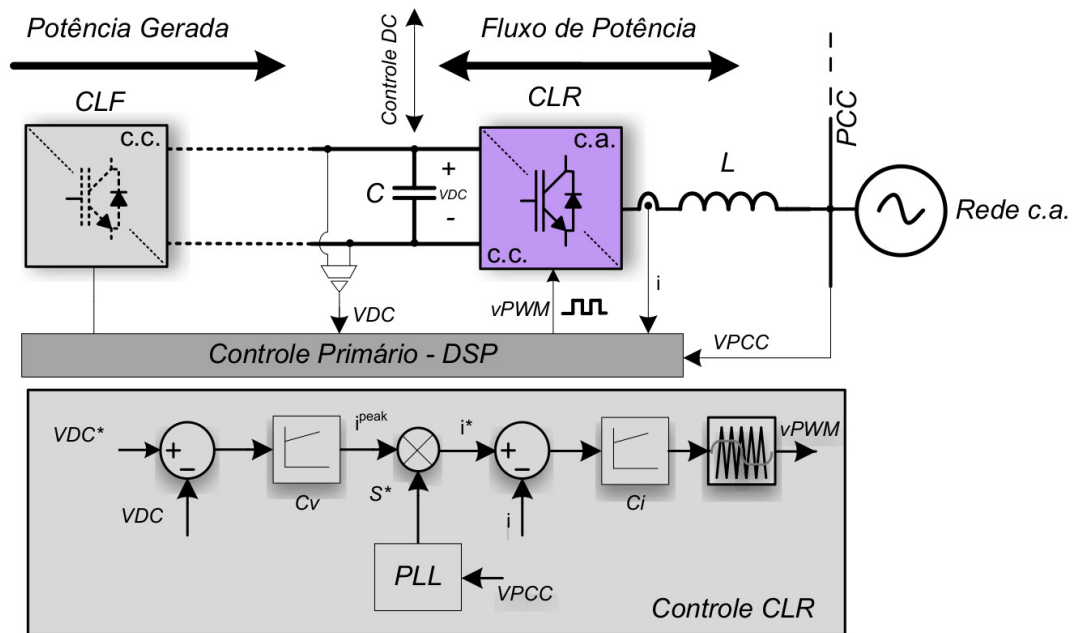


Figura 1.4: Esquema de Controle simplificado do CLR.

onais dependendo da característica da fonte renovável. Sistemas de geração baseado em tecnologia solar fotovoltaica, por serem de natureza unidirecional em fluxo de potência, utilizam comumente conversores *boost* e suas variantes multiníveis (*interleaved*), vinculados a uma ou mais estratégias MPPT, quando operando em sistemas com múltiplas *strings* de painéis. Em sistemas de geração renovável baseados em máquinas elétricas rotativas, sistemas eólicos em sua maioria, microturbinas, flywheel, etc, utilizam-se conversores do tipo fonte de tensão, *Voltage Source Converter* (VSC), trifásicos à três fios no modo inversor/retificador. O CLF neste contexto passa a ser identificado em literatura como (CLM) ou do inglês, *Machine Side Converter* (MSC), onde o controle do conversor, por exemplo, vincula controle de torque da máquina *Field Oriented Control* (FOC) ou *Direct Torque Control* (DTC), a uma estratégia de maximização de extração de potência da turbina eólica, via MPPT. Menos comuns e normalmente vistos em aerogeradores de baixa potência e custo estão os sistemas baseados no retificador trifásico não controlado + conversor *boost* [15].

1.3 Motivação e Objetivos

O objetivo principal deste trabalho está em propor uma análise comparativa voltada ao controle de corrente de um conversor trifásico à três fios. O controlador de corrente em um conversor eletrônico de potência é a malha mais interna a este, diretamente relacionada a resposta dinâmica e proteção [14]. Diversas técnicas de concepção desta malha de controle são propostas em literatura [16], estas baseadas em técnicas lineares ou não lineares, apresentando diferentes tipos de modelagem e/ou controladores, a fim de melhorar a estabilidade e desempenho do conversor.

Sistemas trifásicos a três ou quatro fios, como o sistema de conversão proposto para este trabalho, são comumente modelados e controlados em um sistema ortogonal síncrono (dq) ou ortogonal estacionário ($\alpha\beta$), que representam o sistema trifásico desacoplado em termos de suas variáveis e trazem certo grau de simplificação aos modelos. Contudo, apesar da complexidade relacionada ao acoplamento mútuo entre as fases, estes sistemas podem também ser modelados e controlados no referencial natural (abc), partindo de alguma estratégia de desacoplamento. Sobre estas três possibilidades de modelagem e concepção do controle de corrente para um conversor VSC trifásico, o principal objetivo deste trabalho é conceber e comparar o controle de corrente de um conversor trifásico à três fios, que tem por perfil de aplicação geração distribuída, nos três possíveis referenciais de análise de um sistema trifásico e, a partir das características de cada modelo, pontuar as particularidades que cada um agregará ao conversor em diferentes cenários de operação como regime permanente e transitório, desbalanço assimétrico e componentes harmônicas presentes no PCC, a partir da ferramenta de análise por rigidez dinâmica. Avalia-se também, o custo computacional envolvido na implementação do controle em função do número de operações algébricas e trigonométricas envolvidas bem como os tipos de controladores empregados. Como resultados do trabalho, busca-se apresentar o comportamento característico que a malha de corrente apresentará ao ser concebida em três referenciais distintos para diferentes cenários de operação do conversor, trazendo melhor compreensão sobre proposta de comparação dos referenciais trifásicos, evidenciando

qual estratégia apresentará os melhores resultados dentro do perfil operacional sugerido.

1.4 Metodologia

Baseado nos objetivos apresentados na seção anterior, as análises serão baseadas na modelagem analítica do VSC 2 níveis trifásico à três fios nos referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq , para um sistema de conversão conectado à rede elétrica. O controle de corrente é comparado nos três referenciais, em regime transitório e permanente em cima de quatro estudos de caso que exemplificam condições típicas de operação as quais o conversor estará submetido, além da análise das perturbações mediante a utilização da ferramenta de rigidez dinâmica. Por fim é proposta uma comparação baseada no custo computacional de implementação em plataforma experimental. Todas as comparações serão avaliadas inicialmente em simulação via plataforma MATLAB/Simulink e validadas experimentalmente através da bancada representativa do sistema de geração PMSG presente no Laboratório de Conversão e Controle da Energia (LCCE/DEE/UFMG).

1.5 Organização Textual

O texto da dissertação está estruturado em 5 capítulos. O capítulo 2 foca no conversor CLR, introduzindo aspectos de revisão teórica dos blocos funcionais do conversor. No capítulo 3 é proposta a modelagem e controle linear do conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a. em referencial abc , $\alpha\beta$ e dq , construído sobre os controladores lineares PI e PR, comparando os modelos levantados do ponto de vista das perturbações por desbalanço assimétrico e componentes harmônicas, validando as análises através da ferramenta de rigidez dinâmica. Este capítulo também investiga o custo computacional de cada técnica de implementação do controle de corrente baseado no número de operações algébricas e trigonométricas envolvidas na concepção do controle nos três referenciais distintos. No capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos através da bancada representativa em laboratório. O capítulo 5 apresenta as

conclusões e propostas de continuidade.

Capítulo 2

Conversor de Interface com a Rede c.a. *CLR*

Este capítulo propõe revisão teórica sobre o conversor CLR, apresentando os seus respectivos blocos construtivos de maneira conceitual. Essa abordagem não despreza a importância dos tais, mas não aprofunda-se em aspectos como a teoria de projeto de cada bloco funcional, o que fugiria ao escopo do trabalho proposto. As topologias mais usuais do tipo fonte de tensão são apresentadas em um contexto de geração solar fotovoltaica e eólica, o polo chaveado, técnicas de modulação por largura de pulsos, *Pulse Width Modulation* (PWM), filtro de saída e sincronismo com a rede c.a. proporcionado pelo (PLL) *Phase Locked Loop*.

Impulsionado pela forte ascensão de fontes renováveis como solar fotovoltaica e eólica, o número de unidades interligadas ao sistema elétrico de potência tem atingido um número expressivo, e isso tem motivado não apenas a expansão do sistema elétrico de potência e a inserção de novas políticas de normatização técnica voltadas ao segmento da geração distribuída, como avanços em pesquisa e desenvolvimento dos conversores eletrônicos, focando-se em maior, eficiência, densidade de potência e confiabilidade. A figura 2.1 demonstra um diagrama em blocos básico de um conversor conectado à rede elétrica.

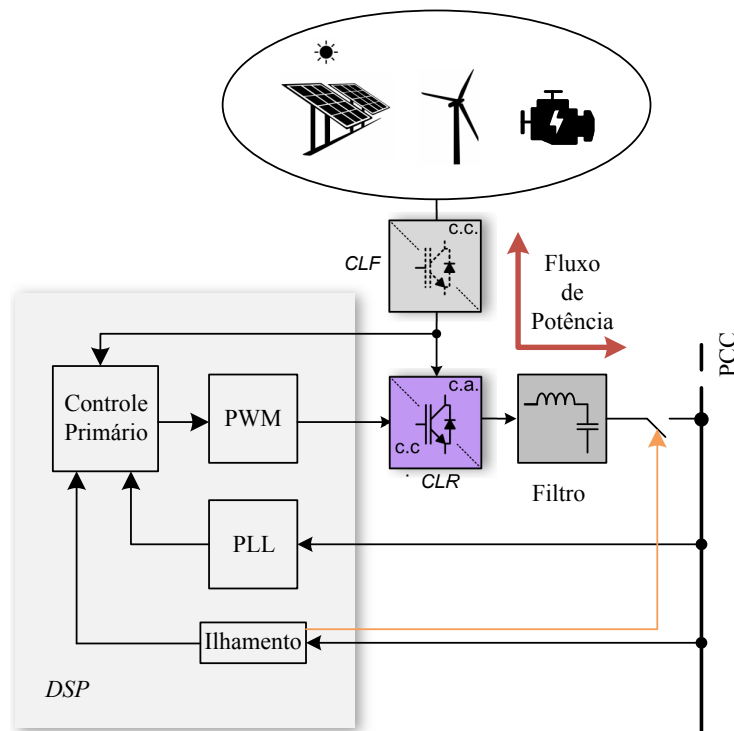


Figura 2.1: Diagrama em blocos de um conversor conectado à rede c.a.

2.1 Estudo Sobre Conversores Conectados à Rede c.a.

2.1.1 Topologias Aplicadas ao CLR

Na concepção de um gerador distribuído, o conversor CLR é a interface que permite estabelecer a conexão entre fonte renovável e o sistema elétrico de potência. Dentre os diferentes requerimentos demandados por cada tipo de fonte renovável, muitas contribuições propuseram topologias otimizadas para aplicações em sistemas de geração fotovoltaica e eólica, em sua maioria baseadas nas estruturas clássicas do tipo Fonte de Tensão de dois níveis Ponte-H (*H-Bridge*) e 3 níveis NPC (*Neutral Point Clamped*), para aplicações de baixa e média tensão. A figura 2.2 demonstra o bloco elementar de construção de um conversor tipo Fonte de Tensão, formado por um conjunto de transistores IGBT *Insulated Gate Bipolar Transistor*, com diodos em anti-paralelo *Free Wheeling diode*, formando uma

célula bi-direcional em corrente, e que permite ao conversor estabelecer fluxo de potência em dois sentidos, entre o barramento c.c. e a carga c.a. conectada nos terminais de saída do conversor [17]. Cada célula (*Leg*) é responsável pela síntese de uma das fases do conversor.

A figura 2.3 demonstra as configurações clássicas de 2 níveis que podem ser generalizadas à topologia de 3 níveis NPC, neste caso exigindo-se uma configuração *split* do barramento c.c., como demonstrado nas figuras 2.3 (a) e 2.3 (b), em função do ponto central do conversor Np . O conversor NPC, dado a característica multinível, admite ainda maiores níveis de tensão de barramento uma vez que seus transistores precisam bloquear apenas metade da tensão c.c. de barramento do conversor. Apresenta também menor distorção harmônica, o que o torna interessante do ponto de vista de minimização do filtro de saída, melhorando aspectos de densidade de potência e eficiência [18]. Esta configuração exigirá ainda do ponto de vista de controle do conversor, uma estratégia de equalização da tensão c.c. nos dois ramos do barramento, mas que foge ao escopo das análises propostas neste trabalho.

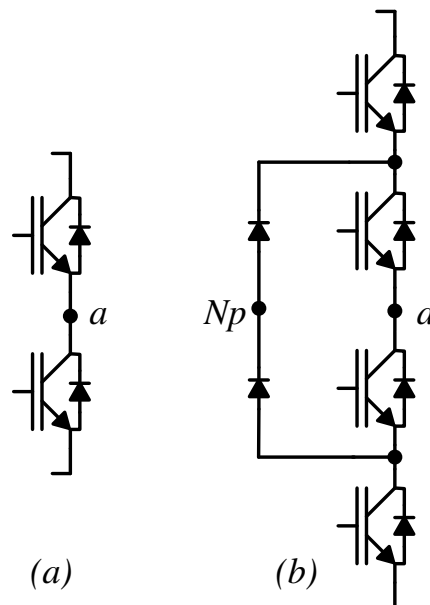


Figura 2.2: Célula elementar (*Leg*) de construção do conversor tipo Fonte de Tensão. (a) 2 níveis. (b) 3 níveis NPC.

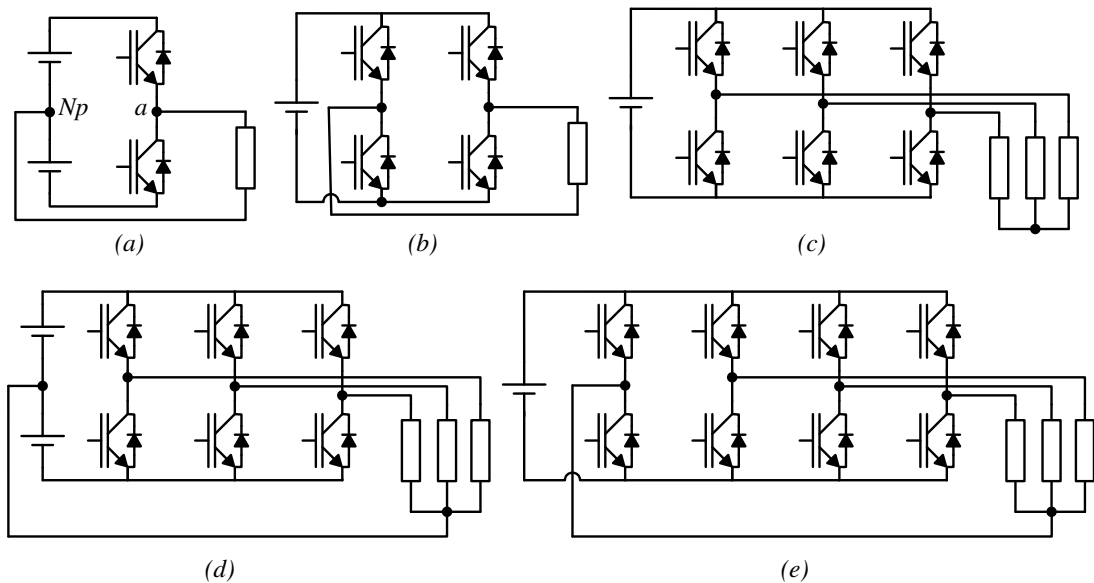


Figura 2.3: Topologias clássicas do conversor Fonte de Tensão de 2 níveis. (a) Configuração monofásica meia-ponte *Half-Bridge*. (b) Configuração monofásica em ponte completa *Full-Bridge*. (c) Configuração Trifásica à 3 fios. (d) Configuração Trifásica à 4 Fios *Split-Capacitor*. (e) Configuração trifásica à 4 Fios e 4 Braços.

É demonstrado em [13] uma compilação das topologias comerciais, (*SMA, Sunways, REFU, Ingeteam, etc.*) utilizadas em conversores fotovoltaicos não isolados, onde o array de painéis compartilha o mesmo referencial elétrico da rede c.a. Esta proposta que elimina o transformador de isolamento, seja de baixa ou alta frequência, contribui para um aumento da eficiência e densidade de potência do conversor [19] e tem grande expressividade na concepção de micro e mini inversores fotovoltaicos em aplicações residenciais.

Neste nicho de aplicação em específico, variações da topologia 2 níveis foram propostas com o intuito de mitigar a circulação de correntes de modo comum, (*leakage*), de alta frequência, que surgem dado a característica de modulação unipolar, empregada com o propósito de maximizar a eficiência do ponto de vista do filtro de saída do conversor [20], uma vez que o mesmo passa a ser submetido a uma tensão de 3 níveis (+Vcc, 0, -Vcc), diminuindo-se assim as perdas no núcleo do indutor de saída. Esta tensão de modo comum, que surge nos terminais do conversor, excitará circulação de corrente entre a estrutura metálica de sustentação do arranjo fotovoltaico e o referencial de aterramento

do sistema, figura 2.4. Isso ocorre dado a construção laminada do painel, que propicia a aparição de capacitâncias parasitas entre os terminais do dispositivo e sua estrutura de sustentação, e que apresenta valor variável em função da construção física do dispositivo e de condições climáticas as quais o mesmo esteja submetido [13], [21].

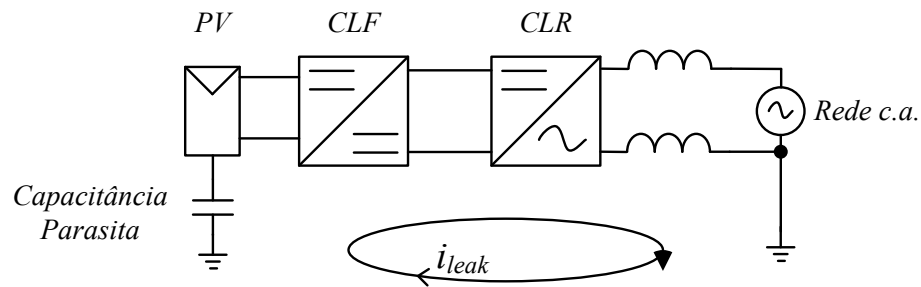


Figura 2.4: Diagrama elementar de um conversor fotovoltaico não isolado, evidenciando o fenômeno de circulação de correntes de modo comum entre a rede c.a. e a estrutura de sustentação do painel.

