

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



# Trabalho de Conclusão de Curso

# Projeto de um Conversor LCC para Geração de Energia com Fontes Renováveis

Marcelo Oliveira Godinho

João Monlevade, MG 2018

## Marcelo Oliveira Godinho

## Projeto de um Conversor LCC para Geração de Energia com Fontes Renováveis

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto. Orientador: Prof. Renan Fernandes Bastos

Universidade Federal de Ouro Preto João Monlevade 2018

#### G585p

Godinho, Marcelo Oliveira.

Projeto de um conversor LCC para geração de energia com fontes renováveis [manuscrito] / Marcelo Oliveira Godinho. - 2018.

62f.: il.: color; grafs; tabs.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos.

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

1. Engenharia elétrica. 2. Energia - Fontes alternativas. 3. Eletrônica de potência. I. Bastos, Renan Fernandes. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Titulo.

CDU: 621.311

Catalogação: ficha@sisbin.ufop.br



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



#### ANEXO IV - ATA DE DEFESA

Aos 10 dias do mês de julho de 2018, às 10 horas, no bloco B deste foi realizada a defesa de monografia pelo (a) formando (a) instituto. Marcelo O. Godinho , sendo a comissão examinadora constituída pelos professores: Renan Fernandes Bastos, Carlos H. N. de Resende Barbosa e Igor Dias Neto de Souza candidato (a) Ο (a) apresentou а monografia intitulada: Projeto de um Conversor LCC para Geração de Energia com Fontes Renováveis A comissão examinadora deliberou, por ApinVacao do(a) candidato(a), com a nota média unanimidade, pela  $9,03_{,}$  de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo (a) formando(a).

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

Banca Examinadora	Nota
Renan Fernandes Bastos	9.0
Carlos H. N. de Resende Basbosa	9,1
Igor Dias Neto de Souza	q.O
Média	9,03

João Monlevade, 10 de julho de 2018

Professor(a) Orientador(a)

Professor(a) Convidado(a)

Aluno (a)

Professor(a) Convidado(a)



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



TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado "Projeto de um Conversor LCC para Geração de Energia com Fontes Renováveis" é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 17 de julho de 2018.

Marcelo Olivera Godinho

# Agradecimentos

Aos meus pais, Márcio e Denízia, aos meus irmãos Sérgio e Márcia pelo amor, apoio e por serem a fonte de tudo que carrego comigo.

Ao meu orientador, Renan Fernandes Bastos, por sua disposição, confiança e, especialmente, pelos ensinamentos ao logo desse projeto.

Ao meu primo e grande amigo Sílvio, pelo companheirismo, pelo bom humor e pelo suporte, nos momentos bons e nos difíceis.

Aos membros da banca examinadora por contribuírem nesse trabalho e na minha formação.

A todos os excelentes professores e professoras da Universidade Federal de Ouro Preto com quem tive o prazer de trabalhar durante minha formação e especialmente aos que contribuíram direta ou indiretamente para esse projeto.

Muito obrigado.

"Ere many generations pass, our machinery will be driven by a power obtainable at any point of the universe." – Nikola Tesla

# Resumo

Este trabalho tem como objetivo o projeto, a análise e a simulação de um conversor de corrente comutada em linha a tiristor para interligar unidirecionalmente fontes de energias renováveis provenientes de barramento CC à rede CA, obedecendo normas técnicas e recomendações aplicáveis. Esse tipo de conversor foi escolhido pelo pequeno número de componentes, robustez, simplicidade do equipamento de controle e baixa frequência de chaveamento. Foi formulado o raciocínio básico para o cálculo dos pontos de operação para a integração das partes que compõe o conjunto rede CA, transformadores, inversor e fonte CC, sendo a última simulada como um conjunto de painéis fotovoltaicos. Também são analisadas estratégias para a melhoria da Qualidade de Energia Elétrica por meio de mitigação de harmônicos, filtragem passiva, filtragem ativa e controle do ângulo de disparo dos tiristores. A simulação do circuito foi realizada no programa  $\mathrm{PSIM}^{(\mathbb{R})}$ e o cálculo dos filtros harmônicos e dos controladores foi implementado no MatLAB<sup>®</sup>. O modo de operação com filtragem passiva forneceu os melhores resultados. As exigências para fornecimento de energia elétrica à rede de consumidores foram alcançadas, havendo redução de mais de 66% da distorção harmônica total da corrente para o inversor de 12 pulsos.

**Palavras-chave**: Eletrônica de potência, Inversor *LCC*, Energias renováveis, conversão CC-CA, mitigação de harmônicos.

# Abstract

The focus of this project is the design, analysis and simulation of a thyristor-based Line-Commutated Converter to unidirectionally interface DC bus renewable energy sources to the utility grid, complying with standards and relevant recommendations. This type of converter was selected due to its reduced number of components, robustness, simplified control techniques and low switching frequency. This paper formulates a basic reasoning concept for operating points all parts which integrates AC-powered grid, transformers, inverter and DC power source simulated as a photovoltaic cell array. This project also investigate techniques for power quality enhancement by using harmonic mitigation, passive filtering, active filtering and thyristor firing angle-based power factor control. The simulations were elaborated in the software  $PSIM^{(R)}$  while the filtering and regulators were computed in MatLAB<sup>(R)</sup>. The passive filtering mode provided the best results. The exigences for energy supplying were met, with reduction of more than 66% of total current harmonic distortion for the 12-pulse inverter.

**Keywords**: Power Electronics. LCI converter. Renewable energy sources. DC-AC convertion. Harmonics mitigation.

# Lista de ilustrações

Figura 1	_	Capacidade mundial e adições anuais de energia solar FV, 2007–2017	1
Figura 2	_	Capacidade mundial e adições anuais de energia eólica, 2007–2017	1
Figura 3	_	Capacidade e adições de energia hidrelétrica para os oito principais países.	2
Figura 4	_	Novos investimentos (em bilhões de USD) em energia renovável por tec-	
		nologia e aumento em relação ao ano de 2016 para países desenvolvidos	
		e em desenvolvimento.	2
Figura 5	_	Exemplo de um conversor monofásico de 2 níveis e a forma da onda de	
		tensão produzida	9
Figura 6	_	Delimitações superiores típicas das regiões de operação de chaves semi-	
		condutoras em termos de potência e frequência de chaveamento	10
Figura 7	_	Classificação de inversores multiníveis.	11
Figura 8	_	Saída de tensão média para conversores de 2, 3 e 5 níveis	12
Figura 9	_	Circuito de um inversor multinível trifásico à <i>IGBT</i>	12
Figura 10	) –	Retificador de 6 pulsos a $SC\!R$ ligado a uma carga RL e fonte CC	16
Figura 11	1 –	Retificador de 6 pulsos a $SCR$ em diagrama simplificado	16
Figura 12	2 –	Tensão instantânea do lado CC para um retificador controlado com	
		ângulo de disparo $\alpha = 45^{\circ}$	17
Figura 13	3 –	Formas de onda para a operação do retificador trifásico com $\alpha=30^\circ\!.$	19
Figura 14	1 -	Tensão instantânea do lado CC para um inversor trifásico controlado	
		com ângulo de dispar o $\alpha$ igual a 150°	21
Figura 15	5 -	Inversor de 12 pulsos a $SC\!R$ conectado ao barramento CA em diagrama	
		simplificado	22
Figura 16	5 -	Circuito generalizado de uma célula fotovoltaica. $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	25
Figura 17	7 –	Curva característica de corrente versus tensão de um módulo KCT130TM, $\hfill \hfill $	
		para diferentes níveis de irradiação	25
Figura 18	8 -	Fluxograma para algoritmo de MPPT por perturbação e observação	
		implementado	27
Figura 19	) –	Banco de filtros LC trifásicos conectados em configuração shunt	28
Figura 20	) –	Valores possíveis de capacitância e indutância para filtros sintonizados	
		gerados via MatLAB	29
Figura 21	1 –	Saída do script para o cálculo de filtro sintonizado simples	30
Figura 22	2 –	Diagrama simplificado para uso de filtragem ativa com conversor $V\!SC$	
		trifásico à IGBT.	31
Figura 23	3 –	Modelo para o algoritmo de $PLL$ utilizado	32
Figura 24	1 –	Diagrama análogo para a interação entre o conversor $V\!SC$ e a rede CA.	33
Figura 25	5 –	Malhas de controle para as correntes $i_d \in i_q$	33