Em sistemas de geração baseados em energia eólica, seja nas configurações baseadas em tecnologia DFIG ou na máquina síncrona de ímãs permanentes PMSG, as topologias trifásicas fonte de tensão, de 2 e 3 níveis, em conversão indireta [13], tem maior projeção na usual configuração *back-to-back* (Enlace de Tensão) [3]. Nesta configuração, dois conversores partilham um mesmo barramento c.c., e permitem estabelecer fluxo de potência bi-direcional entre o gerador e a rede c.a. A figura 2.5, demonstra esta configuração baseado em um sistema eólico PMSG, onde o conversor deve ser capaz de sintetizar até 1 p.u. da potência produzida pela máquina elétrica.

Demais topologias baseadas em técnicas multiníveis foram propostas em literatura, construída sobre o cascadeamento de células 2 níveis, onde a menos da complexidade e custo, apresentam maior confiabilidade dado a possibilidade de implementação de técnicas de *bypass* em transistores ou células que apresentem falha durante operação [22, 23], com menores índices de distorção harmônica da tensão de saída sintetizada dado a característica multinível, simplificando o projeto do filtro de saída do conversor e apresentando maior flexibilidade em implementação para aplicações em alta tensão como transmissão de energia elétrica em corrente contínua (HVDC) *High Voltage Direct Current*, compensação síncrona (STATCOM) *Static Synchronous Compensator*, filtros ativos de potência, etc,

[24, 25, 26].

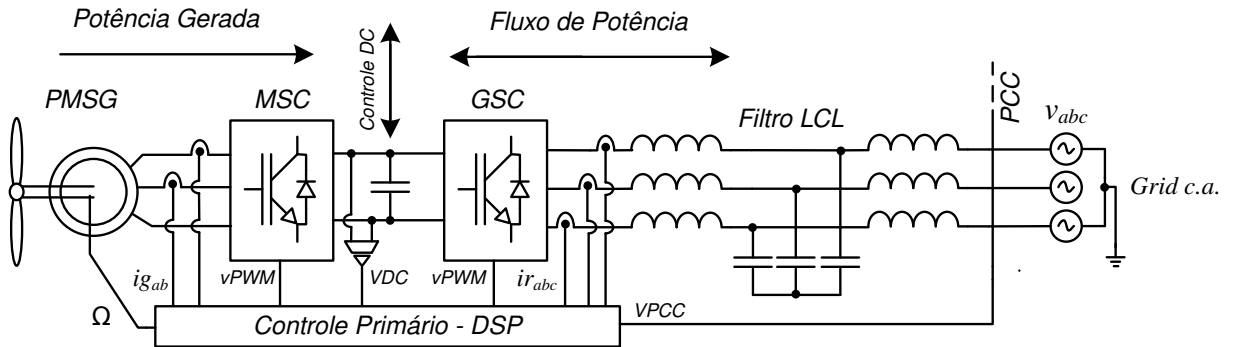


Figura 2.5: Sistema de geração eólico baseado na tecnologia PMSG.

2.1.2 Polo Chaveado e Técnicas de Modulação PWM

Um conversor chaveado c.c./c.c., c.c./c.a. ou c.a./c.c. em sua essência é um dispositivo eletrônico que opera apenas sob o regime de saturação *on* e corte *off*. Dado a sua característica intrínseca de operação, baseado na técnica de comutação forçada, utilizando modulação por largura de pulsos PWM, surge nos terminais do conversor uma tensão pulsada v_a , figura 2.6, cujo valor médio nos ciclos de chaveamento é equivalente ao valor desejado da tensão de referência que deseja-se sintetizar na saída (modulante), e que varia periodicamente em uma frequência inferior a frequência de comutação (portadora) dos dispositivos utilizados como chave [3]. Em um conversor c.c./c.a., onde em sua essência, a tensão de referência que deseja-se sintetizar-se nos terminais do conversor é uma senoide, esta técnica é conhecida por modulação SPWM ou PWM senoidal.

O conceito básico de operação da modulação PWM em um conversor 2 níveis é baseado na comparação entre uma forma de onda de referência, de baixa frequência, e uma onda triangular de alta frequência com amplitude normalizada entre $+V_{dc}$ e $-V_{dc}$, onde a saída desta operação de comparação, que transita entre dois níveis lógicos, é usada para chavear o braço do conversor, aplicando à carga uma tensão de 2 níveis, que varia entre $+V_{dc}$ e $-V_{dc}$. Este trem de pulsos aplicado à carga, Figura 2.6(c), tem como componente fundamental a forma de onda de referência (modulante), mas também incorpora uma série de harmônicos de alta frequência, oriundos do processo de chaveamento [27]. Na figura

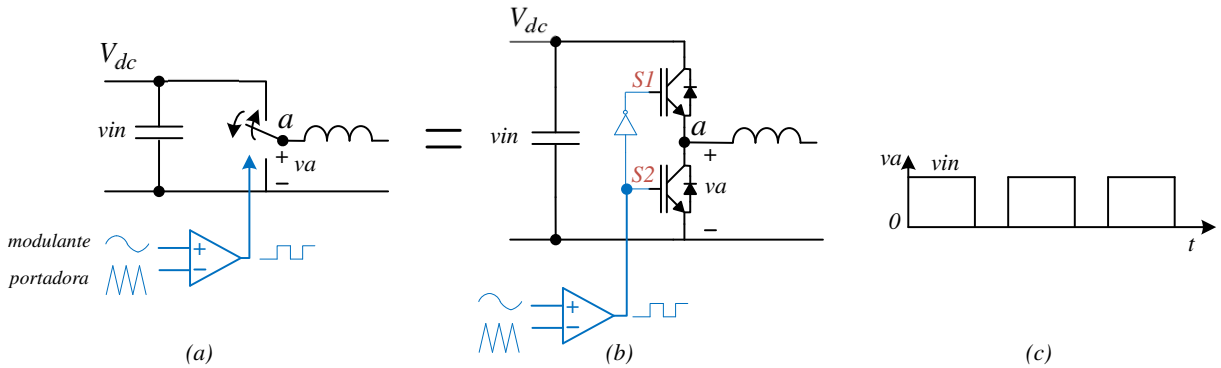


Figura 2.6: (a) Polo chaveado representativo. (b) Aproximação do polo chaveado através da topologia 2 níveis meia-ponte. (c) Forma de onda característica presente nos terminais de saída do polo chaveado. Fonte: Adaptado [3].

2.7 é representado a modulação SPWM em um ciclo, para uma tensão modulante com frequência igual a 60Hz e portadora igual a 600Hz, utilizando o método por amostragem natural *Naturally Sampled* [27]. No PWM por amostragem natural, oriundo de sistemas de controle em tempo contínuo [16], o chaveamento dos transistores se dá exatamente na interseção entre a tensão de referência e a portadora de alta frequência, tornando o modulador PWM de simples implementação, baseado em uma operação lógica de comparação.

Esta técnica contudo, apresenta como ponto negativo limitação no aproveitamento do barramento c.c., obrigando que esta tensão disponível seja de pelo menos o dobro do pico da tensão de fase c.a. que deseja-se sintetizar nos terminais do conversor [28], o que impacta em um maior custo no dimensionamento do conversor. Uma forma de quantificarmos o aproveitamento do barramento do conversor está no índice de modulação [29]. Este indicador que varia entre $0 \leq M_i \leq 1$ representa a tensão fundamental de saída do conversor normalizada pela tensão *six-step* ($v_{a_{six-step}} = 2V_{dc}/\pi$), no caso de um conversor trifásico, que é a tensão de fase fundamental máxima que o conversor pode sintetizar, operando em regime de onda quadrada. O índice de modulação, que é uma figura de mérito que queremos maximizar, é definido pela equação 2.1:

$$M_i = \frac{v_a}{v_{a_{six-step}}} \quad (2.1)$$

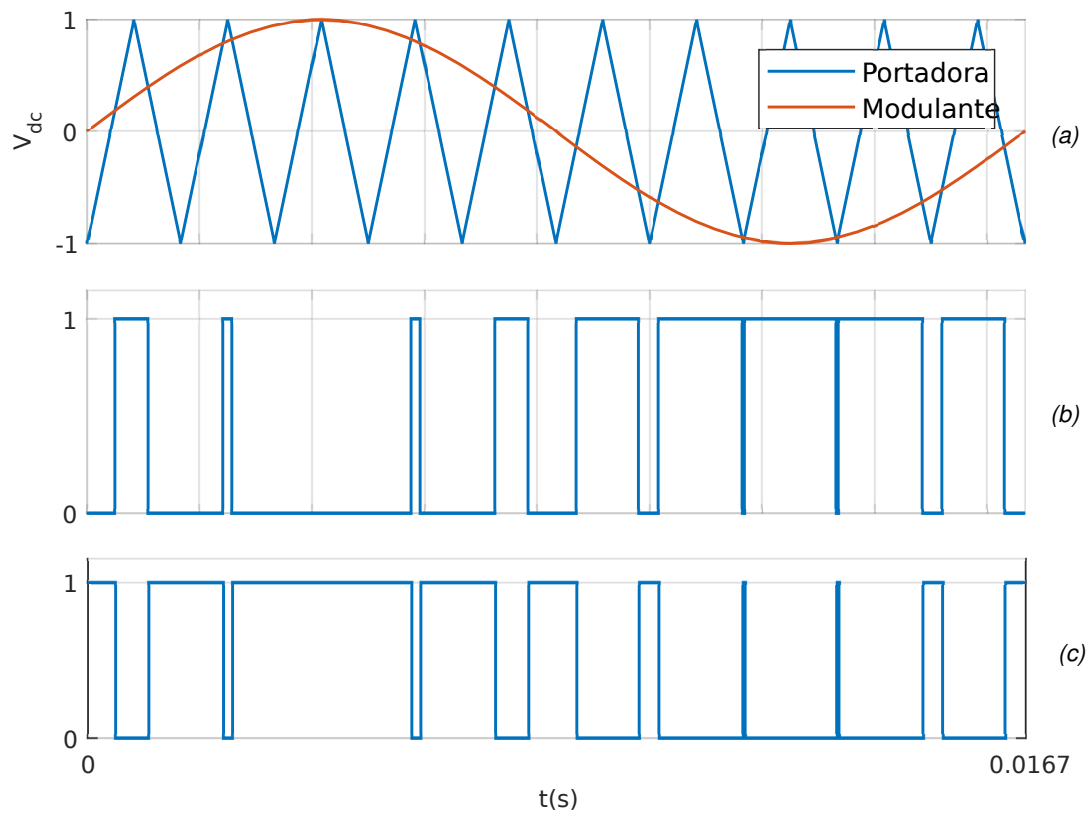


Figura 2.7: (a) Representação da modulação SPWM em um ciclo. (b) Função de chaveamento aplicada à chave $S1$, fig. 2.6. (c) Função de chaveamento aplicada à chave $S2$, fig. 2.6.

Como em modulação SPWM, a tensão máxima senoidal v_a atinge um valor igual a $+V_{dc}/2$, o índice de modulação máximo resultante é igual à 0.785. Uma maneira de contornar essa limitação inerente a modulação SPWM em conversores trifásicos à três fios, como o utilizado nas análises propostas por este trabalho, se dá através da técnica de PWM vetorial, ou *Space Vector PWM* (SVPWM), que permitem índices de modulação em até 0.907. A técnica de modulação por vetores espaciais é uma aproximação vetorial à técnica PWM para inversores trifásicos. Uma possível solução deste modulador consiste no método por injeção de terceira harmônica [27, 30], onde uma tensão de sequência zero ótima [30] é calculada, equação 2.2, e somada aos sinais modulantes senoidais, que posteriormente são comparadas a uma portadora triangular, análogo a modulação SPWM. Em [31] é comprovado que este método de solução é equivalente a solução por vetores espaciais demonstrada na figura 2.9(c).

Uma vez que a topologia a três fios não estabelece caminho de circulação de correntes de neutro, esta componente de sequência zero não circulará através da carga, mas garantirá um melhor aproveitamento do barramento c.c. do conversor uma vez que as tensões modulantes passam a assumir valor máximo teórico igual a $+V_{dc}/\sqrt{3}$. A figura 2.8(a) demonstra a realização do modulador SVPWM pelo método de portadora [30] e injeção de sequência zero, método este, utilizado em simulação e resultados experimentais deste trabalho. A figura 2.8(b) evidencia que a ausência de um caminho de circulação de corrente entre os pontos O e n , garante que esta tensão de sequência zero aplicada ao modulador não ocasione circulação de correntes de sequência zero através da carga.

$$V_{seq-zero} = -\frac{1}{2}(MAX[|v_{an}^*|, |v_{bn}^*|, |v_{cn}^*|] + MIN[|v_{an}^*|, |v_{bn}^*|, |v_{cn}^*|]) \quad (2.2)$$

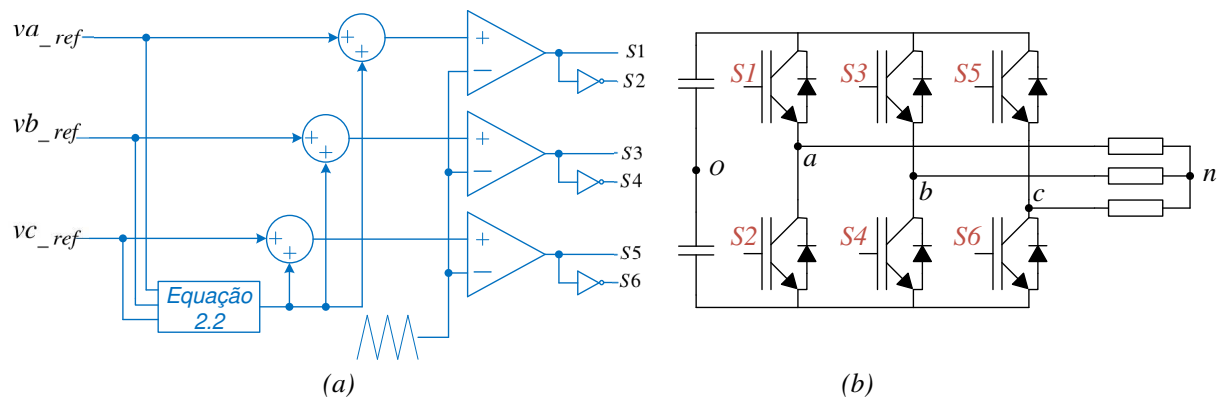


Figura 2.8: (a) Realização do modulador SVPWM através da injeção de tensão de sequência zero. (b) Representação do conversor CLR 2 níveis, trifásico à três fios, objeto de estudo deste trabalho.

Algumas contribuições no campo da modulação PWM foram propostas com o objetivo de otimizar-se a operação do conversor, buscando melhor aproveitamento do barramento c.c., menores índices de distorção harmônica, o que impacta diretamente no dimensionamento do filtro de saída, e menores perdas por chaveamento [32, 33, 34, 35].

2.1.3 Filtro de Saída do Conversor L, LC e LCL

Como evidenciado na sessão anterior, em sua essência, nos terminais do polo chaveado operando por comutação forçada PWM surgem além da componente de referência que

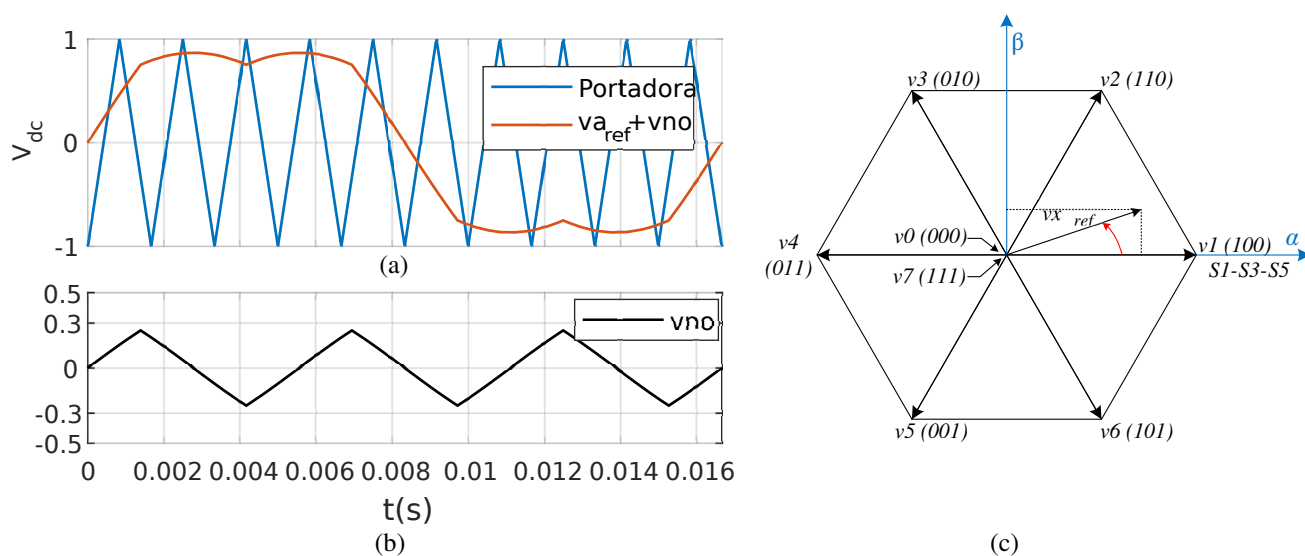


Figura 2.9: (a) Formas de onda características no modulador SVPWM. (b) Componente de sequência zero - Equação 2.2, somada aos sinais modulantes de referência. (c) Realização do SVPWM por coordenadas espaciais.

se deseja sintetizar, uma série de harmônicos de alta frequência, oriundos do processo de chaveamento. Diferente do contexto de aplicação em acionamentos elétricos, onde estas componentes harmônicas de alta frequência são atenuadas, dado as elevadas indutâncias estáticas da máquina sob acionamento, em operação conectada à rede elétrica, é mandatório que exista entre os terminais de saída do conversor e o ponto de acoplamento comum PCC um filtro de natureza passa-baixas. Isso ocorre pois em aplicações *on-grid*, as indutâncias de rede são muito baixas, exigindo-se assim que exista um caminho de alta impedância para as componentes harmônicas de chaveamento do conversor, do contrário estas poderiam excitar perdas razoavelmente elevadas em cabos e transformadores, além de disparar dispositivos de proteção presentes no sistema elétrico de potência. A presença de uma indutância de conexão relativamente elevada entre o conversor e a rede c.a. garante ainda que o mesmo tenha comportamento de fonte de corrente, benéfico para aplicações *on-grid* onde o conversor opera no modo seguidor de rede [36]. A figura 2.10 evidencia as três estruturas básicas de realização do filtro de saída de um conversor conectado à rede c.a.

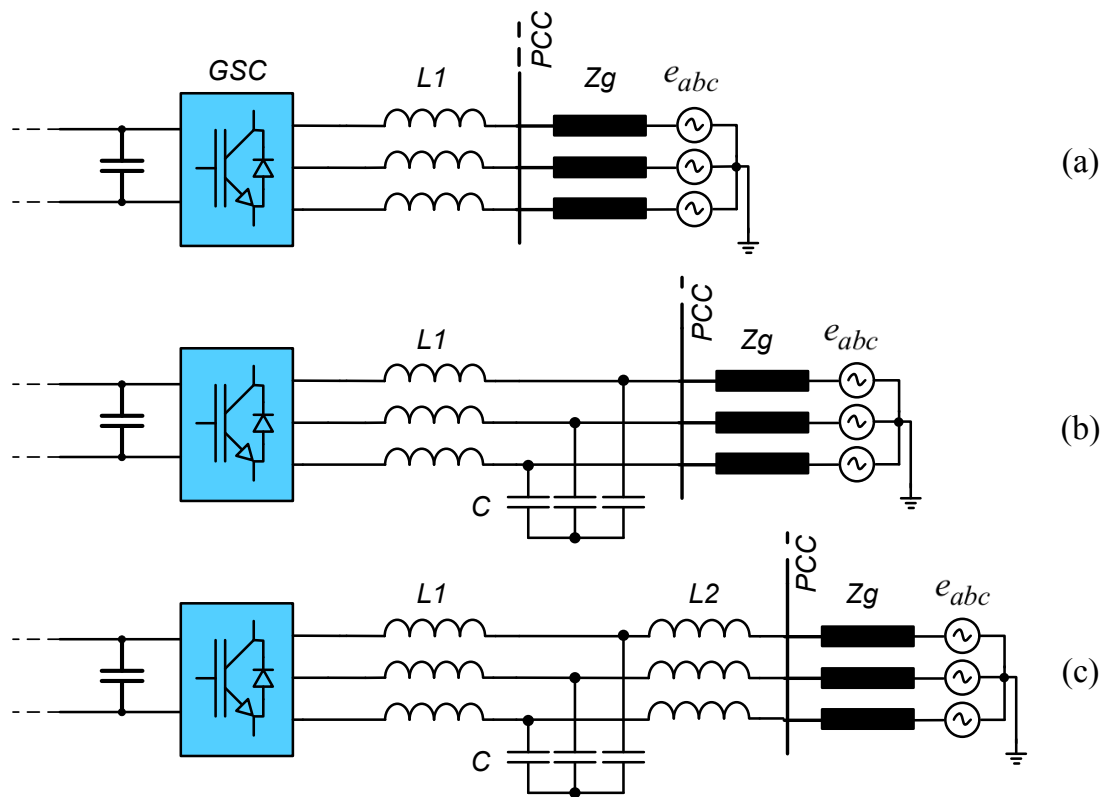


Figura 2.10: (a) Conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a. via filtro L . (b) Conversor conectado à rede c.a. via filtro LC . (c) Conversor conectado à rede c.a. via filtro LCL .

A opção baseada no filtro L , figura 2.10(a) é pouco usual em aplicações práticas, e é em parte, considerada apenas na modelagem do conversor, como será detalhado no próximo capítulo. Isto ocorre pois a atenuação imposta por um filtro de primeira ordem ($6\text{dB}/8^{\text{a}}$) às componentes harmônicas, em grande parte não é suficiente para satisfazer os requisitos em norma para conexão com a rede elétrica como a IEEE1547-2018 [37] e IEEE519-2014 [38], que são extremamente rigorosos para circulação de componentes harmônicas acima de um determinado limiar [13] e, caso fosse possível satisfazer estes requisitos, este componente apresentaria volume razoavelmente elevado bem como uma queda de tensão considerável no *patch* de conexão [39].

A opção baseada no filtro LC , figura 2.10(b) oferece atenuação da ordem de $12\text{dB}/8^{\text{a}}$ e é em parte aplicada em conversores no modo formador de rede em micredes [36] e UPS's *Uninterruptible Power Supply* [40, 41], dado a característica fonte de tensão

que o capacitor insere no patch de conexão. Nestas configurações o interesse principal de controle se dá sobre a tensão terminal do capacitor de saída e não sobre a corrente sintetizada pelo conversor. Contudo aplicações *ongrid* baseadas no filtro *LC* ainda sim são comercialmente usuais em conversores controlados em corrente, onde a indutância própria da rede c.a. funciona como segundo indutor no elo de conexão, atendendo o critério de paralelismo de fontes de tensão.

A terceira opção de filtro, recai sobre a topologia *LCL*, figura 2.10(c), que garante atenuação de 18dB/8^a. Esta opção apresenta maior aplicabilidade em conversores operando no modo seguidor de rede quando comparado às demais topologias, apresentando maior atenuação às componentes de alta frequência e melhor performance dinâmica [42, 43, 44], porém, apresenta certos desafios do ponto de vista de controle de corrente do conversor [43]. Isto ocorrerá em função da característica de ressonância que a rede *LCL* naturalmente apresenta, sendo proposto em literatura uma série de estratégias de amortecimento *damping*, passivo, via resistores inseridos em série com os capacitores da rede *LCL*, o que degrada a eficiência global do sistema em decorrência das perdas associadas a dissipação de potência sobre os elementos resistivos [13], ou amortecimento ativo, via emulação de resistência virtual no controle, filtros notch sintonizados na frequência de ressonância do filtro ou adaptativos, etc, [45]. Aspectos mais aprofundadas de projeto, estabilidade, e interação com a rede c.a., principalmente para a configuração *LCL* são contínuo objeto de estudo no campo da geração distribuída, mas fogem ao escopo apresentado e configurarão propostas de continuidade.

As análises propostas por este trabalho são construídas sobre a estrutura de filtro *LC*, dado a presença desta configuração na bancada representativa onde foram conduzidos os experimentos que corroboram os resultados deste trabalho.

2.1.4 Estudo Sobre *PLL*

Como pré-requisito de conexão com a rede elétrica, o conversor conectado deve contemplar alguma estratégia de sincronismo *phase locked loop-PLL*, com a rede c.a. afim

de viabilizar-se a operação com fluxo de potência e/ou estratégias de compensação, sendo este um bloco indispensável tendo em vista a capacidade de calcular-se o deslocamento de fase existente entre a rede c.a. e conversor [13]. Esse sincronismo se dá em sua essência, com o fasor de sequência positiva da rede c.a, sendo necessário que o PLL seja capaz de rejeitar toda e qualquer perturbação por componentes harmônicas ou sequência negativa, que possa comprometer sua performance operacional.

No escopo de sistemas trifásicos abordado neste trabalho, três algoritmos PLL apresentam forte apelo de aplicação em GD, a saber, o *Synchronous Reference Frame* SRF-PLL [46], *Double Synchronous Reference Frame* DDSRF-PLL [4] e *Dual Second Order Generalized Integrator* DSOGI-PLL [47], sendo utilizado nas análises propostas o DDSRF-PLL, onde buscou-se um PLL que oferecesse certo grau de robustez mediante aos cenários operacionais aos quais o conversor foi submetido, oriundos principalmente do estudo de rigidez dinâmica apresentado nos próximos capítulos.

O SRF-PLL é demonstrado na figura 2.11. Nesta configuração, o PLL pode ser tratado como um sistema de controle linear, onde a planta se comporta como um integrador simples [46], ω representa a frequência da rede c.a. e Θ o ângulo de posição da sequência positiva. No SRF-PLL, o desempenho será afetado em função da banda passante do compensador PI que compõe a planta. Menor banda passante implicará em maior fidelidade na reconstrução do sinal de sequência positiva em detrimento do tempo de acomodação (atracamento do sistema), que se torna lento. Uma maior banda passante implica em menor tempo de acomodação, em detrimento à qualidade do sinal gerado pelo PLL. Logo, para que o SRF-PLL alcance bom desempenho em regime, a frequência de cruzamento da planta deverá ser baixa o suficiente para rejeitar perturbações de alta frequência, quando o mesmo for submetido, por exemplo, a múltiplos harmônicos presentes na rede c.a. Esta escolha contudo, apresentará como ponto negativo, comprometimento do desempenho dinâmico do sistema [4].

O DDSRF-PLL surgiu como uma interessante alternativa à SRF-PLL que sofre com problemas de desempenho ao ser submetido a condições atípicas de operação como distorção harmônica, afundamentos de tensão e desvios de fase [4]. Segundo [4], a nova

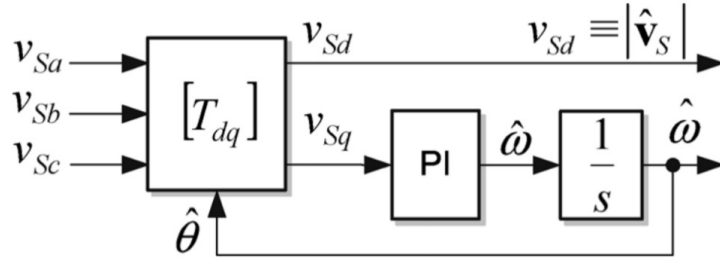


Figura 2.11: Diagrama em blocos simplificado SRF-PLL. Fonte: [4].

técnica, demonstrada na figura 2.12, passa a operar com dois referenciais síncronos dq distintos, sendo um na direção da sequência positiva e outro na direção da sequência negativa, ambos com desacoplamento que eliminará a componente de oscilação no segundo harmônico oriunda de uma perturbação por sequência negativa por exemplo, o que elimina a necessidade de redução da banda passante do sistema, melhorando sua resposta dinâmica. Algumas contribuições na área [48, 49], investigaram a interação que ocorre entre a resposta dinâmica do PLL e controle de corrente do conversor, onde no contexto de uma rede fraca (*weak grid*), poderá comprometer a performance do controle e excitar instabilidades no sistema.

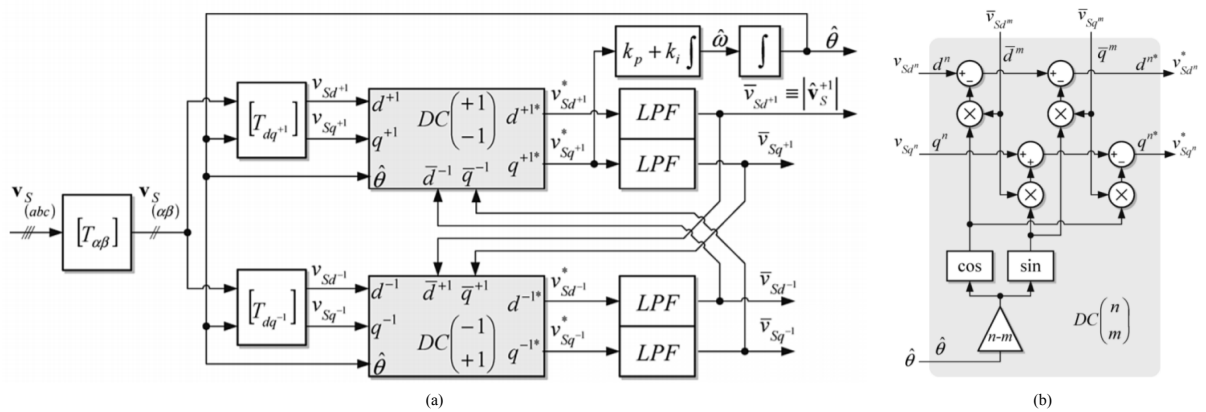


Figura 2.12: (a) Diagrama em blocos simplificado DDSRF-PLL. (b) Célula de desacoplamento. Fonte: [4].

2.2 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado uma breve revisão teórica dos principais blocos funcionais que compõem o conversor de interface entre fonte renovável e o sistema elétrico de potência. O próximo capítulo apresenta a metodologia proposta, baseada na modelagem e análise comparativa do controle de corrente (controle primário figura 2.1), construído sobre os referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq .

Capítulo 3

Modelagem e Controle *CLR*

Este capítulo apresenta a metodologia empregada na presente dissertação, com a modelagem e técnicas de controle lineares, nos referenciais natural abc , ortogonal estacionário $\alpha\beta$, e ortogonal síncrono dq em um conversor trifásico à três fios. Apresenta-se também a ferramenta de rigidez dinâmica (curva de impedância de saída do conversor) para análise das perturbações externas, intrínsecas à operação conectada a rede. Finalmente é apresentado também o estudo baseado no custo computacional de implementação do controle nos três referenciais propostos.

3.1 Modelagem e Controle do Conversor Trifásico à Três fios Conectado à Rede c.a.

O modelo básico de conexão de um conversor fonte de tensão trifásico à três fios com a rede elétrica, controlado em corrente, é demonstrado na figura 3.1. Neste, a estrutura de filtro de saída do conversor é simplificada a um modelo puramente resistivo-indutivo RL, onde L_f representa a indutância total e R_f a resistência parasita do patch de conexão. A parcela capacitiva é desconsiderada no modelo por entender-se que a influência do capacitor em um filtro LC ou LCL manifesta-se muito acima da banda passante da malha de corrente do conversor. Desconsidera-se também a impedância da rede c.a., Z_g por critério de simplificação. Estudos que avaliam o impacto de uma rede fraca e a interação da

parcela capacitiva do filtro de saída no desempenho e estabilidade do controle de corrente conversor foram conduzidos em [50, 48, 49, 51] mas fogem ao escopo deste trabalho.

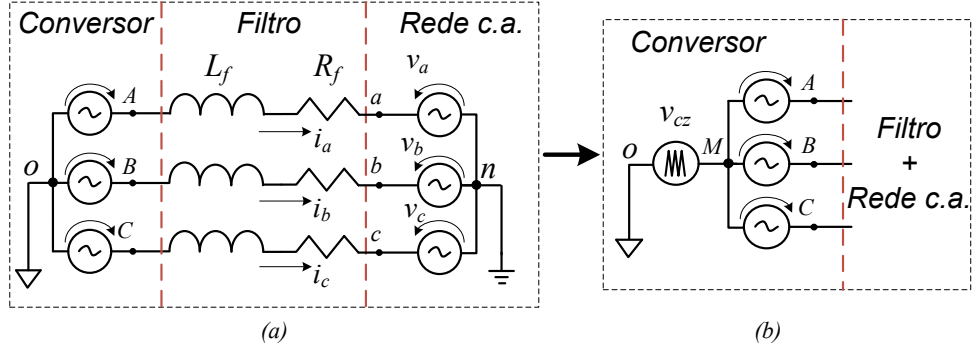


Figura 3.1: Circuito equivalente de um conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a., considerando $Z_g = 0\Omega$, $v_{abc} = e_{abc}$. (a) Modelo do sistema de potência. (b) Modelo do conversor.

Dentre as possíveis possibilidades de modelagem propostas para para o CLR trifásico à três fios conectado à rede c.a., a hipótese apresentada foi construída através da conexão em estrela de três fontes de tensão ideais (v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}) que representam os três braços do conversor, conectado à rede elétrica trifásica. A rede c.a. é representado por três fontes de tensão ideais com valores instantâneos (v_a, v_b, v_c), compreendendo as componentes de sequência positiva, negativa e zero e o nó O representa o ponto central do barramento c.c. virtual do conversor. Na figura 3.1(b), a componente de sequência zero v_{cz} foi separada das componentes de tensão (v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}) nos terminais do conversor uma vez que esta tensão não contribui para imposição das correntes i_a, i_b, i_c contudo, limita o índice de modulação do conversor [31]. Esta componente de tensão, que representa o modo-comum do conversor, pode ser definida por:

$$v_{cz}(t) = \frac{1}{3} \cdot (v_{AO}(t) + v_{BO}(t) + v_{CO}(t)) \quad (3.1)$$

Logo, as parcelas de tensão (v_{AM}, v_{BM}, v_{CM}), responsáveis pela imposição das correntes $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ na rede c.a. serão iguais à:

$$v_{AM}(t) = (v_{AO}(t) - v_{cz}(t)) \quad (3.2)$$

$$v_{BM}(t) = (v_{BO}(t) - v_{cz}(t)) \quad (3.3)$$

$$v_{CM}(t) = (v_{CO}(t) - v_{cz}(t)) \quad (3.4)$$

Assume-se que as tensões da rede c.a. não apresentam componentes de sequência zero e que as tensões de saída do conversor, $v_{XM}(t)$, $X=A,B,C$ nas equações 3.2, 3.3 e 3.4 representam seus respectivos valores médios locais, equivalente às tensões de referência PWM \bar{v}_X como demonstrado em [31, 52]. Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no nó n , resultando em $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$, e aplicando a lei de Kirchhoff das tensões no modelo representado pela figura 3.1b tem-se:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_A \\ \bar{v}_B \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Onde, rearranjando 3.5 na representação por espaço de estados $\dot{x} = Ax + (B_1u_1 - B_2u_2)$ tem-se:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\frac{-R}{L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\frac{1}{3L} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_A \\ \bar{v}_B \\ \bar{v}_C \end{bmatrix}}_{u_1} - \underbrace{\frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}}_{u_2} \quad (3.6)$$

B_1 e u_1 representam respectivamente a matriz de controle do conversor e seu vetor de entradas e B_2 e u_2 a rede c.a., onde o mesmo, em função da simplificação adotada, que desconsidera a componente de sequência-zero, é representado por uma matriz identidade. Aplicando a transformada de Laplace em 3.6, tem-se a representação do modelo em s por:

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{(sL+R)} \cdot \left(\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_A(s) \\ v_B(s) \\ v_C(s) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a(s) \\ v_b(s) \\ v_c(s) \end{bmatrix} \right) \quad (3.7)$$

Como demonstrado, a matriz de controle B_1 do conversor, em 3.6, apresenta acoplamento mutuo entre as tensões sintetizadas e as correntes de saída, representando este, um modelo acoplado em função de suas variáveis. Logo, o controle independente das três correntes de saída do conversor só se tornará factível mediante uma estratégia que garanta desacoplamento entre as fases a , b e c .