Figura 26 –	Diagrama análogo para a interação entre o conversor $V\!SC$ e o banco	
	capacitivo	34
Figura 27 –	Malha de controle em cascata	34
Figura 28 –	Diagrama simplificado para o funcionamento no modo com filtragem	
	ativa	35
Figura 29 –	Modelo no software PSIM. Os filtros foram separados em subcircuitos.	36
Figura 30 –	Circuito do filtro ativo à $IGBT$ e respectivo circuito de controle no PSIM.	36
Figura 31 –	Circuito de filtros passivos de sintonia no PSIM	37
Figura 32 –	Potência gerada comparada ao ângulo de disparo	39
Figura 33 –	Tensão e corrente do barramento CC em regime permanente	40
Figura 34 –	Corrente $ic$ em ampères e tensão $V_{cn}$ em volts durante operação do	
	inversor $LCC$ sem o uso de filtros	41
Figura 35 –	Ângulo de disparo em graus e fator de potência versus tempo para para	
-	o modo de operação sem filtros	41
Figura 36 –	Corrente $ic$ (em detalhe) durante operação do inversor $LCC$ sem uso	
	de aparato para filtragem no barramento CA	42
Figura 37 –	Amplitudes das correntes harmônicas em relação à componente funda-	
	mental da corrente de linha $i_c$ na simulação	42
Figura 38 –	Potência gerada comparada ao ângulo de disparo após a inclusão do	
	banco de filtros passivos.	43
Figura 39 –	Corrente $ic$ e tensão $V_{cn}$ durante operação do inversor $LCC$ com o uso	
	de filtragem passiva.	44
Figura 40 –	Corrente $ic$ durante operação do inversor $LCC$ com o uso do banco de	
-	filtros	44
Figura 41 –	Amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha $i_c$	
	após a conexão do banco de filtros sintonizados ao barramento CA na	
	simulação.	45
Figura 42 –	Comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação	
	à corrente de linha $i_c$ antes e depois da inclusão do banco de filtros	
	sintonizados ao barramento CA	45
Figura 43 –	Sequência de imagens mostrando sincronização (esquerda para a di-	
	reita) entre o sinal gerado pelo algoritmo de $PLL$ (azul) e a tensão $V_{cn}$	
	(vermelho) no primeiro meio segundo de simulação.	46
Figura 44 –	Diferença angular em radianos entre o sinal gerado pelo algoritmo $PLL$	
	e o sinal de referência $V_{cn}$	47
Figura 45 –	Tensão no banco capacitivo do filtro ativo durante a simulação	47
Figura 46 –	Ação de controle sobre as correntes $i_d$ e $i_q$ no modo de operação com	
	filtragem ativa.	48

Fator de potência no barramento CA comparado ao ângulo de disparo	
no modo de operação com filtragem ativa.	48
Corrente $ic$ e tensão $V_{cn}$ (ambas em regime) durante operação do inversor	
LCC com o uso de filtragem ativa	49
Corrente $i_c$ em regime com o uso de filtragem ativa no barramento CA.	49
Amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha $i_{c}$	
com filtragem ativa no barramento CA	50
Comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação	
à corrente de linha $i_c$ antes e depois da inclusão do filtro ativo ao	
barramento CA.	50
Corrente $i_c$ em regime com o uso de filtragem ativa (com chaveamento	
a 24 kHz) no barramento CA	51
Comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação	
à corrente de linha $i_c$ antes e depois da inclusão do filtro ativo com	
chaveamento a 24 kHz	52
Diagrama unifilar do $VSC$ conectado a um PAC	57
	Fator de potência no barramento CA comparado ao ângulo de disparo no modo de operação com filtragem ativa

# Lista de tabelas

Tabela 1 –	Composição da matriz elétrica brasileira segundo dados de 2015	5
Tabela 2 –	Terminologia para cálculo de distorções harmônicas segundo o PRODIST.	14
Tabela 3 –	Limites das distorções harmônicas totais segundo o PRODIST. $\ .\ .$ .	14
Tabela 4 –	Limites de distorção harmônica de tensão aplicáveis segundo a ${\it IEEE}$	
	519:2014	15
Tabela 5 –	Limites de distorção de corrente para sistemas de geração de energia de	
	120V a 69 kV segundo a $I\!E\!E\!E$ 519:2014	15
Tabela 6 –	Limites de distorção de corrente para sistemas de geração de energia de	
	69kV a 161 kV segundo a $I\!E\!E\!E$ 519:2014	15
Tabela 7 –	Dados do modelo dos transformadores trifásicos utilizados no PSIM. $$ .	38
Tabela 8 –	Ganhos dos controladores PI utilizados na malha de controle para	
	filtragem ativa.	38
Tabela 9 –	Valores de indutância e capacitância dos filtros sintonizados da simulação.	38
Tabela 10 –	Módulo da impedância dos filtros sintonizados em frequências de inte-	
	resse e DHTi para uso em separado.	43
Tabela 11 –	Dados referentes aos resultados principais (em regime permanente) para	
	os modos de operação simulados	52

# Lista de abreviaturas e siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCAT	Corrente Contínua em Alta Tensão
DHT	Distorção Harmônica Total
DHTi	Distorção Harmônica Total da corrente
DHTv	Distorção Harmônica Total da tensão
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FET	Field-Effect Transistor
$\mathbf{FFT}$	Fast Fourier Transform
FV	Fotovoltaica
GTO	Gate Turn-off Thyristor
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
kA	Quiloampère
kHz	Quilohertz
kV	Quilovolt
kW	Quilowatt
LCC	Line Commutated Converter
LCI	Line Commutated Inverter
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PAC	Ponto de acoplamento comum

- PCH Pequena Central Hidrelétrica
- P&O Perturbação e Observação
- PI (Controlador) Proporcional Integral
- PLL Phase-Locked-Loop
- PRODIST Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
- PWM Pulse Width Modulation
- QEE Qualidade de Energia Elétrica
- SCR Semiconductor-Controlled Rectifier
- SVC Static Var Compensator
- TDD Total Demand Distortion
- USD United States Dollar
- VSC Voltage Sourced Converter

# Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	3
1.3	Estrutura do Texto	4
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ASPECTOS GERAIS	5
2.1	Geração de Energia Elétrica por Fontes Renováveis	5
2.1.1	Energia Hidrelétrica	5
2.1.2	Biomassa	5
2.1.3	Energia Eólica	6
2.1.4	Energia Fotovoltaica	7
2.2	Topologias de Conversão Estática CC-CA	7
2.2.1	Conversores <i>VSC</i> de até 2 Estágios	8
2.2.2	Conversores Multiníveis	11
2.3	Padrões de Qualidade de Energia Elétrica	13
2.3.1	PRODIST - Módulo 8: 2016	13
2.3.2	<i>IEEE</i> 519: 2014	14
3	METODOLOGIA	16
3.1	Projeto da Ponte Inversora a Tiristor	16
3.1.1	Ponte Retificadora de 6 Pulsos	16
3.1.2	Ponte Retificadora de 12 Pulsos	22
3.2	Modelo da Fonte Geradora: Painel Fotovoltaico	25
3.3	Algoritmo de Busca do Ponto de Máxima Potência por Perturbação	
	e Observação	27
3.4	Projeto de Filtros Passivos de Sintonia Simples para o Barramento	
	СА	28
3.5	Projeto e Controle de Filtro Ativo para o Barramento CA	30
3.6	Simulação do Modelo no PSIM	36
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	39
4.1	Modo de Operação sem Filtragem	39
4.2	Modo de Operação com Filtragem Passiva	43
4.3	Modo de Operação com Filtragem Ativa	46
4.4	Síntese dos Resultados	52

5	CONCLUSÃO	53
5.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	53
	REFERÊNCIAS	54
6	APÊNDICES	57
6.1	Controle de Potência Usando Transformada de Park	57
6.2	Algoritmo de <i>PLL</i> e Saída dq0 em Linguagem C	59
6.3	Algoritmo de MPPT por P&O em Linguagem C	61

# 1 Introdução

## 1.1 Motivação

Em 2017 a capacidade de geração de energia elétrica por fontes renováveis teve o maior aumento anual desde o início de seus registros. Houve uma adição de 178 gigawatts à capacidade instalada mundial, representando um aumento global de mais de 9% sobre 2016. A geração fotovoltaica teve adição recorde pelo terceiro ano consecutivo, totalizando 55% de toda a capacidade instalada de geração renovável em 2017 (ADIB et al., 2018). Os dados das Figuras 1, 2 e 3 mostram ainda que ambas também ultrapassaram o aumento da matriz hidroelétrica nos países com maior aumento da capacidade instalada.



Figura 1 – Capacidade mundial e adições anuais de energia solar FV, 2007–2017.

Fonte: (ADIB et al., 2018).

Figura 2 – Capacidade mundial e adições anuais de energia eólica, 2007–2017.