3.1.1 Controle em Coordenadas Naturais *abc*

A primeira estratégia de controle apresentada para o conversor trifásico à três fios, é baseada no controle em coordenadas naturais *abc*, que ganhou expressividade com os trabalhos desenvolvidos em [31, 52, 53]. Estes, demonstraram o controle em coordenadas naturais para conversores de três e quatro fios, evidenciando que este referencial de controle exclui totalmente a necessidade de transformação de coordenadas para referenciais ortogonais afim de eliminar-se o acoplamento mútuo existente no modelo, reduzindo consideravelmente o custo computacional de implementação do controle. Este método também se tornou interessante para os cenários de aplicação onde as referências de corrente são geradas em sua natureza no referencial *abc*, como as estratégias de compensação baseadas na teoria da potência conservativa CPT [54, 55].

Uma estratégia, comumente usada para garantir o desacoplamento da matriz B_1 em 3.6, permitindo controle individual das três fases no referencial *abc*, foi discutido em [52, 56] e consiste em controlar apenas duas fases. Sendo o rank da matriz B_1 é igual a dois [31, 52], isso significa que apenas duas correntes podem ser controladas, enquanto que a terceira será combinação linear das outras duas. Logo, controlando as correntes i_a e i_b e considerando $\bar{v}_C = -\bar{v}_A - \bar{v}_B$ [56] em 3.6, tem-se o modelo desacoplado, demonstrado na equação 3.8 onde fica claro que as fases *a* e *b* do conversor são totalmente desacopladas, enquanto que a corrente da fase *c* é a combinação linear das fases *a* e *b*.

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_{x_{-abc}} = \frac{-R}{L} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A_{abc}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_{x_{-abc}} + \frac{1}{L} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{1_{abc}}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_A \\ \bar{v}_B \\ \bar{v}_C \end{bmatrix}}_{u_{1_{abc}}} - \frac{1}{L} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{2_{abc}}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}}_{u_{2_{abc}}} \quad (3.8)$$

A figura 3.4(a) apresenta a implementação da estratégia de controle em plataforma digital DSP, onde escolheu-se controlar as componentes de corrente das fases *a* e *b*. Os termos de tensão \hat{v}_x em vermelho, representam a parcela de compensação *feedforward* das tensões do PCC. Os índices de modulação m_X são funções dos sinais de saída dos controladores somados das parcelas de compensação *feedforward* e normalizados pela tensão do

link c.c. do conversor.

$$m_X(t) = (v_x^* + \hat{v}_x)/V_{dc}(t) \quad (3.9)$$

A função de transferência em malha fechada do controle é demonstrada na equação 3.10 onde $C_i(s)$ representa o controlador de corrente empregado.

$$\begin{bmatrix} i_a(s) \\ i_b(s) \\ i_c(s) \end{bmatrix} = \frac{C_i(s)}{s \cdot L + R + C_i(s)} \left[\begin{array}{cc|c} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \hline -1 & -1 & 0 \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_a^*(s) \\ i_b^*(s) \\ i_c^*(s) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.1.2 Controle em Coordenadas Ortogonais Estacionárias $\alpha\beta$

Sistemas trifásicos modelados em referenciais ortogonais apresentam elevado grau de simplificação dado ao desacoplamento intrínseco ao referencial, uma vez que os três fasores defasados de 120 graus passam a ser representados por um sistema de dois eixos em quadratura, mediante aplicação de uma transformação geométrica, figura 3.2, onde é evidenciado a projeção dos três fasores no plano ortogonal estacionário $\alpha\beta$, resultando na matriz de transformação demonstrada na equação 3.11. A constante $2/3$ garante a transformação de referencial invariante em amplitude.

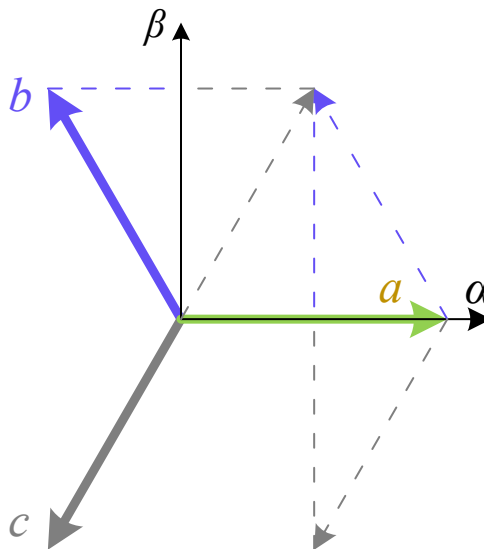


Figura 3.2: Representação gráfica da transformação de Clarke $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

O controle de conversores trifásicos baseado no método das componentes de Clarke ganhou um apelo muito forte em filtros ativos de potência baseados na teoria da potência instantânea pq de Akagi [57]. Aplicando em 3.6 a transformação geométrica 3.11 obtêm-se o modelo desacoplado do conversor conectado à rede c.a., demonstrado na equação 3.12. O eixo zero da matriz de transformação não é considerado no modelo uma vez que tensões de sequência zero não impõem circulação de correntes em circuitos trifásicos à três fios.

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{x_{\alpha\beta}} = \underbrace{\frac{-R}{L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A_{\alpha\beta}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}}_{x_{\alpha\beta}} + \underbrace{\frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{1-\alpha\beta}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha \\ \bar{v}_\beta \end{bmatrix}}_{u_{1-\alpha\beta}} - \underbrace{\frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{2-\alpha\beta}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}}_{u_{2-\alpha\beta}} \quad (3.12)$$

As matrizes identidade B_1 e B_2 evidenciam o desacoplamento das variáveis do sistema [16]. A função de transferência em malha fechada do controle é demonstrada na equação 3.13, e a implementação do controle de corrente no referencial $\alpha\beta$ em plataforma DSP é demonstrado na figura 3.4(b).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \end{bmatrix} = \frac{C_i(s)}{s \cdot L + R + C_i(s)} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha^*(s) \\ i_\beta^*(s) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

3.1.3 Controle em Coordenadas Ortogonais Síncronas dq

O controle em referencial ortogonal síncrono dq tem forte apelo de aplicação em máquinas elétricas e acionamentos, sendo o principal método de controle utilizado em retificadores PWM, conversores para aplicação em GD (geração eólica e fotovoltaica), STATCOMs, etc [11].

A transformação de Park, equação 3.14 dq (*direct-quadrature*) consiste em mapear o sistema trifásico em um sistema de dois eixos em quadratura, porém, diferente do referencial de Clarke, os eixos giram em sincronismo com o fasor em referencial natural

abc , figura 3.3.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

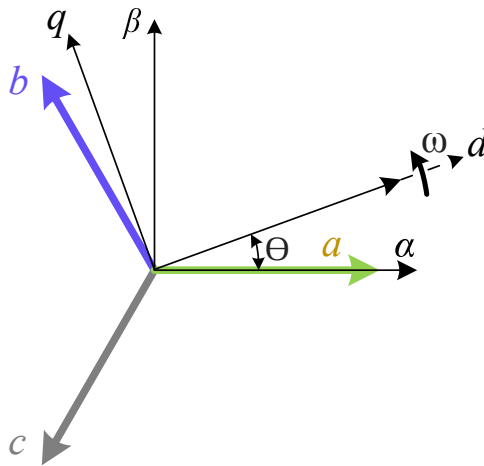


Figura 3.3: Representação gráfica da transformação de Park dq .

Este sincronismo entre o plano ortogonal e o referencial natural faz com que as variáveis dq se comportem como componentes c.c. para a sequência positiva da rede c.a. Neste contexto, o controle passa a apresentar elevado grau de simplificação, uma vez que controladores do tipo PI obterão excelente desempenho, resultando em erro nulo em regime permanente dado a parcela integral que garante ganho teórico infinito em frequência nula. Contudo, esta particularidade do referencial dq apresenta como ponto negativo maior complexidade ao sistema quando o mesmo tem de lidar com componentes de sequência negativa ou harmônicos, como aplicações em GD, o que demanda uma abordagem baseada em múltiplos referenciais dq alinhados a cada componente de sequência presente no sistema [16, 58], aumentando consideravelmente o custo computacional desta estratégia de controle.

O modelo médio no domínio do tempo, para o conversor conectado à rede c.a. em referencial dq é demonstrado na equação 3.15. A desvantagem deste esquema de controle se dá em função do acoplamento cruzado entre os eixos d e q em função dos termos de

derivada presentes na matriz A [16], o que demanda uma estratégia de desacoplamento a fim de se melhorar a performance transitória do sistema. A estratégia mais utilizada neste sentido consiste em aplicar o desacoplamento cruzado entre os eixos através da estimação de ωL como demonstrado na implementação do controle em DSP, figura 3.4(c).

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{x_{dq}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R/L & -\omega L \\ \omega L & -R/L \end{bmatrix}}_{A_{dq}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{x_{dq}} + \underbrace{\frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{1dq}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{bmatrix}}_{u_{1dq}} - \underbrace{\frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_{2dq}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}}_{u_{2dq}} \quad (3.15)$$

A função de transferência em malha fechada do controle em referencial dq é demonstrada na equação 3.16.

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} = \frac{C_i(s)}{s \cdot L + R + C_i(s)} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^*(s) \\ i_q^*(s) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.2 Funções de Transferência em Malha Aberta para Projeto dos Controladores de Corrente

Nesta sessão, é descrito de maneira sucinta as funções de transferência em malha aberta para o sistema baseado no controlador PI, aplicado ao controle em referencial dq , e controlador PR aplicado aos controles em referencial $abc/\alpha\beta$. Estas funções de transferência servem como ponto de partida para especificação dos ganhos kp e ki adotando por exemplo, metodologia baseada em margem de fase e banda passante (Método por Resposta em Frequência), que comumente estão entre 45° e 60° e $1/10$ da frequência de chaveamento do conversor.

$$OL_{PI} = \underbrace{\frac{kp \cdot s + ki}{s}}_{PI_{controller}} \cdot VDC \cdot \underbrace{e^{-s \cdot \frac{T_{sample}}{2}}}_{Pade} \cdot \underbrace{\frac{1}{L \cdot s + R}}_{Filter} \quad (3.17)$$

$$OL_{PR} = \underbrace{\frac{kp \cdot (s^2 + \omega^2) + ki \cdot s}{s^2 + \omega^2}}_{PR_{controller}} \cdot VDC \cdot \underbrace{e^{-s \cdot \frac{T_{sample}}{2}}}_{Pade} \cdot \underbrace{\frac{1}{L \cdot s + R}}_{Filter} \quad (3.18)$$

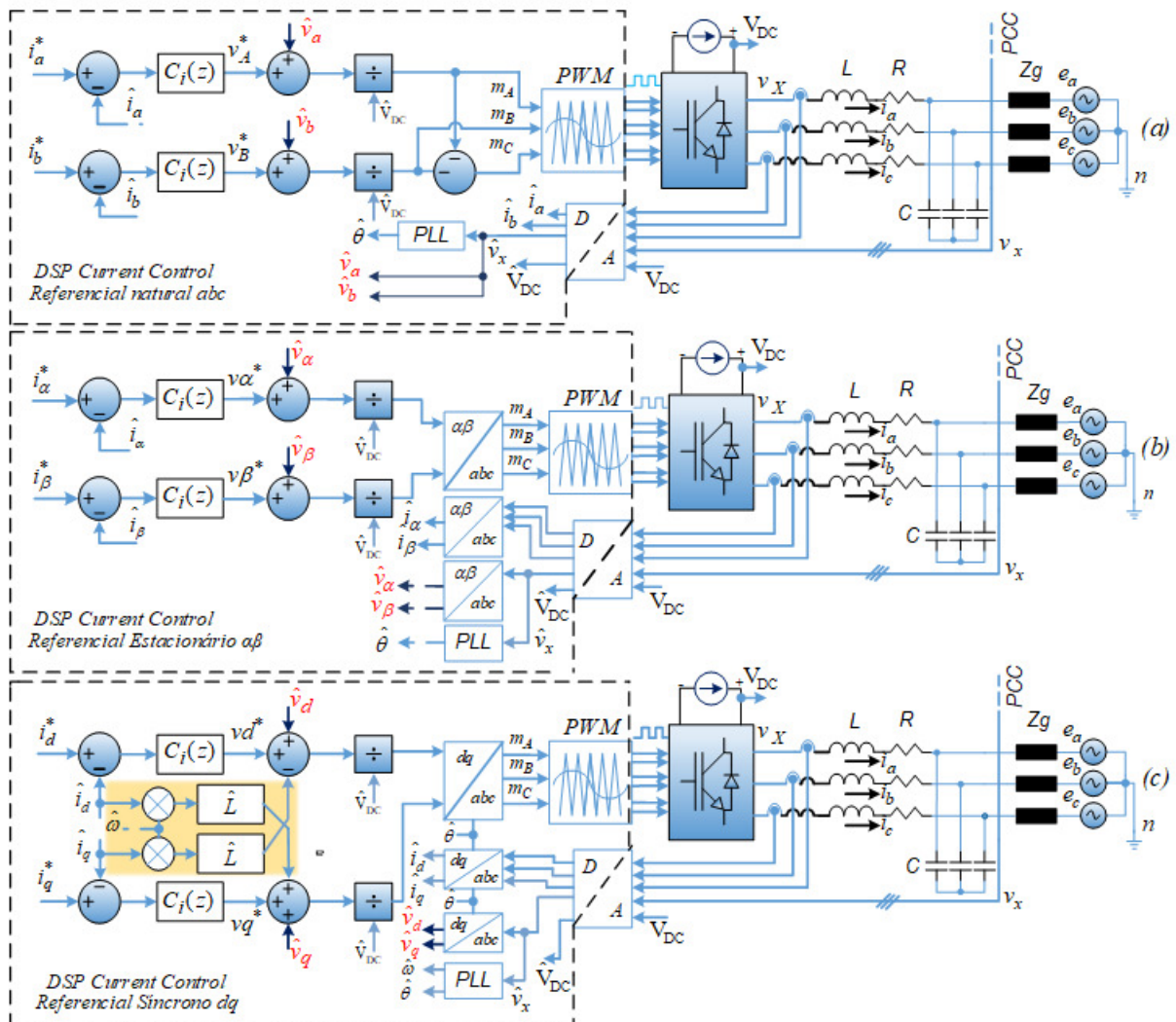


Figura 3.4: Controle de corrente em plataforma DSP do conversor trifásico à três fios conectado à rede c.a. (a) Referencial natural *abc*. (b) Referencial ortogonal estacionário $\alpha\beta$. (c) Referencial ortogonal síncrono *dq*.

3.3 Análise de Desempenho dos Controles

Frente as três possibilidades para o controle de corrente de um conversor trifásico à três fios, apresentadas na sessão anterior, propõem-se nesta sessão uma métrica de comparação baseada nas componentes de perturbação externas ao controle e utilização da ferramenta de rigidez dinâmica.

A análise por rigidez dinâmica (DS) *Dynamic Stiffness* é uma ferramenta construída

no domínio da frequência, proposta inicialmente para sistemas mecânicos, como análise de vibrações [59]. A análise de rigidez descreve o quão sensível será a perturbações externas ao sistema de controle, a variável controlada. Além de quaisquer problemas de qualidade de energia presentes no PCC, como componentes harmônicas, desbalanço, etc, que impactam diretamente na performance do conversor, a principal fonte de perturbação externa ao controle de corrente de um conversor conectado à rede c.a. será a tensão contra-eletromotriz, na frequência fundamental da rede. Entendendo precisamente como estas fontes de perturbação impactam na performance do sistema, dependendo do referencial aplicado, isto nos permitirá projetar com maior precisão o controlador C_i utilizado e até mesmo escolher a melhor ação *feedforward* a ser aplicada.

Para esta análise, considera-se que o conversor não impactará diretamente a rede c.a., porém é sujeito a qualquer fonte de perturbação oriunda do mesmo. Este cenário permitirá caracterizar-se o controle de corrente do conversor nos três referenciais propostos, abc , $\alpha\beta$ e dq , utilizando a ferramenta de rigidez dinâmica, permitindo quantificarmos a performance de cada referencial dentro do perfil operacional apresentado.

3.3.1 Rigidez Dinâmica para o Conversor Controlado em Corrente

A primeira contribuição da ferramenta de rigidez dinâmica para conversores eletrônicos de potência foi proposta em [60, 61]. Neste contexto relaciona-se a amplitude das componentes de perturbação externas ao sistema, necessária para produzir um desvio unitário na variável controlada, em uma determinada frequência, neste caso, na mesma frequência da componente de perturbação. A figura 3.5 demonstra o diagrama de controle generalizado para o conversor conectado à rede. No caso particular de conversores conectados à rede c.a. e controlados em corrente, a fonte de perturbação externa será a tensão do PCC (v_x), que impactará nas correntes de saída (i_x) do conversor. Logo, para um conversor operando no modo seguidor de rede [36], a impedância de saída do conversor v_{xn}/i_x , equação 3.19, irá descrever a função de rigidez DS do sistema, onde a função de transferência G_{conv}

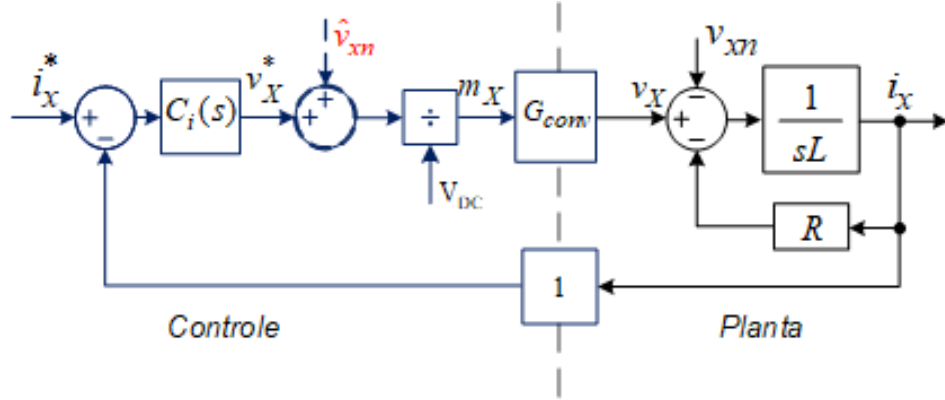


Figura 3.5: Diagrama de controle generalizado do conversor controlado em corrente.

representa a dinâmica PWM do conversor através da aproximação de Padé de primeira ordem [16]. A função de rigidez DS aqui demonstrada servirá como figura de mérito para avaliarmos o controle de corrente do conversor nos referenciais propostos.

$$\left| \frac{v_{xn}(s)}{i_x(s)} \right| = |s \cdot L + R + C_i(s) \cdot G_{conv}| \quad (3.19)$$

Desprezando-se em primeiro momento a parcela de compensação *feedforward* \hat{v}_{xn} , somente o controlador de corrente $C_i(s)$ será responsável por garantir rigidez dinâmica elevada e precisão no rastreamento das correntes de referência i_x^* .

Como o objetivo principal deste trabalho é estabelecer uma comparação justa entre os referenciais de controle, buscou-se utilizar compensadores que oferecessem mesmo desempenho dinâmico nos três referenciais. Desta forma, baseado nas análises propostas em [13, 56, 62], escolheu-se o controlador PI para o referencial *dq* e o equivalente PR para os referenciais *abc* e $\alpha\beta$ por entender-se que ambos os controladores são equivalentes quando analisados nos referenciais síncrono e estacionário respectivamente. As equações 3.20 e 3.21 demonstram a função de rigidez DS para o controle em referencial *abc*/ $\alpha\beta$ e *dq* respectivamente. Foi adotado para os controladores a mesma metodologia de projeto, baseado no método de resposta em frequência (banda passante e margem de fase), onde k_p e k_i representam os ganhos proporcional e integral respectivamente, e ω_o a frequência de sintonia da parcela ressonante onde no presente trabalho é igual a frequência da rede

c.a.

$$\left| \frac{v_{xn}(s)}{i_x(s)} \right| = \left| s \cdot L + R + kp \cdot G_{conv} + \frac{s \cdot ki \cdot G_{conv}}{s^2 + \omega_o^2} \right| \quad (3.20)$$

$$\left| \frac{v_{xn}(s)}{i_x(s)} \right| = \left| s \cdot L + R + kp \cdot G_{conv} + \frac{ki \cdot G_{conv}}{s} \right| \quad (3.21)$$

3.3.2 Análise de Rigidez Dinâmica Considerando Diferentes Referenciais de Controle - Caso Ilustrativo

Baseado nos parâmetros do setup experimental, que serão descritos no próximo capítulo, foram levantadas as curvas de rigidez dinâmica, figuras 3.6(a) e (b), do controle de corrente, baseados nas equações 3.20 e 3.21, evidenciando as componentes de perturbação comumente encontradas em um sistema de geração distribuída trifásico à três fios e as parcelas da função de rigidez associadas a cada assíntota do gráfico.

Este caso de estudo considera as tensões no PCC v_x , compreendendo por definição os termos de sequência -/+ na componente fundamental, e componentes harmônicas balanceadas em -5° , $+7^\circ$, -11° e $+13^\circ$. A parcela ressonante na figura 3.6(a), sintonizada na frequência de 60Hz melhora capacidade de rastreamento e rejeição das perturbações nesta região para os referenciais estacionários. Este tipo de compensação se faz necessária uma vez que o sistema de controle deve ser capaz de rastrear as referencias senoidais variantes no tempo e os termos de perturbação de sequência positiva e negativa da componente fundamental da rede c.a.

Considerando o controlador PI para o sistema em referencial síncrono demonstrado na figura 3.6(b) e equação 3.21, o baixo valor de rigidez dinâmica na frequência fundamental da rede c.a. é contornado em função da característica de deslocamento em frequência, intrínseca a transformada de Park. Neste sentido, as componentes de sequência positiva na frequência fundamental são deslocadas para uma região de frequência nula (componentes c.c.), onde a parcela integral do compensador garantirá elevada rigidez dinâmica. Contudo, diferente dos referenciais estacionários, perturbações de sequência negativa na frequência fundamental irão produzir oscilações no segundo harmônico (-2°), o que impac-

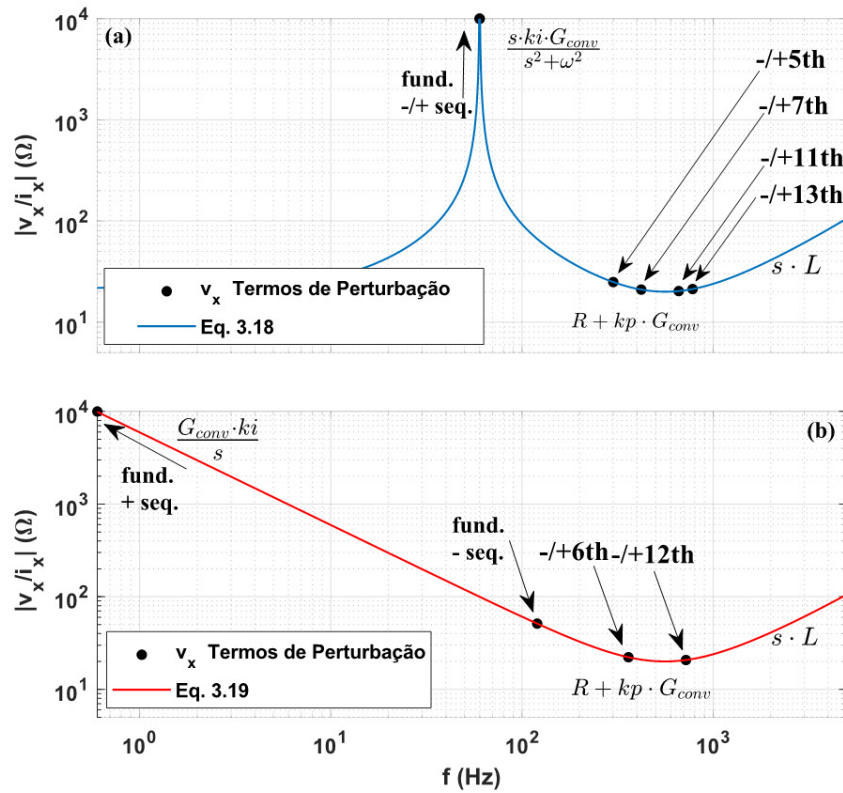


Figura 3.6: Análise de Rigidez Dinâmica. (a) Referenciais estacionários $abc/\alpha\beta$ com controlador PR. (b) Referencial Síncrono dq com controlador PI.

tará consideravelmente a performance do sistema dado ao baixo valor de rigidez dinâmica que o controle apresenta nesta região. Esta característica de deslocamento em frequência da transformada de Park irá refletir em todas as demais componentes de perturbação, por exemplo, onde as componentes balanceadas de -5° e $+7^\circ$ serão deslocadas para $-/+6^\circ$ enquanto que -11° e $+13^\circ$ serão deslocadas para $-/+12^\circ$, concluindo que dependendo da amplitude de perturbação destas componentes harmônicas o referencial síncrono será mais negativamente impactado que os referenciais estacionários, dado ao deslocamento das componentes de perturbação para uma região de menor rigidez dinâmica quando comparado aos referenciais $abc/\alpha\beta$.

Concluindo, tem-se que um afundamento assimétrico de tensões no PCC desencadeará uma oscilação em duas vezes a frequência fundamental da rede c.a. (em referencial dq), onde normalmente este exibe valores de rigidez dinâmica menores que os referenciais es-

tacionários. Com relação as componentes harmônicas, eles podem oscilar em uma ordem abaixo ou acima no referencial dq em comparação com o referencial estacionário, dependendo das componentes de sequencia em cada ordem harmônica apresentada nas tensões do PCC, o que poderá tornar o controle em referencial dq mais sensível as componentes de sequência negativa, que tendem a se deslocar para regiões de menor rigidez, quando comparado diretamente aos referenciais estacionários.

3.4 Análise do Custo Computacional Considerando Diferentes Referenciais de Controle

A última análise comparativa proposta está em se qualificar o custo computacional de implementação do controle de corrente nos referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq . Muito embora, atualmente a limitação por hardware seja o menor dos problemas enfrentados pela indústria, um sistema comercial sempre buscará otimizar o custo final de produção. Isso significa que, escolher a estratégia que apresente menor custo computacional refletirá diretamente no custo final da solução de processamento digital de sinais a ser embarcado no conversor, possibilitando também ao desenvolvedor, aplicar maior capacidade de processamento em outras funções operacionais do conversor como rotinas compensação distribuída, filtragem ativa, comunicação, etc. Atualmente, sistemas de controle avançados se beneficiam de comunicação e gerenciamento inteligente para uma operação otimizada e eficiente, o que já é tendência em conversores multifuncionais e smart-grids. Um micro controlador típico, executando uma rotina de controle com alto custo computacional não tolerará por exemplo suporte a rotinas de comunicação, o que requererá um processador adicional, [63].

O custo computacional será baseado na lei de controle da malha de corrente que foi construída nos três referenciais abordados nesse trabalho. A lei de controle serve como base para construção dos sinais modulantes m_A , m_B e m_C , 3.4, dos três braços do conversor. Sendo i_{ref} um valor constante, considerada uma parcela equivalente a corrente de

pico que deseja-se sintetizar nos terminais de saída do conversor, e normalmente proveniente da malha a montante à malha de corrente, a lei de controle no referencial natural *abc* pode ser descrita por:

$$i_a^* = i_{ref} \cdot \sin\theta \quad (3.22)$$

$$i_b^* = i_{ref} \cdot \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (3.23)$$

$$e_a = i_a^* - i_a \quad (3.24)$$

$$e_b = i_b^* - i_b \quad (3.25)$$

$$m_a = \frac{e_a \cdot kp + e_a \cdot (ki \cdot s)/(s^2 + \omega^2)}{V_{dc}} \quad (3.26)$$

$$m_b = \frac{e_b \cdot kp + e_b \cdot (ki \cdot s)/(s^2 + \omega^2)}{V_{dc}} \quad (3.27)$$

$$m_c = -(m_a^* + m_b^*) \quad (3.28)$$

A lei de controle em referencial $\alpha\beta$, considerando a mudança de referencial através da transformada de Clarke, pode ser definida por:

$$i_\alpha^* = i_a \cdot \frac{2}{3} - i_b \cdot \frac{1}{3} - i_c \cdot \frac{1}{3} \quad (3.29)$$

$$i_\beta^* = i_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} - i_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.30)$$

$$i_\alpha^* = i_{ref} \cdot \sin\theta \quad (3.31)$$

$$i_\beta^* = i_{ref} \cdot \sin\theta - \frac{\pi}{2} \quad (3.32)$$

$$e_\alpha = i_\alpha^* - i_\alpha \quad (3.33)$$

$$e_\beta = i_\beta^* - i_\beta \quad (3.34)$$

$$m_\alpha = \frac{e_\alpha \cdot kp + e_\alpha \cdot (ki \cdot s)/(s^2 + \omega^2)}{V_{dc}} \quad (3.35)$$

$$m_\beta = \frac{e_\beta \cdot kp + e_\beta \cdot (ki \cdot s)/(s^2 + \omega^2)}{V_{dc}} \quad (3.36)$$

$$m_a = m_\alpha \quad (3.37)$$

$$m_b = -\frac{1}{2} \cdot m_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m_\beta \quad (3.38)$$

$$m_c = -\frac{1}{2} \cdot m_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m_\beta \quad (3.39)$$

Em referencial dq temos:

$$i_d = i_a \cdot \frac{2}{3} \sin\theta + i_b \cdot \frac{2}{3} \sin(\theta - \frac{2}{3}) + i_c \cdot \frac{2}{3} \sin(\theta + \frac{2}{3}) \quad (3.40)$$

$$i_q = i_a \cdot \frac{2}{3} \cos\theta + i_b \cdot \frac{2}{3} \cos(\theta - \frac{2}{3}) + i_c \cdot \frac{2}{3} \cos(\theta + \frac{2}{3}) \quad (3.41)$$

$$e_d = i_d^* - i_d \quad (3.42)$$

$$e_q = i_q^* - i_q \quad (3.43)$$

$$m_d = \frac{e_d \cdot kp + e_d \cdot (ki \cdot s)/(s^2 + \omega^2)}{V_{dc}} \quad (3.44)$$

$$m_q = \frac{e_q \cdot kp + e_q \cdot (ki \cdot s)/(s^2 + \omega^2)}{V_{dc}} \quad (3.45)$$

$$m_a = m_d \cdot \sin\theta + m_q \cdot \cos\theta \quad (3.46)$$

$$m_b = m_d \cdot \sin(\theta - \frac{2}{3}) + m_q \cdot \cos(\theta - \frac{2}{3}) \quad (3.47)$$

$$m_c = m_d \cdot \sin(\theta + \frac{2}{3}) + m_q \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}) \quad (3.48)$$

Considerando a ação integral do compensador PI em tempo discreto, utilizando o método *backward Euller* e expandindo o equacionamento, temos que:

$$ai = ki \cdot T_s, \text{ onde } T_s = 1/f_{s\text{amp}} \quad (3.49)$$

$$int_d = e_d \cdot ai(z) + e_d \cdot ai(z^{-1}) \quad (3.50)$$

$$int_q = e_q \cdot ai(z) + e_q \cdot ai(z^{-1}) \quad (3.51)$$

A parcela ressonante presente no controle em referencial $abc/\alpha\beta$ é considerada como um filtro passa faixa sintonizado na frequência fundamental da rede c.a. Usando a transformada de *tustin*, temos para o ressonante ideal em referencial abc :

$$res_a(z) = a_h \cdot e_a(z) - a_h \cdot e_a(z^{-1}) + b_h \cdot res_a(z^{-1}) - res_a(z^{-2}) \quad (3.52)$$

$$res_b(z) = a_h \cdot e_b(z) - a_h \cdot e_b(z^{-1}) + b_h \cdot res_b(z^{-1}) - res_b(z^{-2}) \quad (3.53)$$

Em referencial $\alpha\beta$:

$$res_{\alpha}(z) = a_h \cdot e_{\alpha}(z) - a_h \cdot e_{\alpha}(z^{-1}) + b_h \cdot res_{\alpha}(z^{-1}) - res_{\alpha}(z^{-2}) \quad (3.54)$$

$$res_{\beta}(z) = a_h \cdot e_{\beta}(z) - a_h \cdot e_{\beta}(z^{-1}) + b_h \cdot res_{\beta}(z^{-1}) - res_{\beta}(z^{-2}) \quad (3.55)$$

Onde a_h e b_h são coeficientes pré-calculados.

Baseado nas leis de controle para os três referenciais, descritas anteriormente, a tabela 3.1 exibe o número de operações que cada referencial exigirá para ser implementado incluindo os compensadores.

Tabela 3.1: Custo Computacional baseado no número de operações algébricas e trigonométricas.

	<i>Somas</i>	<i>Subtrações</i>	<i>Multiplicações</i>	<i>Trigonométricas</i>
<i>dq</i>	15	6	16	12
$\alpha\beta$	5	11	17	2
<i>abc</i>	5	7	8	2

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada a metodologia proposta, baseada na modelagem e análise comparativa do controle de corrente, construído sobre os referenciais *abc*, $\alpha\beta$ e *dq*. Foi estabelecido também, duas métricas de comparação para os referenciais de controle, uma, baseada no desempenho frente a perturbações externas e a segunda, baseada no custo computacional de implementação. Comparando a complexidade de implementação da malha de corrente nos três referenciais descritos neste trabalho, o sistema em referencial *abc* apresenta considerável grau de simplificação quando comparado aos sistemas em $\alpha\beta$ e *dq*, em função da total ausência de transformações geométricas, o que faz o mesmo ser a solução com menor custo computacional.

O próximo capítulo apresenta os resultados obtidos baseados nas métricas apresentadas de rigidez dinâmica e custo computacional, além de comparar o desempenho dinâmico em regime transitório.

Capítulo 4

Resultados Experimentais

Este capítulo é destinado a apresentação e análise dos resultados experimentais, obtidos durante a estruturação deste trabalho. Os resultados foram construídos sobre uma série de estudos de caso que buscam avaliar com maior nível de detalhamento as comparações propostas ao controle de corrente do conversor nos três referenciais .