Fonte: (ADIB et al., 2018).

Comparando dados entre 2016 e 2017, lembrando que vários dos países avaliados ainda se recuperam de período de recessão no mercado econômico (como no caso da Grécia),



Figura 3 – Capacidade e adições de energia hidrelétrica para os oito principais países.

Fonte: (ADIB et al., 2018).

a tecnologia que se sobressaiu em novos investimentos é também a geração fotovoltaica. Os dados podem ser vistos na Figura 4. Os dados indicam que nos últimos anos, tanto

Figura 4 – Novos investimentos (em bilhões de USD) em energia renovável por tecnologia e aumento em relação ao ano de 2016 para países desenvolvidos e em desenvolvimento.



Fonte: (ADIB et al., 2018).

em países desenvolvidos como em desenvolvimento, existe um aumento dos esforços na geração de energias renováveis, principalmente nas áreas fotovoltaica e eólica (HUSSAIN et al., 2017). No Brasil, no ano de 2015, a potência eólica instalada atingiu 7633 megawatts, significando uma expansão de 56,2%, ultrapassando assim a geração nuclear (EPE, 2015).

Ao mesmo tempo nos últimos anos entraram em operação algumas das primeiras grandes usinas solares no Brasil, como a usina fotovoltaica localizada em Pirapora, no norte de Minas Gerais, com capacidade de 360 MW (ALMG, 2015).

Houveram enormes avanços no desenvolvimento de novos equipamentos para aplicações na área de eletrônica de potência nas décadas recentes. No entanto, a complexidade e quantidade de componentes dos circuitos de conversão de média e alta potência ainda tornam custosos os investimentos na área de geração de energias renováveis com barramento de corrente contínua. Dessa forma, em aplicações de alta potência, a tendência tem sido migrar de conversores com topologias mais complicadas, que exigem circuitos auxiliares, e usar chaves robustas em comutação forçada, diminuindo custos e complexidade (STEIGERWALD, 2001).

Com o barateamento dos painéis solares, aumenta a parcela dos custos do investimento relacionados aos sistemas de conversão, controle e filtragem da energia gerada. Análise similar pode ser feita para as estruturas das torres e pás dos geradores eólicos. Nesse contexto, o projeto de um conversor de corrente comutada em linha a tiristor (*Line Commutated Converter*, ou  $LCC^1$ ), também chamado de inversor comutado por linha (*Line Commutated Inverter*, ou LCI), pode representar uma solução competitiva. Em contrapartida, resta a necessidade de se projetar, adicionalmente, um sistema capaz de melhorar a qualidade da energia convertida pelo mesmo adequando-o às exigências e recomendações da regulamentação vigente para transmissão e distribuição aos consumidores.

### 1.2 Objetivos

O trabalho tem como objetivo o projeto, a simulação e a análise de um conversor *LCC* trifásico de doze pulsos a tiristor e todo seu aparato de filtragem auxiliar, tornando-o capaz de interligar unidirecionalmente fontes renováveis de energia à rede de corrente alternada obedecendo os padrões de qualidade de energia elétrica cabíveis. Objetivos específicos:

- Levantamento bibliográfico, estudo de abordagens e ferramentas existentes para a conversão de energia elétrica gerada por fontes renováveis;
- Projeto e simulação do circuito básico do conversor *LCC* a tiristor;
- Estudo do problema de qualidade da energia no uso de conversores *LCC* a tiristor;
- Projeto e simulação para filtragem de harmônicos e melhoria do fator de potência do conversor de 12 pulsos a tiristor.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> É comum encontrar referências na literatura estrangeira que usam a sigla *LCC* para denominar alguns conversores com circuito de tanque ressonante de dois capacitores e um indutor. Para os propósitos desse trabalho, a sigla é usada somente para denominar o conversor comutado em linha.

### 1.3 Estrutura do Texto

- Capítulo 2 Estudo bibliográfico e aspectos gerais, que inclui uma breve revisão sobre geração de energias renováveis no Brasil e algumas de suas especificidades, sobre alguns dos tipos de topologias básicas utilizadas em sistemas de conversão CC-CA e os padrões de qualidade de energia aplicáveis;
- Capítulo 3 Metodologia do trabalho, incluindo o estudo do modelo da fonte geradora (painel fotovoltaico), desenvolvimento e simulação do conversor LCC e estratégias adotadas para mitigação de harmônicos;
- Capítulo 4 Resultados e discussão, capítulo onde são apresentados todos os testes simulados e seus resultados;
- Capítulo 5 Conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros.

# 2 Revisão Bibliográfica e Aspectos Gerais

## 2.1 Geração de Energia Elétrica por Fontes Renováveis

O termo energia renovável vem sendo cada vez mais utilizado e engloba um número variado de possíveis fontes. Nessa seção será abordado brevemente o estado de algumas fontes de energia elétrica limpa com ênfase na situação do Brasil.

#### 2.1.1 Energia Hidrelétrica

A matriz elétrica brasileira (Tabela 1) está fortemente fundamentada na geração de energia por grandes centrais hidrelétricas. Estas suprem cerca de 64% do consumo. Entre os anos de 2014 e 2015, houve queda na energia hidráulica disponibilizada devido às condições hidrológicas desfavoráveis (EPE, 2015) evidenciando certa vulnerabilidade, comum a uma matriz energética que ainda está em processo de diversificação.

Fonte de energia elétrica	Contribuição na matriz $elétrica(\%)$
Hidrelétrica	64
Gás natural	12,9
Biomassa	8
Derivados do petróleo	4,8
Derivados do carvão	4,5
Eólica	3,5
Nuclear	2,4
Solar fotovoltaica	0,01

Tabela 1 – Composição da matriz elétrica brasileira segundo dados de 2015.

Fonte: adaptado de (EPE, 2015).

Com a preocupação com o meio ambiente e, na tentativa de evitar tanto o alagamento de áreas consideráveis como a necessidade de longas linhas de transmissão, houve incentivo do governo para a manutenção e liberação da construção de pequenas centrais hidrelétricas (PCHs) em 2015. No entanto, mesmo com as novas ações e leis de incentivo implantadas, que se utilizaram de políticas regulatórias (EPE, 2015), o aumento da energia gerada por parte de PCHs é ainda considerado modesto(ADIB et al., 2018).

#### 2.1.2 Biomassa

O uso da biomassa para a produção de energia elétrica tem o potencial de reduzir significativamente a emissão de gases nocivos ao ambiente quando usada em detrimento de combustíveis fósseis. No Brasil, destaca-se a utilização do bagaço da cana para a geração de energia elétrica nas usinas de produção de álcool, da casca de arroz além do carvão vegetal(RODRIGUES, 2004).

Apesar da boa rentabilidade e da disponibilidade de matéria-prima para geração de energia elétrica a partir de biomassa no Brasil, a mesma depende de fatores ligados ao clima, regime de chuvas e variação nos preços de outros insumos como o açúcar e o álcool combustível. Para o carvão vegetal ocorre uma relação similar, dependente do mercado siderúrgico e metalúrgico. No ano de 2015, houve queda de 1,7% na produção de energia a partir de lenha e carvão vegetal no mesmo período como outras fontes a exemplo da cana e da lixívia (um efluente na produção de papel) que tiveram aumento de 5,1% e 14,9% respectivamente (EPE, 2015).

#### 2.1.3 Energia Eólica

A energia eólica é a energia cinética contida nas massas de ar. Seu uso para geração de energia elétrica envolve a conversão da energia dos ventos através de máquinas elétricas rotativas. Os argumentos favoráveis à fonte eólica são: renovabilidade, perenidade, ampla disponibilidade, independência de importações e custo zero para obtenção de suprimento (ao contrário do que ocorre com as fontes fósseis). O principal argumento contrário é o custo das torres e máquinas elétricas que, embora seja decrescente, ainda é elevado na comparação com outras fontes (ANEEL, 2008).

Os dados já mencionados na introdução desse texto sobre a geração de energia elétrica por fontes eólicas no Brasil mostram que o setor está em expansão. Apesar da dependência dos aspectos geográficos, necessários à boa operação dos parques eólicos, já existem sistemas com capacidade de geração de mais de 1 MW por aerogerador (ANEEL, 2008).

Geradores eólicos utilizam, geralmente, máquinas de indução quando as aplicações requerem conexão à rede de distribuição sem o uso de conversores entre o estator do gerador e a rede e sem a necessidade de algoritmos e circuitaria de sincronismo (TEODORESCU et al., 2011). Contudo, se há necessidade de utilização de máquinas síncronas como geradores, em detrimento de máquinas de indução, o uso de conversores eletrônicos de potência elevada é indispensável. Nesse caso, a potência gerada é processada através do conversor (BASTOS, 2016). Nestes e nos casos em que há necessidade de conexão a um barramento CC, algo comum quando há integração de tipos diferentes de fontes renováveis, utiliza-se um conversor na configuração *Back-to-Back*. Assim, as características da fonte geradora que são vistas pela rede de distribuição aos consumidores são delineadas pelo conversor que é o responsável por esse intermédio.

#### 2.1.4 Energia Fotovoltaica

O efeito fotovoltaico foi descoberto por Alexandre-Edmond Becquerel, em 1839, que constatou a presença de uma diferença de potencial nos terminais de um semicondutor quando exposto à luz. A origem desse fenômeno está embasada no efeito fotoelétrico, que ocorre quando fótons atingem a superfície de um metal com energia suficiente para permitir a liberação dos elétrons (MOÇAMBIQUE et al., 2011). Existe ainda o efeito termoelétrico que se caracteriza pelo surgimento de uma diferença de potencial, provocada pela junção de dois metais quando há uma diferença entre temperaturas de ambos. Embora muito empregado na construção de medidores de temperatura, seu uso comercial para a geração de eletricidade tem sido impossibilitado pelos baixos rendimentos obtidos e pelos custos elevados dos materiais (ANEEL, 2004).

Os sistemas de placas fotovoltaicas, comparados às demais formas de geração de energias renováveis, apresentam uma dependência menor de questões de localização geográfica e são classificados como um tipo de geração de baixo impacto ao meio ambiente. Ainda que variável, a radiação solar é abundante durante o dia na maior parte do território do Brasil. Os sistemas de geração de média e alta potência ainda carecem de um aparato que seja capaz de armazenar energia com boa eficiência. O armazenamento eficiente ampliaria a perenidade do fornecimento para as partes do dia em que ocorre sombreamento ou quando não há radiação direta de luz sobre as placas. Outro aspecto negativo é a baixa eficiência dos painéis que dificilmente ultrapassa 25%. No entanto, a literatura atual já possui trabalhos que discutem a produção de células fotovoltaicas capazes de gerar energia em praticamente qualquer condição de tempo, sem que haja reduções consideráveis na potência fornecida. Essas são chamadas de *all-weather cells* (TANG, 2017).

Como foi mencionado na Seção 1.1, os investimentos em energia solar tem aumentado ao longo dos últimos anos. Devido à razoável queda no preço dos painéis fotovoltaicos, este tipo de aproveitamento da energia solar, antes atrativo apenas em regiões remotas ou na zona rural, começa a se tornar uma solução economicamente viável para a utilização em aplicações urbanas (RODRIGUES, 2004). Dessa forma, no decorrer desse trabalho, grande ênfase foi dada as simulações que usam fontes fotovoltaicas. Assim, como nos casos da geração eólica que utilizam máquinas síncronas operando como geradores, em um sistema fotovoltaico o inversor de frequência é o elemento chave da conexão dos painéis à rede CA (TEODORESCU et al., 2011).

### 2.2 Topologias de Conversão Estática CC-CA

No fornecimento de energia com fontes renováveis, a mesma é costumeiramente oferecida na forma de grandezas elétricas com característica contínua (RODRIGUES, 2015), exigindo-se assim uma etapa de conversão CC-CA. Inversores estáticos fazem uso de dispositivos semicondutores de potência que funcionam como chaves. Estas são ligadas e desligadas repetidamente de forma a implementar a função de conversão desejada. Nas aplicações de interesse desse trabalho, com fluxo de potência unidirecional e operação não isolada, empregam-se conversores CC-CA pertencentes aos seguintes grupos:

- Conversores de tensão (*VSC*);
- Conversores Multiníveis;
- Conversores de Corrente Comutada em linha (*LCC*).

As seções seguintes trazem uma revisão e breve discussão sobre os dois primeiros tipos de inversores listados. Por ser parte do objetivo principal desse estudo, o conversor LCC será analisado em detalhes no Capítulo 3. No entanto, adianta-se nesta seção suas principais vantagens e desvantagens (RODRÍGUEZ et al., 2005).

- Vantagens:
  - Alta eficiência;
  - Alta confiabilidade;
  - Bom controle da corrente de carga;
  - Baixa complexidade;
  - Baixo custo;
  - Tecnologia consolidada.
- Desvantagens:
  - Consumo de potência reativa;
  - Geração de correntes harmônicas;
  - Necessita de filtros de potência.

Como será observado ao longo do trabalho, o domínio dos conversores que usam tiristores de potência tem se mantido na forma de equipamentos do tipo *Static Var Compensator* (SVC) e transmissão com corrente contínua em alta tensão (CCAT). Outros semicondutores desenvolvidos ao longo dos últimos anos não foram capazes de reduzir a importância dos tiristores, dado a sua alta confiabilidade, custo e perdas comparativamente mais reduzidos (PING et al., 2009).

### 2.2.1 Conversores VSC de até 2 Estágios

O conversor VSC é um inversor de frequência que se utiliza de chaves com capacidade de controle de condução e bloqueio. Estes são dispositivos que exigem um pulso de disparo para entrar em condução e podem interromper a condução através de outro pulso, diferentemente dos tradicionais tiristores. Os últimos permitem controle apenas do momento de início de condução, dependendo de um cruzamento da corrente pelo zero para cessar a condução dessa corrente (PING et al., 2009). Atualmente, os componentes mais usados nas topologias VSC são os transistores bipolares de porta isolada ou IGBTs. Esses, por sua vez, foram desenvolvidos nos anos 1980 para suplantar os problemas dos transistores de potência disponíveis na época, que incluíam baixo ganho de corrente quando usados com alta tensão, resultando em um aumento do tamanho, peso e custos do seu circuito de disparos. Além desses, os transistores bipolares de potência exigiam circuitos do tipo  $snubber^1$  para compensar sua fraca área de operação segura (IWAMURO; LASKA, 2017). Na indústria e nas aplicações que envolvem máquinas elétricas de média e alta potência, também se utiliza o tiristor GTO (do inglês *Gate Turn-off Tysristor*) além dos IGBTs (WILAMOWSKI; IRWIN, 2016).

As Figuras 5a, 5b e 5c mostram o circuito de um conversor VSC monofásico de meia ponte e suas saídas em tensão quando os disparos são gerados com e sem modulação de largura de pulso (*PWM*). Esse circuito pode ser utilizado como inversor quando a diferença de potencial da fonte CC é divida por dois capacitores de mesma carga. Na Figura 5a tem-se no lado direito a fonte de tensão contínua  $U_d$  e no lado esquerdo a saída  $U_{ca}$ .

Figura 5 – Exemplo de um conversor monofásico de 2 níveis e a forma da onda de tensão produzida.



Fonte: adaptado de (PING et al., 2009).

Como pode ser observado na Figura 5, o uso da frequência fundamental para os disparos gera uma onda quadrada para a saída de tensão enquanto a modulação PWM é capaz de produzir uma saída de tensão que, na média, tem comportamento senoidal, diminuindo consideravelmente o conteúdo harmônico de ordens mais baixas. Outra vantagem do uso da modulação PWM é também permitir o controle da amplitude de saída. O aumento na frequência de chaveamento (em relação ao caso sem modulação em largura) faz com que somente as harmônicas de ordem alta sejam consideráveis na

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Os *snubbers* são circuitos amortecedores, formados por um resistor e um capacitor em série cuja finalidade é amortecer os transientes de alta tensão que ocorrem na comutação de uma carga.

composição da saída do conversor. Isso faz com que o aparato de filtragem, que garantiria a qualidade de energia em casos de fornecimento de energia ao consumidor, seja reduzido. No entanto, o aumento na frequência de trabalho das chaves eleva consideravelmente as perdas por chaveamento do conversor.

Para fornecimento de grandes blocos de energia com conversores VSC trifásicos, a quantidade de chaves (e as perdas a elas associadas) e ainda a complexidade dos controladores para os circuitos de modulação se tornam fatores ainda mais importantes. Adicionalmente, mesmo com o desenvolvimento recente de novos conversores a IGBT, os mesmos ainda não são tão robustos como os conversores a tiristor. Na Figura 6, são mostrados as delimitações superiores típicas das regiões de operação de chaves semicondutoras em termos de potência e frequência de chaveamento.





Fonte: adaptado de (WILAMOWSKI; IRWIN, 2016).

#### 2.2.2 Conversores Multiníveis

Existem muitos subtipos de conversores multiníveis, como pode ser observado na Figura 7. De forma generalizada, são sistemas compostos por uma matriz de semicondutores de potência e fontes de tensão que, quando apropriadamente conectadas e controladas, podem gerar uma forma de onda com vários níveis de tensão (Figura 8) com frequência, fase e amplitude máxima controláveis (RODRIGUEZ et al., 2009). O número de níveis do conversor é definido como o número de passos ou de valores constantes gerados.