4.1 Setup experimental utilizado

O setup experimental, utilizado na concepção deste trabalho compõe a bancada representativa, presente no laboratório LCCE-UFG, de um sistema de geração eólica, baseado em tecnologia PSMG, composto por dois conversores tipo fonte de tensão SEMIKRON SEMISTAK, de dois níveis, partilhando um único barramento c.c., em configuração *back-to-back*, sistema de condicionamento de sinais e processamento baseado em DSP de ponto flutuante Texas Instruments TMS320F28335 e um gerador trifásico alto-excitado, reconfigurado para operar com excitação externa, simulando a máquina síncrona de ímãs permanentes. Como as análises propostas focam no conversor em interação com a rede c.a., CLR, apenas um conversor da bancada foi utilizado nos ensaios. O barramento c.c. do conversor foi alimentado através de uma fonte de tensão ajustável composta por variômetro mais transformador trifásico, que garantem isolamento galvânica entre o PCC e o barramento do conversor. Este setup de alimentação emula uma fonte renovável, respon-

sável pela injeção de potência no barramento c.c. para realização dos estudos propostos. O lado c.a. do conversor foi interligado a uma fonte programável Pacific Power Source 360-ASX com intuito de simular-se todas as perturbações que a rede c.a. impõe ao conversor, como a presença de componentes harmônicas, desbalanço entre as fases, afundamentos, etc. Vale destacar-se que por não ser uma fonte de natureza bidirecional, todos os ensaios com síntese de corrente nos terminais do conversor foram realizados com circulação de potência reativa entre a unidade formadora de rede e o conversor sob teste. Para todos os cenários de análise foi considerado um algoritmo DDSRF-PLL para sincronismo com a rede elétrica c.a., com banda passante reduzida (aproximadamente $1/3$ de f_{grid}), o que não resultou em instabilidades ou interações entre o PLL utilizado e a malha de corrente do conversor.

A tabela 4.1 demonstra os parâmetros do setup experimental. A figura 4.1 demonstra o diagrama esquemático utilizado e a figura 4.2 o sistema físico montado e em operação no laboratório.

Tabela 4.1: Parâmetros do Setup Experimental.

Parâmetro	Valor
Tensão RMS de linha (PCC)	220 V
Frequência rede c.a. f_{grid}	60 Hz
Indutância rede c.a.	1.73 mH
Corrente RMS nominal por fase do Conversor	7.87 A
Potência nominal do conversor	3 kW
Tensão do barramento c.c. (V_{dc})	450 V
Frequência de chaveamento (f_{sw})	6 kHz
Frequência de amostragem ($f_{sampling}$)	12 kHz
Algoritmo de sincronismo com a rede	DDSRF-PLL
Indutância de filtro (L_f)	4 mH
Capacitância de filtro (C_f)	1 μ F
Resistência parasita filtro R	0.157 Ω
Capacitância do barramento c.c. (C_{dc})	3060 μ F
Ganho Proporcional controle corrente kp	21.63 Ω
Ganho Integral controle corrente ki	37311.47 Ω/s

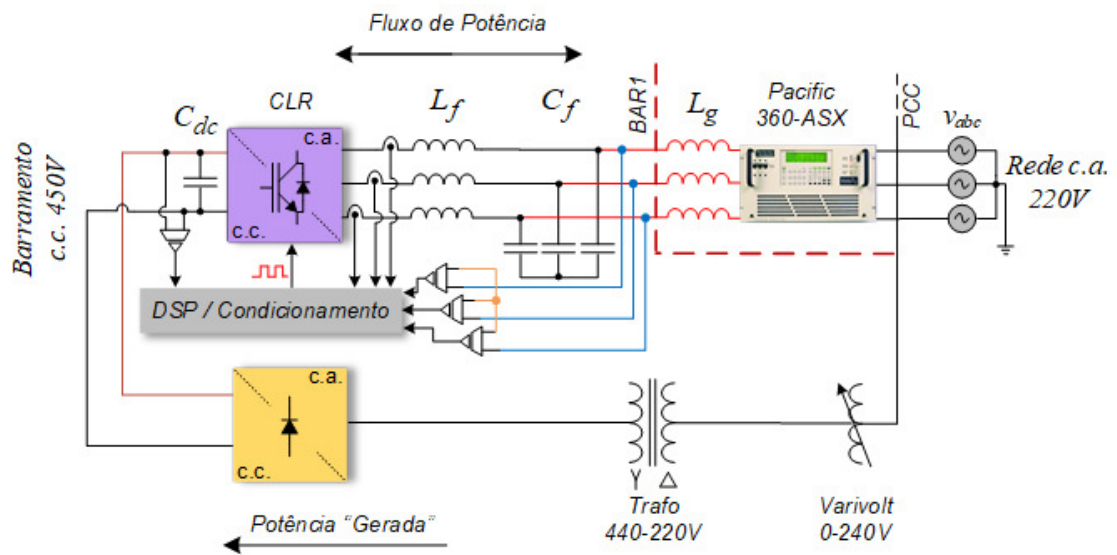


Figura 4.1: Diagrama esquemático do *setup* utilizado.



Figura 4.2: Setup Experimental (a) Identificação dos blocos constituintes. (b) Vista externa em operação.

4.2 Resultados

4.2.1 Análise de Rigidez Dinâmica

O primeiro resultado demonstrado é baseado na ferramenta de rigidez dinâmica, onde, a partir da função DS é avaliado no domínio da frequência, o grau de impacto das componentes de perturbação de tensão presentes na rede c.a. no controle de corrente do conversor operando nos três referenciais. É esperado que este estudo de caso demonstre a sensibilidade do controle de corrente do conversor será operando em um determinado referencial trifásico.

A metodologia consiste em validar experimentalmente a curva de rigidez obtida em simulação, através de algumas componentes de perturbação de interesse, que são comuns em um sistema trifásico à três-fios. O estudo de caso considera apenas controladores de corrente lineares do tipo SISO, *Single Input Single Output*, PI para controle em referencial síncrono e PR em referencial estacionários, sintonizados na frequência fundamental da rede c.a., sem nenhuma compensação *feedforward*. As referências de corrente são nulas neste experimento. A fonte programável foi configurada considerando a sequência positiva (1 pu), sequência negativa proveniente de afundamento assimétrico da fase A com tensão residual de 83.2% (0.254 pu), e componentes harmônicas balanceadas em -5° (0.144 pu), $+7^\circ$ (0.126 pu), -11° (0.141 pu) e $+13^\circ$ (0.154 pu). Considerando até a 51ª ordem harmônica, esse perfil de tensão representa uma THD igual a 24%. Vale ressaltar que o perfil de tensão aplicado não representa uma situação em norma, a qual o conversor estaria submetido em um cenário real de operação, mas tem como objetivo estressar o sistema a fim de validarmos experimentalmente as funções de rigidez DS dos referenciais de controle e evidenciar-se com maior clareza as diferenças entre os mesmos. Destaca-se que cada amplitude de componentes de perturbação aplicadas em BAR1 busca estabelecer um desvio unitário na corrente de saída do conversor nas referidas componentes.

A função DS do controle em referencial síncrono e estacionário é demonstrada respectivamente nas equações 4.1 e 4.2. Esta função considera o atraso de Padé referente

ao controle de corrente em tempo discreto. Ressalta-se que apesar de sua representação completa considerando controle em tempo discreto, os polos dominantes da função de rigidez são as variáveis que possuem representação física do sistema como os ganhos dos controladores e a planta física $1/L_f + R$. Os pontos experimentais obtidos são plotados sobre a curva de rigidez DS dos controles de corrente em referencial síncrono e estacionário, demonstrado na figura 4.3.

$$\frac{1.73 \cdot 10^{-12}s^4 + 1.573 \cdot 10^{-7}s^3 + 0.00399s^2 + 21.79s + 37311}{4.34 \cdot 10^{-10}s^3 + 4.167 \cdot 10^{-5}s^2 + s} \quad (4.1)$$

$$\frac{1.73 \cdot 10^{-12}s^5 + 1.573 \cdot 10^{-7}s^4 + 0.00399s^3 + 21.81s^2 + 37880s + 3.096 \cdot 10^6}{4.34 \cdot 10^{-10}s^4 + 4.167 \cdot 10^{-5}s^3 + s^2 + 5.922s + 1.421 \cdot 10^5} \quad (4.2)$$

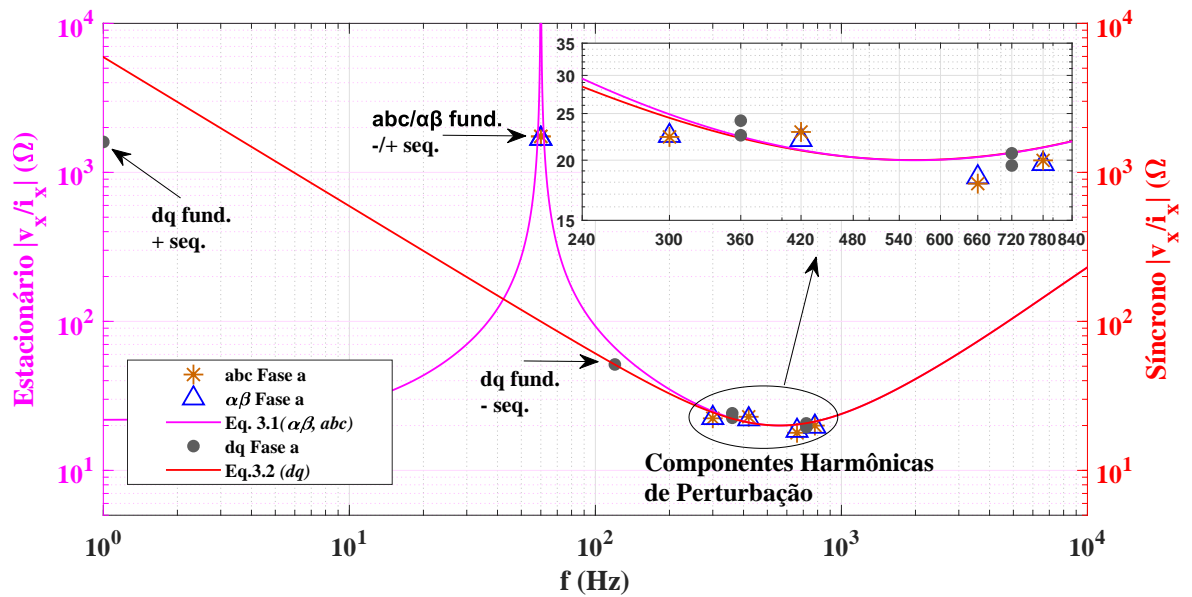


Figura 4.3: Validação experimental da curva de rigidez dinâmica para o controle de corrente nos referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq .

Os valores de impedância de saída, tabela 4.2, demonstram que o controle de corrente em todos os referenciais obtiveram comportamento similar, com menos de 5% de diferença.

A figura 4.3 valida experimentalmente os resultados de simulação obtidos pelas curvas de rigidez, equações 4.1 e 4.2. A exceção de similaridade entre os referenciais ocorre no caso de perturbação por sequência negativa em referencial síncrono dq , que apresentou desvio

Tabela 4.2: Comparação das funções de rigidez dinâmica teóricas e experimentais (Ω).

Componente	Experimental									Teórico	
	abc			$\alpha\beta$			dq			PI Modelo dq	PR Modelo abc/ $\alpha\beta$
	a	b	c	a	b	c	a	b	c		
+Fund. Seq.	1743	1161	1192	1681	1227	1147	1600	1193	1393	∞	∞
-Fund. Seq.	1743	1161	1192	1681	1227	1147	51.38	51.02	50.9	51.28	∞
-5°	22.35	23.77	24.84	22.46	24.07	24.82	22.53	23.78	24.44	24.48	24.91
+7°	22.88	22.70	23.06	22.03	22.10	22.90	24.16	23.22	23.88	20.95	20.99
-11°	17.87	20.26	21.04	18.43	20.70	21.45	19.45	21.86	22.25	20.32	20.30
+13°	19.97	18.10	19.24	19.64	18.07	19.52	20.67	19.28	20.46	21.27	21.24

elevado, da ordem de 2000% dado a baixa rigidez dinâmica na componente do segundo harmônico (120Hz), quando comparado aos referenciais estacionários com controlador PR. Os valores finitos de impedância obtidos no setup experimental para a componente de sequência positiva fundamental refere-se a limitação de precisão que a discretização do controle apresenta.

4.2.2 Desbalanço Assimétrico

A seguir, é demonstrado um estudo de caso baseado em desbalanço assimétrico da rede c.a. em condições senoidais, focando na perturbação por sequência negativa no controle de corrente nos referenciais sob análise. As figuras 4.4 e 4.5, demonstram a sobreposição dos três fasores de tensão no PCC, sobre os três fasores de corrente no braço do conversor, e a tabela 4.3 compila estes resultados de maneira quantitativa. Para isso, como comentado anteriormente, não é considerado compensação *feedforward* das componentes de perturbação, e são adotadas referências de corrente nulas no controle no caso demonstrado na figura 4.4 e injeção de corrente nominal no caso demonstrado na figura 4.5. A fonte que emula a rede c.a. é programada para produzir 0.254 pu de sequência negativa no barramento de conexão BAR1, afundando a fase *a* em 76.5%. Esta quantidade é suficiente para produzir um desvio unitário (corrente de pico), nas correntes de saída do conversor, considerando a impedância equivalente no segundo harmônico em referencial *dq*, obtidos da tabela 4.2 e figura 4.3.

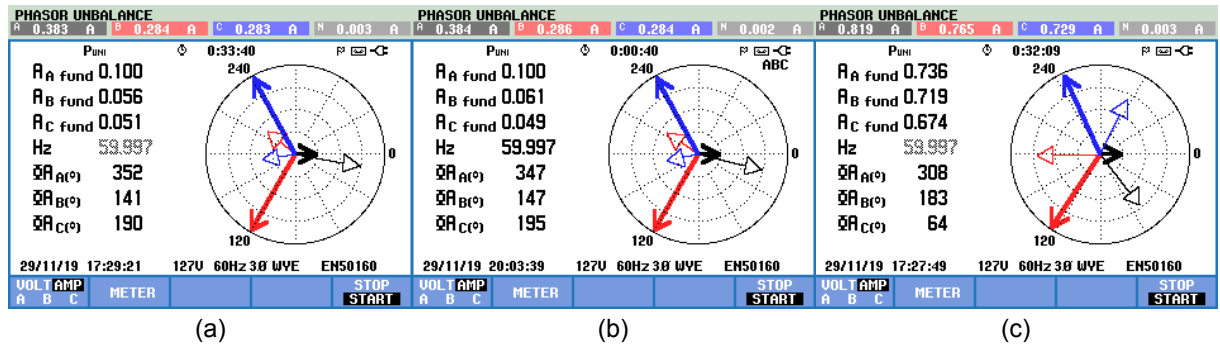


Figura 4.4: Análise fasorial do desbalanceamento assimétrico para $i_x^* = 0$ - Fluke 435. (a) abc (b) $\alpha\beta$ (c) dq. Valores RMS.

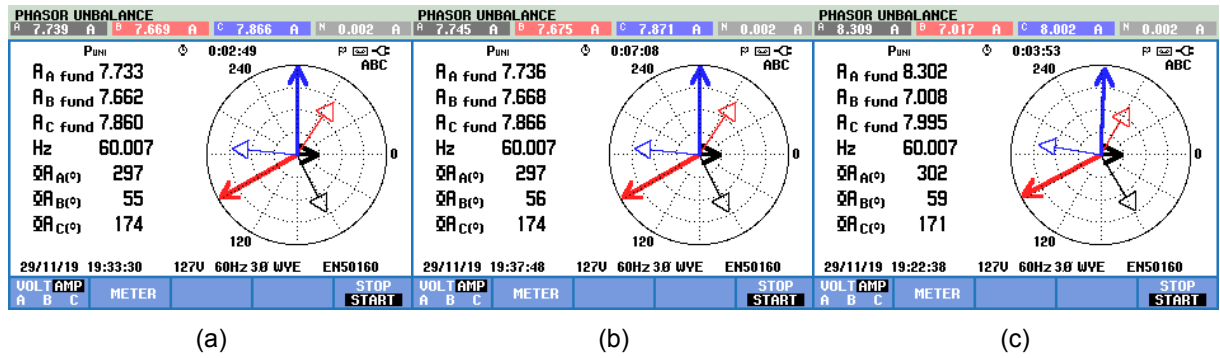


Figura 4.5: Análise fasorial do desbalanceamento assimétrico para $i_x^* = 11A$ - Fluke 435. (a) abc (b) $\alpha\beta$ (c) dq. Valores RMS.

Tabela 4.3: Componentes de Perturbação das correntes para $i_x^* = 0$ em função do afundamento assimétrico.

Teste experimental considerando afundamento assimétrico						
Ref.	v_a [V]	v_b [V]	v_c [V]	i_a [A]	i_b [A]	i_c [A]
abc	30.1	127.6	127.4	0.104	0.061	0.046
$\alpha\beta$	30.0	127.6	127.4	0.102	0.059	0.050
dq	30.5	128.7	125.2	0.736	0.717	0.677

Os resultados demonstram comportamento similar entre os referenciais estacionários abc e $\alpha\beta$, com boa capacidade de rejeição à perturbação por sequência negativa, dado a elevada rigidez dinâmica que o controlador PR insere na região da frequência fundamental, considerando que nestes referenciais, as componentes de perturbação não sofrem

deslocamento em frequência. Contudo, o referencial síncrono dq , apresentou performance comprometida, com aproximadamente 1A de pico, nas correntes de perturbação, devido a baixa rigidez dinâmica na região do segundo harmônico (120Hz), onde se manifesta a sequência negativa dado ao deslocamento em frequência intrínseco ao referencial de controle. Este resultado comprova a efetividade dos referenciais estacionários neste cenário em específico, onde naturalmente a perturbação por sequência negativa é rejeitada sem grandes preocupações com estratégias de controle mais elaboradas.

4.2.3 Análise Transitória

A análise transitória experimental do controle de corrente nos três referenciais é demonstrada na figura 4.6. Foi considerado um degrau nas correntes de referência, de 50% para 100% da corrente nominal do conversor, em condições senoidais ideais da rede c.a. A resposta transitória demonstra comportamento similar entre os três referenciais, com duração aproximada de $600\mu s$. Estes resultados comprovam que os controladores PI em referencial síncrono e o controlador PR em referenciais estacionários [56, 62] tem mesma dinâmica, no sentido de colocar todos os referenciais de controle em uma mesma condição operacional, a fim de realizar uma comparação justa entre os mesmos.

4.3 Estudos de Caso

4.3.1 Análise em Regime Permanente - Rede c.a. Ideal

A seguir são apresentados quatro estudos de caso onde o conversor é analisado em regime permanente para diferentes cenários componentes de perturbação presentes na rede c.a, onde a figura de mérito levantada é baseada na TDD *Total Demand Distortion* das correntes sintetizadas pelo conversor, i_{gx} .

Neste estudo de caso, demonstrado na sessão D da tabela 4.4 foi analisado condições ideais da rede elétrica c.a. (simetria entre as três fases sem conteúdo harmônico), para os três referenciais de controle sob estudo. O conversor opera em potência nominal e

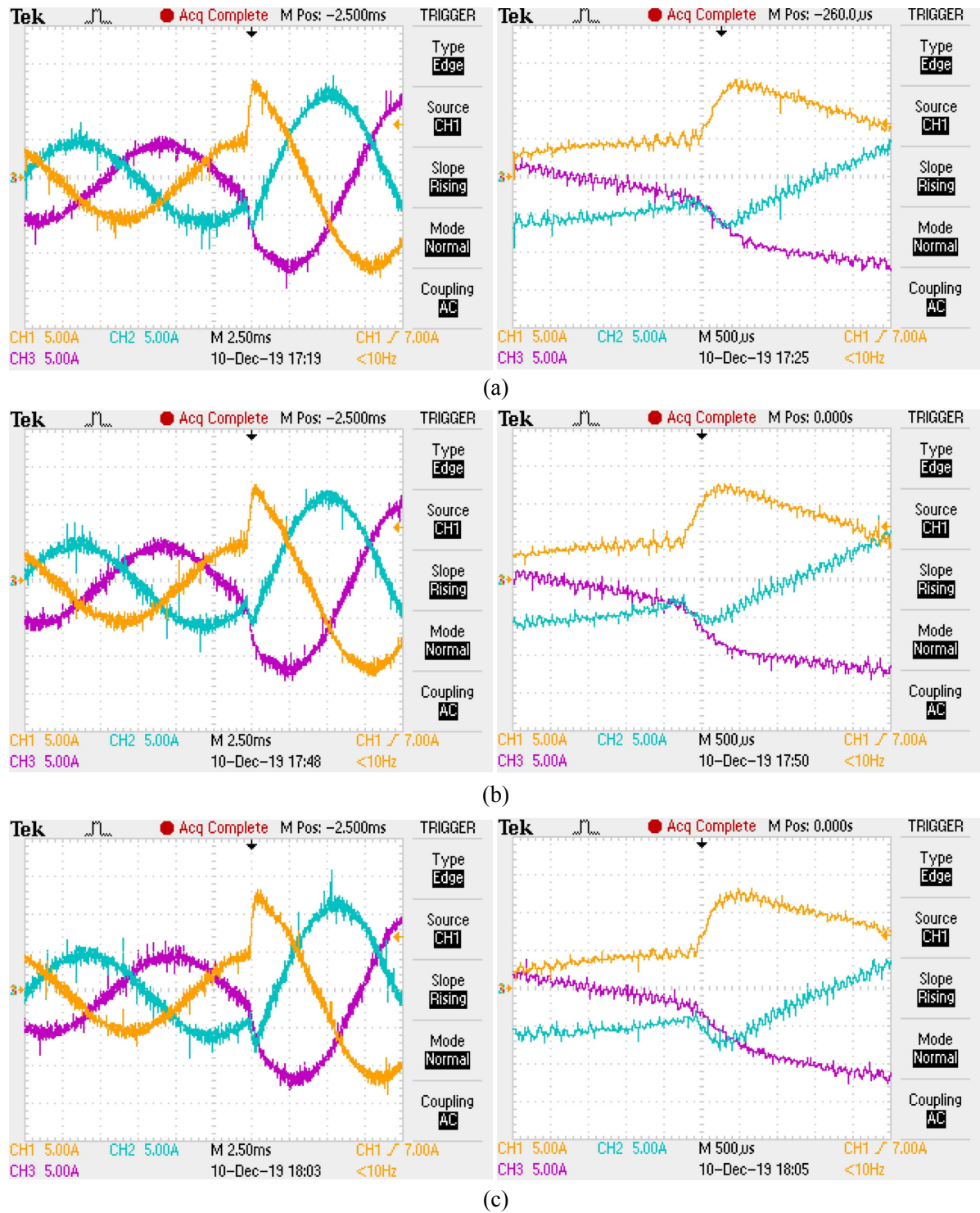


Figura 4.6: Análise transitória sob condições senoidais ideais, sem ação feedforward. (a) abc -PR. (b) $\alpha\beta$ -PR. dq -PI.

apenas um compensador PR sintonizado na frequência fundamental da rede c.a. para os referenciais estacionários, e PI para referencial síncrono foram empregados, desconsiderando qualquer compensação feedforward no controle. A TDD das correntes i_{gx} é calculada baseado na metodologia descrita na IEEE 519-2014 [38], considerando componentes harmônicas até a 51th ordem. As componentes harmônicas foram processadas *offline* em plataforma MATLAB, baseado nos vetores das correntes obtidos via osciloscópio Tektronix TDS2024B.

Os resultados obtidos neste cenário demonstram comportamento muito similar entre os três referenciais analisados. As diferenças observadas entre as fases a , b e c em um mesmo referencial de controle se da em função das não idealidades existentes no setup experimental e também da limitação existente no janelamento aplicado na análise de FFT das correntes.

4.3.2 Análise em Regime Permanente sob Rede c.a. Distorcida, sem e com compensação feedforward

Os dois próximos estudos de caso demonstrados nas sessões E.1 e E.2 da tabela 4.4 analisam o conversor submetido a componentes harmônicas na rede c.a., operando apenas com o compensador responsável pelo rastreamento de sequência positiva, sem e com compensação *feedforward*. Dado a sutil diferença gráfica entre os dois estudos de caso, apenas o caso E.1 é demonstrado nas figuras 4.7 (a), (c) e (e). Foi considerado componentes harmônicas balanceadas nas três fases do conversor, sintetizadas pela fonte programável responsável por emular a rede c.a. As tensões sintetizadas pela fonte programável foram constituídas respectivamente de (1 pu) sequência positiva, -5^a (0.04 pu) e $+7^o$ (0.025 pu), resultando em 4.73% de THD por fase. Neste cenário circula entre fonte programável e conversor 80% da potência nominal (Potência Reativa), com 6.36A eficaz por fase.

A compensação foi realizada da mesma forma para os três referenciais, somando a mesma às tensões modulantes já em referencial abc que são aplicadas ao modulador PWM. Mais uma vez aqui foi demonstrado que os três referenciais de controle apresentaram per-

formance muito próxima, sem diferenças aparentes quando analisado apenas as formas de onda sintetizadas pelo osciloscópio. A compensação feedforward das componentes de perturbação foi capaz de melhorar a TDD das correntes sintetizadas em aproximadamente 30-35%. Esta compensação, que em teoria seria capaz de eliminar totalmente as componentes de perturbação, não é totalmente efetiva dado as limitações inerentes ao sistema de controle digital (amostragem do sistema digital e delay de transporte presente nos *gate-drivers*) [16, 53].

4.3.3 Análise em Regime Permanente com Controlador Multi-Ressonante - Rede c.a. Distorcida

Neste estudo de caso, demonstrado na sessão F da tabela 4.4 e nas figuras 4.7 (b), (d) e (f) o conversor é submetido as mesmas componentes harmônicas na rede c.a. da subseção anterior, porém opera com uma estratégia de múltiplos controladores sintonizados nas componentes de perturbação, com o propósito de melhorar a rigidez dinâmica do controle de corrente neste cenário de operação. Nos referenciais estacionários, abc e $\alpha\beta$, foi considerado além da parcela ressonante, sintonizada na frequência fundamental, outras duas parcelas, sintonizadas respectivamente no 5º e 7º harmônicos. No referencial síncrono dq , dado a característica de deslocamento em frequência das componentes harmônicas, além do compensador PI responsável por rastrear a sequência positiva, uma parcela ressonante sintonizada no 6º harmônico que tem boa efetividade considerando o cenário por componentes harmônicas balanceadas entre as três fases. O controle de corrente nos três referenciais, baseado em estratégia multi-ressonante melhoraram a performance do conversor em aproximadamente 76% quando comparado ao estudo de caso anterior com compensação feedforward. Do ponto de vista comparativo, os três referenciais apresentaram novamente comportamento muito próximo, concluindo que todos apresentam performance similar do ponto de vista de regime transitório e permanente em todos os cenários analisados.

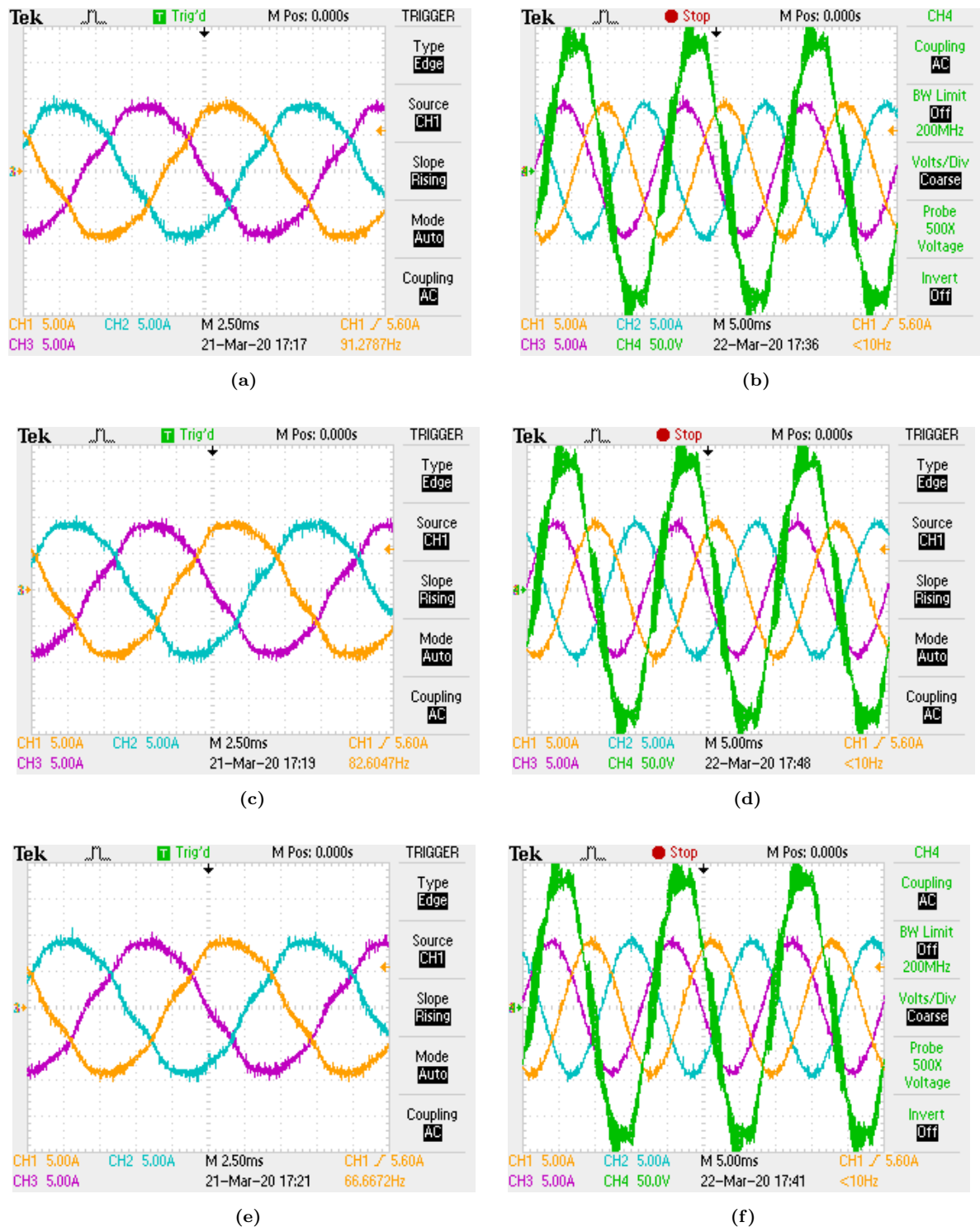


Figura 4.7: Estudos de Caso. (a) E.1 abc -PR fund. (b) F abc -PR fund. $+5^\circ +7^\circ$. (c) E.1 $\alpha\beta$ -PR fund. (d) F $\alpha\beta$ -PR fund. $+5^\circ +7^\circ$. (e) E.1 dq -PI. (f) F dq -PI+ 6° Ressonante.

Tabela 4.4: Casos de Estudo em setup experimental - Distorção Total por Demanda TDD(%)

Fase	Estudo de Caso D			Estudo de Caso E.1			Estudo de Caso E.2			Estudo de Caso F		
	<i>abc</i>	$\alpha\beta$	<i>dq</i>	<i>abc</i>	$\alpha\beta$	<i>dq</i>	<i>abc</i>	$\alpha\beta$	<i>dq</i>	<i>abc</i>	$\alpha\beta$	<i>dq</i>
<i>a</i>	1.150	1.380	1.137	4.669	4.443	4.494	3.094	2.942	2.727	1.115	1.054	1.226
<i>b</i>	1.378	1.550	1.312	4.384	4.695	4.477	2.983	2.806	2.936	1.110	1.167	1.043
<i>c</i>	1.430	1.419	1.354	4.519	4.522	4.276	3.279	2.929	3.021	1.307	1.226	1.047

4.4 Custo Computacional em Plataforma DSP

O último estudo de caso quantifica o esforço computacional considerando as configurações de controle utilizadas neste trabalho: Com e sem estratégias multi-ressonante, com implementação em linguagem C e assembly. Todos os tempos de processamento, demonstrados na tabela 4.6 referem-se apenas à implementação dos controladores de corrente, excluindo-se as demais partes do algoritmo de processamento como o PLL e subsistemas de proteção do conversor. O tempo de processamento foi computado utilizando o método GPIO SET/RESET, dentro do loop de interrupção que trata o controle de corrente do conversor. A figura 4.8 demonstra o primeiro resultado obtido considerando os três referenciais de controle descritos em linguagem de programação C.

A linguagem assembly apresenta menor nível de abstração do hardware e melhor performance em termos de tempo de processamento quando comparado a linguagem C, contudo é uma linguagem de baixo nível e requer maior esforço na etapa de desenvolvimento do algoritmo. Neste trabalho, todas as implementações em assembly foram baseadas na biblioteca de controle digital (DCL) da Texas Instruments, que disponibiliza todas as equações de diferenças, utilizadas na concepção dos controladores, em linguagem C e assembly. Esta biblioteca oferece ainda processamento em forma direta e em forma pré-computada, o que reduz consideravelmente o *sample-to-output* delay, otimizando a performance do controle. A forma pré-computada do controlador PI não está disponível na biblioteca de controle DCL, e foi omitida das análises demonstradas na tabela 4.6. Os resultados consideram implementação em referencial síncrono, para o estudo de caso ba-

seado no controlador PI+ressonante, o controlador PI descrito em assembly forma direta (*direct-form*) mais a parcela ressonante sintonizada no sexto harmônico escrita em sua forma pré-computada.

Os resultados, considerando apenas um controlador, que o referencial natural abc requer respectivamente 59% e 31% menor esforço computacional quando comparado aos referenciais $\alpha\beta$ e dq , e requer 26% e 15% menor esforço computacional do que os referenciais ortogonais considerando a estratégia de múltiplos controladores, como demonstrado nas linhas 1 e 2 da tabela 4.6. Estes resultados são obtidos devido a total ausência de quaisquer transformação de coordenadas, apresentando uma inerente simplificação de implementação para sistemas embarcados de baixo-custo, como em microinversores solares por exemplo. Os resultados também demonstram que o controle em referencial natural abc requer 37% menos custo computacional quando descrito em linguagem assembly, em sua forma direta, quando comparado à implementação em C, no cenário de apenas um controlador (linhas 1 e 3 da tabela 4.5 para o referencial abc), e requer 17% menos custo computacional quando programado em sua forma pré-computada, quando comparado a sua forma direta. Vale a pena destacar-se que o controle em referencial dq pode ter sua performance melhorada com estratégias baseadas em multi-referenciais sintonizados nas componentes de perturbação aos quais deseja-se eliminar ou mesmo compensadores ressonantes aplicados aos eixos d e q valendo-se do comportamento inerente de deslocamento em frequência que o referencial apresenta, porém são estratégias que trazem consigo elevado custo computacional.