Figura 7 – Classificação de inversores multiníveis.

Fonte: adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2009).

Os inversores multiníveis trifásicos foram concebidos ao longo das últimas décadas como uma alternativa para projetos de fornecimento de energia em alta potência, mantendo algumas das vantagens do conversores VSC de pequeno porte. São escaláveis (em termos de potência ativa entregue) e fornecem energia com qualidade elevada, não necessitando na maioria dos casos de aparato de filtragem no lado CA, assim como os inversores VSC de pequeno porte. Em contrapartida, exigem um grande número de componentes eletrônicos e um sistema de controle complexo. Como o número de chaves utilizados é maior, o uso de modulações de alta frequência aumenta consideravelmente as perdas por chaveamento.

O projeto de conversores multiníveis também possui algumas particularidades como a necessidade de paralelismo entre as chaves. Como as mesmas possuem comportamento não-linear, seu paralelismo é uma tarefa que exige atenção especial, não sendo segura a sua realização da mesma forma feita com componentes passivos lineares, tais como resistores e capacitores (RODRIGUES, 2004). A Figura 9 mostra o circuito de um inversor multinível trifásico utilizado em sistemas de alta potência.



Figura 8 – Saída de tensão média para conversores de 2, 3 e 5 níveis.

Fonte: adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2009).



Figura 9 – Circuito de um inversor multinível trifásico à IGBT.

Fonte: adaptado de (HART, 2011).

### 2.3 Padrões de Qualidade de Energia Elétrica

Quando conectadas à rede CA, cargas não lineares mudam a natureza senoidal da corrente resultando no fluxo de correntes harmônicas que podem causar interferência com circuitos de comunicação e outros tipos de equipamento (LANGELLA et al., 2014). Adicionalmente, essa condição de baixa QEE pode causar aumento nas perdas e no aquecimento de equipamentos como transformadores e máquinas elétricas rotativas. Ainda assim, como qualquer outra fonte geradora de energia, inversores estáticos conectados à rede elétrica tem que atender a exigências de qualidade definidas por normas. As normas locais de regulação impostas pelas concessionárias possuem vários pontos em comum (JUNIOR, 2014). Existe ainda a necessidade de seguir as recomendações de comitês internacionais como o *IEEE*, principalmente nos casos onde ainda não há legislação local sobre o tema.

Em se tratando dos inversores chaveados, tem-se especial interesse no teor harmônico das ondas de tensão e corrente e no fator de potência de operação. Tendo esses como principais pontos para a futura avaliação da QEE do projeto do presente trabalho, são descritas a seguir as normas técnicas e recomendações aplicáveis.

#### 2.3.1 PRODIST - Módulo 8: 2016

A Seção 8 da norma da ANEEL para Procedimentos de Distribuição de Energia no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), que diz respeito à QEE, define a terminologia, caracteriza os fenômenos, parâmetros e valores de referência relativos à conformidade de tensão em regime permanente e às perturbações na formas de onda de tensão (PRODIST, 2016).

Segundo o Capítulo 3 do PRODIST, o valor do fator de potência (fp) deve ser calculado a partir dos valores registrados das potências ativa e reativa  $(P \in Q)$ , utilizando-se a Equação 2.1:

$$fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}.\tag{2.1}$$

Para unidades geradoras, o fator de potência no ponto de acoplamento comum (PAC) deve estar sempre compreendido entre 0,92 e 1 indutivo ou 0,92 e 1 capacitivo.

O Capítulo 4 do PRODIST define as distorções harmônicas como fenômenos associados a deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental. A Tabela 2 traz a terminologia utilizada na norma para o cálculo de distorções harmônicas.

Dessa forma, de acordo com o disposto no PRODIST, escreve-se as Equações 2.2 e 2.3:

$$DHTv = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} V_h^2}}{V_1} \times 100;$$
 (2.2)

Símbolo	Identificação da grandeza
h	Ordem da Harmônica
hmax	Ordem Harmônica Máxima
hmin	Ordem Harmônica Mínima
$V_h$	Tensão da Harmônica de ordem h
$V_1$	Tensão fundamental medida
$I_h$	Corrente Harmônica de ordem h
$I_1$	Corrente Fundamental Medida
DHTv	Distorção Harmônica Total de Tensão(%)
DHTi	Distorção Harmônica Total de Corrente(%)
$I_{sc}$	Corrente de curto-circuito
$I_L$	Valor eficaz da corrente de Carga
PAC	Ponto de Acesso Comum

Tabela 2 – Terminologia para cálculo de distorções harmônicas segundo o PRODIST.

Fonte: (PRODIST, 2016).

$$DHTi = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} I_h^2}}{I_1} \times 100.$$
(2.3)

A Tabela 3 mostra os valores de referência para as distorções harmônicas totais de tensão especificadas pela norma da ANEEL.

Tabela 3 -	Limites	das	distorções	harmônicas	totais	segundo (	o PRODIST.
						0	

Tensão Nominal no Barramento (Vn)	DHTv(%)
$Vn \le 1kV$	10
$1kV < Vn \le 69kV$	8
69kV < Vn < 230kV	5

Fonte: (PRODIST, 2016).

### 2.3.2 *IEEE* 519: 2014

A *IEEE* 519 define práticas e requisitos para o controle de harmônicos em sistemas elétricos de potência. Essa recomendação estabelece limites para os parâmetros elétricos de corrente e tensão relacionados à QEE em regime permanente em um determinado PAC. Os limites de distorção de tensão e distorção de corrente são apresentados, respectivamente, nas Tabelas 4, 5 e 6.

Para os limites de distorção harmônica das correntes, a *IEEE* utiliza a distorção de demanda total (referenciada naquele documento como TDD). Esta é computada pela razão entre a raiz quadrada da média quadrática até a ordem 50, excluindo-se as inter-harmônicas,

Tensão V no PAC	(%) máxima por harmônico	DHTv(%)
$V \le 1kV$	5,0	8,0
$1kV < V \le 69kV$	3,0	5,0
$69kV < V \le 161kV$	1,5	2,5
161kV < V	1,0	1,5

Tabela 4 – Limites de distorção harmônica de tensão aplicáveis segundo a IEEE 519:2014.

Fonte: Adaptado de (LANGELLA et al., 2014).

de acordo com a Equação 2.4.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}}{I_1} \tag{2.4}$$

em que h é a ordem da harmônica e  $I_1$  é a corrente na frequência fundamental. Especificamente para sobre distorção nas correntes, a *IEEE* 519 define que todo harmônico par deve ser limitado a 25% do valor máximo estabelecido para o harmônico ímpar sucessor. A recomendação também deixa claro que distorções que resultem em um *offset* CC não são permitidas. Consequentemente, conversores de meia onda acoplados diretamente a rede não são permitidos.

Tabela 5 – Limites de distorção de corrente para sistemas de geração de energia de 120V a 69 kV segundo a  $I\!EE\!E$  519:2014.

Distorção máxima em porcentagem da demanda máxima de corrente								
Ordem harmônica individual (harmônicas ímpares)								
$I_{sc}/I_L$	$3 \le h < 11$	$11 \le h < 17$	$17 \le h < 23$	$23 \le h < 35$	$35 \le h < 50$	TDD		
< 20	4,0	2,0	1,5	1,0	0,5	$5,\!0$		

Fonte: Adaptado de (LANGELLA et al., 2014).

Tabela 6 – Limites de distorção de corrente para sistemas de geração de energia de 69kV a 161 kV segundo a IEEE 519:2014.

Distorção máxima em porcentagem da demanda máxima de corrente								
Ordem harmônica individual (harmônicas ímpares)								
$I_{sc}/I_L$	$3 \le h < 11$	$11 \le h < 17$	$17 \le h < 23$	$23 \le h < 35$	$35 \le h < 50$	TDD		
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	$0,\!15$	$^{2,5}$		

Fonte: Adaptado de (LANGELLA et al., 2014).

# 3 Metodologia

## 3.1 Projeto da Ponte Inversora a Tiristor

### 3.1.1 Ponte Retificadora de 6 Pulsos

O conversor CC-CA trifásico projetado nesse capítulo tem como unidade elementar a ponte retificadora controlada de onda completa a tiristor, também chamada de retificador de seis pulsos. A Figura 10 mostra essa célula ligada entre o barramento CA e uma carga RL em série com a fonte CC. Sua representação pode ser ainda simplificada no bloco visto na Figura 11.