Tabela 4.5: Custo Computacional medido - % do Período de Amostragem

	abc	$\alpha\beta$	dq
<i>C - Fund.</i>	1.69%	2.45%	4.13%
<i>C - Fund + Multi control</i>	4.12%	4.88%	5.6%
Asm Forma direta - Fund.	1.06%	1.93%	2.66%
Asm Forma direta - Fund. + Multi	2.53%	3.3%	3.62%
Asm Forma pré computada - Fund.	0.87%	1.64%	-
Asm Forma pré computada + Multi	1.67%	2.44%	3.33%

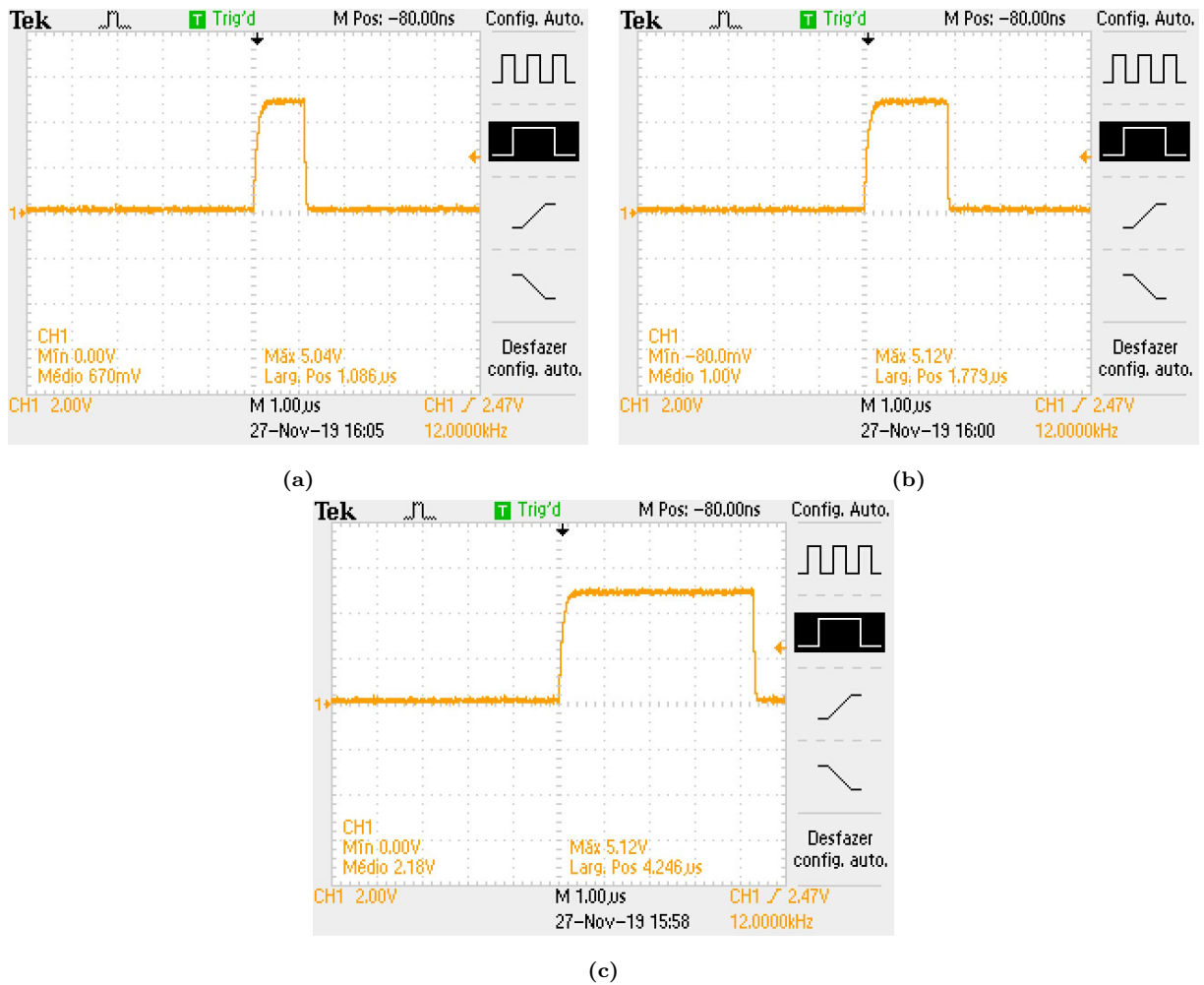


Figura 4.8: Tempo de processamento do controle de corrente em plataforma DSP . (a) Referencial natural abc . (b) Referencial estacionário $\alpha\beta$. (c) Referencial síncrono dq .

4.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma série de estudos de caso baseados em setup experimental, a fim de corroborar as propostas deste trabalho, que buscou delimitar as características do controle de corrente de um conversor trifásico à três fios operando no perfil de gerador distribuído, em três referenciais distintos. A análise por rigidez dinâmica demonstrou ser uma ferramenta precisa do ponto de vista das perturbações externas ao sistema de controle. Baseado nas componentes harmônicas e de desbalanço, de interesse, foi possível

validar nos três referenciais a curva modelo, oriunda da equação de rigidez, que para este caso específico representa a curva de impedância de saída do conversor.

A análise transitória e em regime permanente para os quatro estudos de caso propostos demonstrou que exceto sutil diferença, todos os três referenciais apresentaram resultados muito semelhantes entre si. Foi possível constatar-se também que, apesar de idealmente a estratégia de compensação feedforward ser efetiva, na prática a mesma é consideravelmente afetada pelas limitações inerentes aos sistemas de controle digital, o que na prática, caso necessário em função de algum requisito em norma, demandará a implementação de estratégias de rejeição de perturbações baseadas em compensação por realimentação negativa.

Como resultado final, baseado no custo computacional de implementação do controle de corrente nos três referenciais, o controle em coordenadas naturais abc apresentou custo computacional extremamente reduzido quando comparado aos demais referenciais que são dependentes de transformações de coordenadas, o que o torna uma estratégia de controle interessante do ponto de vista de sistemas embarcados de baixo custo.

Capítulo 5

Conclusão e Propostas de Continuidade

5.1 Conclusão

Este trabalho de mestrado propôs investigar o controle de corrente de um conversor trifásico a três fios em três referenciais distintos, tendo como perfil operacional o contexto de gerador distribuído, apresentando uma generalização focada no conversor CLR. Isso ocorre no intuito de não restringir as análises a um campo de aplicação específico, seja solar fotovoltaico, eólico, hidro turbinas, etc, uma vez que o conversor CLR é uma entidade responsável por estabelecer fluxo de potência entre a fonte de geração distribuída e a rede c.a., seja qual for a mesma.

No capítulo 2 foram apresentados aspectos básicos de revisão teórica do conversor CLR, apresentando a modelagem e controle do mesmo conectado à rede c.a., nos referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq . A implementação proposta foi simplista, baseada em técnicas de controle clássicas e controle linear, com intuito de tornarem-se justas as análises comparativas entre cada referencial de controle. O capítulo 3 apresentou estudo aprofundando das características de implementação e comportamento que cada referencial trouxe ao conversor, baseado em uma série de estudos de caso em simulação e setup experimental. Buscou-se através disso contribuir com uma melhor compreensão do comportamento do

conversor em cada referencial, tomando por base análise das perturbações externas presentes no rede c.a. utilizando a ferramenta de rigidez dinâmica, regime transitório e regime permanente baseado na THD das correntes sintetizadas e custo computacional, com implementação dos controladores em linguagem C e Assembly, em plataforma experimental baseada no DSP de ponto flutuante da Texas Instruments TMS320F28335.

Do ponto de vista dos resultados, o controle de corrente em referencial síncrono dq apresentou performance inferior em regime permanente em um contexto de perturbação por sequência negativa presente na rede c.a., quando comparado aos controles em referenciais estacionários abc e $\alpha\beta$, o que é produto da baixa rigidez dinâmica que este referencial apresentou neste cenário de operação. Como demonstrado, isto implicará em um maior custo computacional para contornar esta limitação do referencial uma vez que demandará implementação de técnicas de controle mais elaboradas ou até mesmo a implementação de um ou mais referenciais dq em cada componente de perturbação. Neste mesmo contexto de sequência negativa presente na rede c.a., os referenciais estacionários com controladores do tipo proporcional-ressonante PR, apresentam elevada capacidade de rejeição uma vez que o compensador utilizado para rastrear a sequência positiva tem capacidade de rejeitar também as componentes de sequência negativa. Isso ocorre em função do não deslocamento em frequência nos referenciais estacionários. Para todos os outros cenários de perturbação por componentes harmônicas, os três referenciais apresentam resultados muito próximos e a discussão recai sobre o custo computacional de implementação das estratégias que tornam cada referencial "imune" a perturbações externas presentes na rede c.a. Como demonstrado nos estudos de caso, o controle em referencial abc apresentou reduzido custo computacional e implementação simples, dado a ausência de quaisquer algoritmos de transformação de coordenadas e em simulação apresenta resultados idênticos aos obtidos no controle em referencial $\alpha\beta$.

Destaca-se como ponto final de discussão que o emprego de um referencial de controle em detrimento dos outros dependerá do nicho de aplicação ao qual o conversor será empregado. Dado a simplicidade de análise destacada em literatura, a melhor proposta de controle para máquinas elétricas c.a. continua a ser baseada no referencial síncrono

dq. Em filtros ativos, baseados na teoria de potência de Akagi, a proposta de controle baseada no referencial estacionário $\alpha\beta$ ainda é a solução mais interessante uma vez que as referências de corrente já são calculadas neste referencial.

O controle em coordenadas naturais *abc* demonstrou ser uma solução factível e com significativo grau de simplificação uma vez que elimina quaisquer transformações de coordenadas e apresenta ser uma proposta com forte apelo comercial dado ao baixo custo computacional, ganhando notoriedade de aplicação em GD, STATCOM's e filtros ativos baseados em processamento no domínio do tempo.

5.2 Propostas de Continuidade

Como sugestão destacam-se as seguintes propostas de continuidade:

- Buscar um modelo mais preciso das componentes de perturbação presentes na rede c.a., considerando no equacionamento a impedância da rede c.a. e a forma como ela pode impactar mais ou menos em um determinado referencial;
- Realizar uma análise comparativa mais detalhada, focando em diferentes tipos de algoritmos PLL e a forma como eles podem implicar na estabilidade do controle nos três referenciais distintos, principalmente em uma rede c.a. fraca;
- Realizar o estudo de estabilidade do controle de corrente nos três referenciais baseado no filtro *LCL*;
- Analisar via ferramenta de rigidez dinâmica a malha de corrente considerando filtro *LCL*;
- Estudo das técnicas *Feedforward* para rejeição das componentes de perturbação presentes na rede c.a. em cada um dos três referenciais;
- Comparar técnicas de controle não-lineares nos três referenciais;

- Expandir a análise comparativa proposta por este trabalho no contexto de aplicação à máquinas elétricas, em especial ao controle PMSG que compõe a bancada representativa presente no laboratório LCCE.

Referências Bibliográficas

- [1] ABGD, “Associação brasileira de geração distribuída, 2020 mapa do mercado.” Disponível em:<<http://www.abgd.com.br/portal/dados-mercado/>>. Acesso em: 15/12/2020.
- [2] ABEEólica, “Boletim anual de geração eólica 2018.” Disponível em:<<http://abeeolica.org.br/dados-abeeolica/>>, 2019. Acesso em: 08/12/2019.
- [3] N. Mohan, *Power Electronics*, vol. 1. Wiley & Sons, 2012. 241p.
- [4] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, “Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, 2007.
- [5] A. Russell, “Wind and solar-powered hybrid prime power systems,” *INTELEC '84 - International Telecommunications Energy Conference*, pp. 154–158, Nov 1984.
- [6] C. V. Nayar, W. B. Lawrance, and S. J. Phillips, “Solar/wind/diesel hybrid energy systems for remote areas,” *Proceedings of the 24th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, pp. 2029–2034 vol.4, Aug 1989.
- [7] ENERDATA, “Global energy statistical yearbook 2019.” Disponível em:<<https://yearbook.enerdata.net/electricity/electricity-domestic-consumption-data.html>>, 2019. Acesso em: 03/12/2019.

- [8] J. Lucas de Souza Silva, M. Cavalcante, R. Machado, M. Silva, and D. Delgado, “Análise do avanço da geração distribuída no brasil,” *VII Congresso Brasileiro de Energia Solar - CBENS 2018, At Gramado-RS*, Abr. 2018.
- [9] ANEEL, “Brasil ultrapassa marca de 1gw em geração distribuída.” Disponível em:<<https://www.aneel.gov.br/sala-de-imprensa-exibicao/>>, 2019. Acesso em: 04/12/2019.
- [10] S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and P. Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*. London: IET, 2009. 297p.
- [11] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, V. F. Mendes, and H. A. Pereira, “Detection method for multi-harmonic current compensation applied in three-phase photovoltaic inverters,” *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1–8, Nov 2016.
- [12] N. Mohan, *Power Electronics - A First Course*. Minneapolis, USA: Wiley & Sons, 2012. 270p.
- [13] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. United Kingdom: Wiley, 2011. 398p.
- [14] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1398–1409, Oct 2006.
- [15] S. Kumari, P. S. Bhakar, and T. Nath Gupta, “Analysis of wind fed pmsg with inc mppt using interleaved boost converter,” *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, pp. 795–800, April 2018.
- [16] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital control in power electronics*, vol. 1. Morgan & Claypool Publishers, 2006. 158p.

- [17] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, vol. 1. Wiley & Sons, 2010. 451p.
- [18] S. Madhusoodhanan, K. Mainali, A. Tripathi, D. Patel, A. Kadavelugu, S. Bhattacharya, and K. Hatua, “Harmonic analysis and controller design of 15 kv sic igbt-based medium-voltage grid-connected three-phase three-level npc converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3355–3369, 2017.
- [19] X. Hu, W. Liang, B. Gao, P. Ma, and Y. Zhang, “Integrated step-up non-isolated inverter with leakage current elimination for grid-tied photovoltaic system,” *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 14, pp. 3749–3757, 2019.
- [20] D. Barater, G. Franceschini, and E. Lorenzani, “Unipolar pwm for transformerless grid-connected converters in photovoltaic plants,” pp. 387–392, 2009.
- [21] O. Lopez, R. Teodorescu, F. Freijedo, and J. DovalGandoy, “Leakage current evaluation of a singlephase transformerless pv inverter connected to the grid,” 2007.
- [22] W. Song and A. Q. Huang, “Fault-tolerant design and control strategy for cascaded h-bridge multilevel converter-based statcom,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2700–2708, 2010.
- [23] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, “Operation of cascaded h-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic power plants under bridge failures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 7228–7236, 2015.
- [24] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, “Power balance of cascaded h-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 292–303, 2016.
- [25] C. M. N. Mukundan and P. Jayaprakash, “A new binary hybrid cascaded h-bridge multi level converter for power quality applications,” pp. 1–6, 2016.

- [26] R. O. d. Sousa, D. d. C. Mendonça, W. C. S. Amorim, A. F. Cupertino, H. A. Pereira, and R. Teodorescu, “Comparison of double star topologies of modular multilevel converters in statcom application,” pp. 622–629, 2018.
- [27] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters*.
- [28] L. SOARES, “Contribuição ao controle de um conversor reversível aplicado a um aerogerador síncrono de imãs permanentes,” Master’s thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, 2012.
- [29] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, “On continuous control of pwm inverters in the overmodulation range including the six-step mode,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 546–553, 1993.
- [30] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, “Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49–61, 1999.
- [31] L. M. Junior, *Implementação de Controladores para Conversores Trifásicos, sem Transformação de Coordenadas: Análise Geométrica Através de Vetores Espaciais*. PhD thesis, Universidade de São Paulo, 2012.
- [32] M. A. Al-Hitmi, S. Moinoddin, A. Iqbal, K. Rahman, and M. Meraj, “Space vector vs. sinusoidal carrier-based pulse width modulation for a seven-phase voltage source inverter,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, no. 3, pp. 230–243, 2019.
- [33] J. Salmon, L. Wang, N. Noor, and A. W. Krieger, “A carrier-based unipolar pwm current controller that minimizes the pwm-cycle average current-error using internal feedback of the pwm signals,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1708–1718, 2007.

- [34] A. M. Hava and E. Ün, “A high-performance pwm algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1998–2008, 2011.
- [35] G. Narayanan, D. Zhao, H. K. Krishnamurthy, R. Ayyanar, and V. T. Ranganathan, “Space vector based hybrid pwm techniques for reduced current ripple,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1614–1627, 2008.
- [36] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [37] “Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces,” *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1–138, 2018.
- [38] “Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, 2014.
- [39] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Mueeen, “lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, 2014.
- [40] P. Cortes and J. Rodriguez, “Three-phase inverter with output lc filter using predictive control for ups applications,” in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–7, 2007.
- [41] R. Cheng, Y. Song, and K. Ma, “Stability analysis and resonance suppression in converter system with coupled lcl and lc filters,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5309–5315, 2018.
- [42] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.

- [43] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, “Exploring inherent damping characteristic of lcl-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1433–1443, 2012.
- [44] S. Sen, K. Yenduri, and P. Sensarma, “Step-by-step design and control of lcl filter based three phase grid-connected inverter,” in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 503–508, 2014.
- [45] W. Yao, Y. Yang, X. Zhang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, “Design and analysis of robust active damping for lcl filters using digital notch filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2360–2375, 2017.
- [46] V. Kaura and V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.
- [47] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 5173–5178, 2006.
- [48] D. Zhu, S. Zhou, X. Zou, and Y. Kang, “Improved design of pll controller for lcl-type grid-connected converter in weak grid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 4715–4727, 2020.
- [49] S. Zhou, X. Zou, D. Zhu, L. Tong, Y. Zhao, Y. Kang, and X. Yuan, “An improved design of current controller for lcl-type grid-connected converter to reduce negative effect of pll in weak grid,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 648–663, 2018.
- [50] M. F. C. Campos, D. I. Brandao, V. F. Mendes, L. M. F. Morais, and S. I. Seleme, “Control of a pmsg based wind power system using abc-frame under distorted and

- asymmetrical voltage conditions,” *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–6, Dec 2017.
- [51] L. T. Martins, M. Stefanello, H. Pinheiro, and R. P. Vieira, “Current control of grid-tied lcl-vsi with a sliding mode controller in a multiloop approach,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 12356–12367, 2019.
- [52] P. H. I. Hayashi and L. Matakas, “Decoupled stationary abc frame current control of three-phase four-leg four-wire converters,” in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, 2017.
- [53] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, “Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2417–2426, 2009.
- [54] A. S. Bubshait, A. Mortezaei, M. G. Simões, and T. D. C. Busarello, “Power quality enhancement for a grid connected wind turbine energy system,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2495–2505, 2017.
- [55] F. P. Marafão, D. I. Brandão, A. Costabeber, and H. K. M. Paredes, “Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 9, no. 2, pp. 154–165, 2015.
- [56] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 601–610, 2001.
- [57] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*.
- [58] V. M. Moreno, M. Liserre, A. Pigazo, and A. Dell’Aquila, “A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1280–1289, 2007.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [59] J. R. Banerjee, “Review of the dynamic stiffness method for free-vibration analysis of beams,” *Transportation Safety and Environment*, vol. 1, pp. 106–116, 12 2019.
- [60] M. J. Ryan and R. D. Lorenz, “A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and ”back-emf”decoupling,” in *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, vol. 1, pp. 507–513 vol.1, 1995.
- [61] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, “Control topology options for single-phase ups inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 493–501, 1997.
- [62] D. N. Zmood and D. G. Holmes, “Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003.
- [63] K. W. Scachter, “Accelerators: Enhancing the capabilities of the c2000 mcu family-spry288a,” *Texas Instruments*, 2015.