Fonte: autor.

Figura 11 – Retificador de 6 pulsos a SCR em diagrama simplificado.



Fonte: autor.

Com o uso dos *SCRs*, a condução de corrente nos braços do retificador não se inicia até que uma corrente de disparo flua pelo terminal do *gate* ao mesmo tempo que a chave está diretamente polarizada (HART, 2011). Dessa forma, pode-se ajustar o ângulo

de disparo  $\alpha$  que representa o intervalo entre o *SCR* estar diretamente polarizado e ter o sinal aplicado ao *gate*. Idealmente, se o disparo ocorre no ângulo  $\alpha$  igual a zero, o comportamento do circuito será equivalente ao de uma ponte retificadora não controlada.

A Figura 12 mostra a tensão instantânea  $v_o$  de um retificador trifásico controlado para  $\alpha$  igual a 45° ligado a uma carga puramente resistiva.

Figura 12 – Tensão instantânea do lado CC para um retificador controlado com ângulo de disparo  $\alpha = 45^{\circ}$ .



Fonte: adaptado de (HART, 2011).

A tensão média  $V_o$  obtida do lado CC pode ser controlada pelo ângulo  $\alpha$ , o que por sua vez controla a potência média que flui do retificador para a carga.

Afim de analisar a operação do circuito da Figura 10, considera-se o caso a seguir com  $\alpha$  igual a 30° (ou  $\alpha = \pi/6$  rad ) com uma indutância de valor L elevado na linha CC. Para tais considerações, o retificador possui formas de onda como as mostradas na Figura 13, que está dividida em intervalos.

Ainda considerando o circuito da Figura 10, durante um intervalo I  $(\pi/6 + \alpha \le \omega t < \pi/2 + \alpha)$ ,  $v_a$  é ligeiramente maior do que as tensões das outras fases, deixando a chave 1 diretamente polarizada. Quando o gate de S1 é disparado no ângulo de  $\pi/6 + \alpha$  pela corrente  $i_{g1}$ , a chave entra em modo de condução. Nesse instante, a tensão do barramento positivo do lado CC com relação ao ponto de aterramento  $(v_p)$  é igual à tensão  $v_a$ . A chave  $S_6$ , que já estava em modo de condução mantém seu estado até o fim do intervalo I, ao mesmo tempo que a tensão do barramento negativo  $(v_n)$  é igual a  $v_b$ . Dessa forma, tem-se

$$v_o = v_p - v_n = v_{ab}.$$
 (3.1)

A corrente  $I_o$  flui de  $v_a$  para  $v_b$  através do caminho S1 - carga - S6. As correntes de linha são então  $i_a = I_o$ ,  $i_b = -I_o$  e  $i_c = 0$ .

Continuando com o circuito da Figura 10, durante um intervalo II (ou seja,  $\pi/2 + \alpha \leq \omega t < 5\pi/6 + \alpha$ ),  $v_c$  é menor do que as outras duas tensões de fase, fazendo com que S2 esteja diretamente polarizada. A mesma é então disparada fazendo com que a chave S6 seja reversamente polarizada, forçando o seu desligamento. A corrente CC é então comutada de S6 para S2, fazendo com que  $i_b = 0$  e  $i_c = -I_o$ . Nesse instante, a tensão  $v_o$  é dada por

$$v_o = v_p - v_n = v_{ac}.$$
 (3.2)

Seguindo o mesmo raciocínio, os valores das formas de ondas são obtidos para qualquer instante. A corrente  $i_S$  em um diodo em modo de condução é a mesma que a corrente da carga. Usando a Lei das Correntes de *Kirchhoff* nos nós  $a, b \in c$  do circuito da Figura 10 obtém-se as correntes  $i_a, i_b \in i_c$ 

$$i_a = i_{S1} - i_{S4},\tag{3.3}$$

$$i_b = i_{S3} - i_{S6},\tag{3.4}$$

$$i_c = i_{S5} - i_{S2}. \tag{3.5}$$

Com as condições já mencionadas, a tensão média  $V_o$ , a mesma da Figura 13, no lado CC do retificador, é dada por

$$V_o = \frac{\operatorname{á} rea\{A_1\}}{\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{3}\right)} \times \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{ab}(d\omega t) = \frac{3 \times \sqrt{2}}{\pi} \times V_{LL} \times \cos(\alpha) = 1,35 \times V_{LL} \times \cos(\alpha)$$
(3.6)

na qual  $v_{ab}$  para o intervalo é dado por

$$v_{ab} = \sqrt{2} \times V_{LL} sen(\omega t + \pi/6). \tag{3.7}$$

Na condição de indutância (L) muito elevada,  $I_o$  é dado por

$$I_o^{rms} = I_o^{media} = \frac{V_o - V_{dc}}{R}$$
(3.8)

Como cada tiristor conduz um terço do tempo, tem-se

$$I_S^{m\acute{e}dia} = \frac{1}{3} \times I_o^{m\acute{e}dia}, \tag{3.9}$$

$$I_S^{m\acute{e}dia} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times I_o^{rms},\tag{3.10}$$

е

$$i_a = i_b = i_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \times I_o^{rms},$$
 (3.11)



Figura 13 – Formas de onda para a operação do retificador trifásico com  $\alpha = 30^{\circ}$ .

Fonte: adaptado de (WU; NARIMANI, 2017).
A análise do circuito da Figura 10 mostra que a máxima tensão reversa na chave é o valor de pico da tensão de linha, que vem a ser um dos parâmetros limitadores no projeto de um conversor. A corrente de linha  $i_a$  pode ser expressa em termos de sua série de Fourier (WU; NARIMANI, 2017) como

$$i_{a} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{o} \left( sen(\omega t - \phi_{1}) - \frac{1}{5} sen(5(\omega t - \phi_{1})) - \frac{1}{7} sen(7(\omega t - \phi_{1})) + \frac{1}{11} sen(11(\omega t - \phi_{1})) + \frac{1}{13} sen(13(\omega t - \phi_{1})) - \frac{1}{17} sen(17(\omega t - \phi_{1})) - \frac{1}{19} sen(19(\omega t - \phi_{1})) + \dots \right), \quad (3.12)$$

em que  $\phi_1$  é o ângulo de fase entre a tensão  $v_a$  e corrente de linha na frequência fundamental  $i_{a1}$ . O valor rms de  $i_a$  pode ser calculado como

$$I_{a} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} (i_{a})^{2} (d\omega t)\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} (I_{o})^{2} (d\omega t) + \int_{\frac{7\pi}{6}+\alpha}^{\frac{11\pi}{6}+\alpha} (-I_{o})^{2} (d\omega t)\right)\right)^{\frac{1}{2}}$$
(3.13)

$$=\sqrt{\frac{3}{2}} \times I_o = 0,816I_o. \tag{3.14}$$

Dessa forma, a DHTi para  $i_a$  pode ser calculada como

$$DHTi_a = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{a1}^2}}{I_{a1}} \times 100 = \frac{\sqrt{(0, 816I_o)^2 - (0, 78I_o)^2}}{0, 78I_o} \times 100 = 31, 1\%$$
(3.15)

em que  $I_{a1}$  é o valor rms de  $i_{a1}$ . Como pode ser observado pelo cálculo da DHTi e pelas correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  na Figura 13, o teor de correntes harmônicas no lado CA é alto para as normas e recomendações estabelecidas.

Para que o circuito da Figura 10 passe a operar como um inversor, ou seja, com fluxo de potência indo do barramento CC para o barramento CA, a tensão Vdc tem que ser negativa. A corrente tem obrigatoriamente continuar fluindo na mesma direção uma vez que as chaves só permitem corrente em um sentido. Para que a potência seja então provida pela fonte CC, a tensão da ponte retificadora  $V_o$  também deve ser negativa. Para que isso ocorra,  $\alpha$  tem que ser maior do que 90° e menor do que 180°, obtendo-se a forma de onda vista na Figura 14. Essa relação entre o sinal da tensão  $V_o$  e o ângulo de disparo das chaves também pode ser observado na Equação 3.6 (WU; NARIMANI, 2017).

Figura 14 – Tensão instantânea do lado CC para um inversor trifásico controlado com ângulo de disparo $\alpha$ igual a 150°.



Fonte: adaptado de (HART, 2011).

#### 3.1.2 Ponte Retificadora de 12 Pulsos

Para melhorar o desempenho do inversor em termos de correntes harmônicas e, consequentemente, da QEE no barramento CA, esse trabalho usa a configuração de doze pulsos. Seu diagrama é mostrado na Figura 15. Nessa configuração, uma das pontes é

Figura 15 – Inversor de 12 pulsos aSCR conectado ao barramento CA em diagrama simplificado.



Fonte: autor.

conectada ao barramento CA principal por um transformador na configuração Y - Y e a segunda é conectada por um segundo transformador na configuração  $Y - \Delta$ . Além de fornecer isolamento galvânico ao circuito, isso introduz um defasamento de 30° entre as entradas trifásicas das duas pontes. Em geral, os transformadores usados em sistemas de potência possuem alta eficiência, alcançando 99% em algumas aplicações (SHE et al., 2012). Uma vez que as pontes retificadoras a tiristor também possuem alta eficiência, em torno de 97% (RODRÍGUEZ et al., 2005), não ocorre diminuição expressiva da eficiência da conversão ao se utilizar os transformadores na topologia.

Os ângulos de disparo usados nas duas pontes são mantidos idênticos, fazendo com que as correntes de linha sejam também idênticas em forma, mas defasadas em ângulo no barramento CA da ponte. De forma análoga ao descrito em (WU; NARIMANI, 2017) e (HART, 2011), considerando que o lado primário de ambos os transformadores está ligado ao barramento CA principal, as correntes de linha nos enrolamentos secundários representadas em séries de Fourier são dadas por:

$$i_{sec}^{Y} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \left( sen(\omega t) - \frac{1}{5} sen(5\omega t) - \frac{1}{7} sen(7\omega t) + \frac{1}{11} sen(11\omega t) + \frac{1}{13} sen(13\omega t) - \frac{1}{17} sen(17\omega t) - \frac{1}{19} sen(19\omega t) + \dots \right)$$
(3.16)

$$\begin{split} i_{sec}^{\Delta} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \left( sen(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{5} sen(5(\omega t + 30^\circ)) - \frac{1}{7} sen(7(\omega t + 30^\circ)) \right. \\ &+ \frac{1}{11} sen(11(\omega t + 30^\circ)) + \frac{1}{13} sen(13(\omega t + 30^\circ)) - \frac{1}{17} sen(17(\omega t + 30^\circ)) \\ &- \frac{1}{19} sen(19(\omega t + 30^\circ)) + \dots \right). \end{split}$$

A corrente de linha no lado primário do transformador Y-Y é idêntica a do lado secundário, exceto pela sua magnitude, de acordo relação de transformação. Devido à configuração das ligações do transformador  $Y - \Delta$ , os ângulos de fase de algumas correntes harmônicas são modificados. Como resultado, no lado do enrolamento primário, a corrente de linha  $(i_{pri}^{\Delta})$  não possui a mesma forma de onda. Sua expressão em termos da série de Fourier é dada por

$$i_{pri}^{\Delta} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_o \left( sen(\omega t) + \frac{1}{5} sen(5(\omega t)) + \frac{1}{7} sen(7(\omega t)) + \frac{1}{11} sen(11(\omega t)) + \frac{1}{13} sen(13(\omega t)) + \frac{1}{17} sen(17(\omega t)) + \frac{1}{19} sen(19(\omega t)) + \dots \right).$$
(3.18)

Sendo  $(i_{pri}^Y)$  a corrente de linha do lado primário do transformador configurado em Y - Y, dada por

$$i_{pri}^{Y} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_o \left( sen(\omega t) - \frac{1}{5} sen(5\omega t) - \frac{1}{7} sen(7\omega t) + \frac{1}{11} sen(11\omega t) + \frac{1}{13} sen(13\omega t) - \frac{1}{17} sen(17\omega t) - \frac{1}{19} sen(19\omega t) + \dots \right),$$
(3.19)

tem-se na soma das correntes dos transformadores, a eliminação das duas harmônicas mais proeminentes:

$$i_{pri}^{\Delta} + i_{pri}^{Y} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o \left( sen(\omega t) + \frac{1}{11} sen(11(\omega t)) + \frac{1}{13} sen(13(\omega t)) + \frac{1}{23} sen(23(\omega t)) + \frac{1}{25} sen(25(\omega t)) + \dots \right).$$
(3.20)

Como pode ser observado, as correntes harmônicas de ordem 17 e 19 também são eliminadas. Com isso, a DHTi para uma das correntes de linha do barramento CA principal é determinada por (WU; NARIMANI, 2017):

$$DHTi_{a} = \frac{\sqrt{I_{a}^{2} - I_{a}1^{2}}}{I_{a1}} \times 100 = \frac{(I_{a11}^{2} + I_{a13}^{2} + I_{a23}^{2} + I_{a25}^{2} + \dots)^{1/2}}{I_{a1}} \times 100 = 15,3\%.$$

(3.21)

Com o uso dos transformadores, o teor harmônico das correntes no barramento CA principal cai consideravelmente. Como o disposto em (HART, 2011), a tensão em CC obtida da soma das pontes retificadoras é dada por

$$V_{o} = V_{o}^{Y} + V_{o}^{\Delta} = \frac{3V_{LL}^{max}}{\pi} \cos(\alpha) + \frac{3V_{LL}^{max}}{\pi} \cos(\alpha) = \frac{6V_{LL}^{max}}{\pi} \cos(\alpha).$$
(3.22)

Essa expressão possui grande importância. Ela mostra a relação entre a tensão do barramento CA e a tensão de operação do arranjo de painéis solares. Seu valor máximo ocorre quando  $cos(\alpha)$  é unitário.

Para a simulação, no entanto, é conveniente que as duas pontes trifásicas operem com os mesmos níveis de tensão. Assim, considerando uma linha CA com tensão de fase-neutro de 127 volts rms, a relação de espiras no transformador em  $Y - \Delta$  é ajustada para que as tensões de linha dos transformadores sejam iguais. O inversor é visto pela rede como uma fonte de corrente. Como a linha CA possui um pequeno valor de impedância, ocorre um pequeno aumento da tensão nos enrolamentos dos transformadores, fazendo com que a tensão rms de linha nos secundários aumente de 220 para 233 volts.

Para a operação como inversor, o módulo da tensão média  $V_o$  é a máxima possível no limite máximo do ângulo de disparo, ou seja,  $\alpha$  próximo a 180°. Nesse caso, a tensão de potência máxima dos painéis deve ser maior do que o módulo de  $V_o$  calculado para que exista uma faixa de operação razoável no controle do disparo, que é necessário para ajustes no fator de potência e nas correntes que fluem para a rede CA. Logo, para a simulação do presente trabalho, utiliza-se como módulo da tensão máxima de operação  $V_o$  o valor:

$$V_o = \frac{6 \times 233 \times \sqrt{2}}{\pi} \times \cos(180^\circ) \approx -630 \ volts. \tag{3.23}$$

No inversor controlado, o fator de potência na linha CA principal (para onde o fluxo de potência é direcionado) está relacionado ao ângulo de disparo. Observando que a potência ativa (P) é igual nos dois lados da interface CC-CA (no caso ideal), tem-se

$$P = V_o \times I_o. \tag{3.24}$$

Seja o módulo da potência aparente S no lado CA dado por

$$S = \sqrt{3}V_{rms} \times I_{rms},\tag{3.25}$$

Como o inversor é visto pela rede como uma fonte de corrente, tem-se

$$I_{rms} = k_{\alpha} \times I_o \tag{3.26}$$

sendo  $k_{\alpha}$  uma constante de proporcionalidade. Dessa forma, como a tensão rms na rede CA é constante, tem-se o fator de potência fp dado por

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{V_o \times I_o}{V_{rms} \times (k_\alpha \times I_o)} = \frac{V_o}{k_\alpha \times V_{rms}}.$$
(3.27)

Considerando a Equação 3.22, fica claro que quanto maior  $V_o$ , maior o fator de potência, sendo o fator de potência dependente do ângulo de disparo  $\alpha$ .

#### 3.2 Modelo da Fonte Geradora: Painel Fotovoltaico

Em termos de eletrônica, pode-se entender um painel fotovoltaico como a junção p-n de um semicondutor que libera elétrons quando exposto à luz. A taxa de elétrons gerados depende do fluxo de luz incidente e da capacidade de absorção do semicondutor (VILLALVA et al., 2010). O modelo generalizado (Figura 16) é então baseado em uma fonte de corrente controlada pela irradiação no painel G, a corrente induzida  $I_{pv}$ , resistências série  $R_s$ , resistência shunt  $R_p$  e um diodo  $D_1$  que representa o efeito da recombinação das portadoras (BASTOS, 2016).

Figura 16 – Circuito generalizado de uma célula fotovoltaica.



Fonte: (MOÇAMBIQUE et al., 2011).

Figura 17 – Curva característica de corrente versus tensão de um módulo KCT130TM, para diferentes níveis de irradiação.



Fonte: (MOÇAMBIQUE et al., 2011).

A Equação 3.28 que dita o comportamento do painel leva ainda em consideração a temperatura do equipamento. Por ser não-linear, a mesma é solucionável apenas por métodos numéricos:

$$I = I_{pv} - I_0 \left[ exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p}, \qquad (3.28)$$

em que  $V_t$  é a tensão térmica do painel com  $N_s$  células dada por

$$V_t = \frac{N_s kT}{q}.$$
(3.29)

Nessa representação matemática,  $I_0$  é a corrente de saturação do diodo, a é o fator de idealidade do diodo,  $R_s$  é a resistência série equivalente do módulo e  $R_p$  é a resistência equivalente em paralelo do módulo, k é a constante de Boltzmann (1, 3806 × 10<sup>-23</sup> J/K), T é a temperatura da junção p-n e q é a carga elementar do elétron (1, 602176 × 10<sup>-19</sup>C). Para contornar a necessidade de uma solução iterativa, utiliza-se os parâmetros fornecidos pelos fabricantes de painéis.

Para o desenvolvimento da simulação, foi utilizado o modelo de um módulo solar provido pelo próprio software *PSIM*. O mesmo também possui campos para preenchimento com os parâmetros fornecidos pelos fabricantes que são:

- Tensão de circuito aberto  $V_{oc}$ ;
- Corrente de curto circuito  $I_{sc}$ ;
- Tensão de saída quando a potência de saída é máxima  $V_m$ ;
- Corrente de saída quando a potência de saída é máxima  $I_m$ .

O PSIM usa os quatro parâmetros para simular a curva de comportamento I-V do módulo solar e, assim, computa os valores de saída(POWERSIM, 2016).

No ambiente do software, a mudança dos parâmetros do módulo representa a forma como as células fotovoltaicas estão arranjadas em série e paralelo, obtendo-se determinadas possibilidades para valores máximos de tensão e corrente. Como pretende-se simular o conjunto fonte/inversor/transformadores, utilizam-se parâmetros de tensão condizentes com os valores escolhidos anteriormente para a operação do conjunto:

- Tensão de circuito aberto  $V_{oc} = 650V;$
- Corrente de curto circuito  $I_{sc} = 20A;$
- Tensão de saída quando a potência de saída é máxima  $V_m = 600V$ ;
- Corrente de saída quando a potência de saída é máxima  $I_m = 18A$ .

Dessa forma, no projeto de um conjunto como o desse trabalho, é possível escolher primeiramente a tensão utilizada no conjunto transformadores/inversor e então configurar o arranjo de painéis (em conjuntos série e paralelo) para que a tensão CC requerida seja fornecida.

## 3.3 Algoritmo de Busca do Ponto de Máxima Potência por Perturbação e Observação

Em sistemas de conversão de energia fotovoltaica existe a necessidade de rastrear constantemente o ponto de operação que provê maior potência dos painéis fotovoltaicos devido às variações nos níveis de irradiação e na temperatura ao longo do dia (VILLALVA et al., 2010). Logo, para que o Algoritmo de Busca do Ponto de Máxima Potência (do inglês *Maximum Power Point Tracking*, ou *MPPT*) seja executado no presente projeto, foi adotado o método de Perturbação e Observação (P&O). Este é um dos métodos de busca mais usados em aplicações similares ao deste projeto, especialmente por causa da sua simplicidade e baixo custo de implementação em sistemas reais (FEMIA et al., 2007).

Na aplicação do método de P&O, durante o fornecimento de energia pela fonte, o nível dos parâmetros de operação (tensão e/ou corrente) são alterados em determinado sentido e então se observa a mudança no valor da potência elétrica fornecida. Se a perturbação provocou o aumento da potência gerada, perturba-se novamente os parâmetros no mesmo sentido da pertubação predecessora. Se a potência fornecida diminuiu após a perturbação, inverte-se o sentido da pertubação seguinte e avalia-se posteriormente se houve aumento ou diminuição da potência gerada.

No presente projeto, o algoritmo de busca é usado para controlar o ângulo de disparo  $\alpha$  dos tiristores das pontes inversoras. O fluxograma que descreve seu funcionamento, de forma simplificada, é visto na Figura 18. Nesta,  $a_0$  é o ângulo de disparo inicial, da é a variação do ângulo de disparo em graus e k é o número da iteração.



Figura 18 – Fluxograma para algoritmo de MPPT por perturbação e observação implementado.

Fonte: autor.

Como consequência do método P&O, a potência e de saída é oscilantes em torno do ponto de máxima potência. As oscilações podem ser minimizadas reduzindo o tamanho do passo. No entanto, a diminuição do passo interfere diretamente no tempo de convergência do método. Como solução empregam-se, em conjunto, lógicas de passo variável, nas quais o passo é reduzido à medida que o ponto de máxima potência se aproxima (VILLALVA et al., 2010).

## 3.4 Projeto de Filtros Passivos de Sintonia Simples para o Barramento CA

Como analisado na Seção 3.1.2 e ainda como será observado no Capítulo 4, o inversor *LCC* de 12 pulsos é incapaz de fornecer energia elétrica com a qualidade exigida pelas normas e recomendações observadas no Capítulo 3. Dessa forma, parte do projeto trata da análise de possíveis soluções para melhoria da QEE. Uma das estratégias adotadas nesse projeto é um modo de operação conectado a filtros LC-série trifásicos *shunt* em sintonia simples (Figura 19). Cada filtro é modelado com frequência de ressonância igual às frequências das correntes harmônicas de maior amplitude. Como a resistência de cada filtro



Figura 19 – Banco de filtros LC trifásicos conectados em configuração shunt.

Fonte: autor.

é extremamente baixa se comparada à reatância, seu fator de qualidade é alto (LEÃO et al., 2014). No modelo simulado, um pequeno valor de resistência foi colocado em série com cada braço do banco de filtros para simular o caso não-ideal. Considerando primeiramente o filtro LC ideal (R = 0), a frequência de ressonância  $f_r$  é dada por (KRITHIGA; GOUNDEN, 2013):

$$f_r = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}}.\tag{3.30}$$

em que L e C são os valores da indutância e capacitância totais para cada filtro. Como as frequências de ressonância de interesse já são conhecidas, basta que um dos valores (capacitância ou indutância) seja escolhido. Considerando uma pequena resistência R, a impedância do filtro na frequência fundamental (f = 60Hz) é dada por

$$Z_f = R + (j \times 2\pi 60 \times L) - \frac{j}{2\pi \times 60 \times C}.$$
(3.31)

Para a harmônica de ordem h, calcula-se a impedância na frequência de ressonância como

$$Z_h = R + (j \times 2\pi f_h \times L) - \frac{j}{2\pi \times f_h \times C}.$$
(3.32)

em que  $f_h = 60Hz \times h$ .

Um *script* foi implementado no MatLAB para que os filtros fossem calculados. As curvas de capacitância *versus* indutância para as frequências de interesse são plotadas (Figura 20).

Figura 20 – Valores possíveis de capacitância e indutância para filtros sintonizados gerados via MatLAB.



Fonte: autor.

Após a escolha das coordenadas em cada curva, um segundo *script* apresenta as características esperadas para o filtro (em valores absolutos), como pode ser visto na Figura 21. A partir das frequências fornecidas ao programa, foram computados os valores de capacitância e indutância para o banco de filtros harmônicos. Foram priorizados valores baixos de capacitância, de até 6uF.



Figura 21 – Saída do script para o cálculo de filtro sintonizado simples.

#### Fonte: autor.

#### 3.5 Projeto e Controle de Filtro Ativo para o Barramento CA

Uma segunda alternativa testada como possível solução em termos de melhoria da QEE é o uso de filtragem ativa em paralelo. Esse conceito baseia-se em produzir componentes harmônicos que, por sua vez, cancelam os componentes harmônicos de uma carga não linear, sem a necessidade de prover potência ativa (MCGRANAGHAN, 2001). Para essa aplicação, é adicionado à simulação um modo de funcionamento conectado a um conversor trifásico do tipo VSC a IGBT com banco capacitivo do lado CC, cujo diagrama simplificado é visto na Figura 22. O conversor é conectado ao barramento CA através de um filtro de corrente (também chamado de filtro de interface) de 2 milihenries. Este é responsável pelo isolamento de componentes de alta frequência.

Uma vez que o objetivo é compensar tanto as componentes harmônicas das correntes geradas quanto os reativos consumidos pelo conversor LCC, o circuito de controle deve usar a leitura das correntes e de uma das tensões do barramento CA. Com essa entrada, é possível controlar o chaveamento do filtro ativo com modulação PWM, mantendo a sincronia durante seu funcionamento. Outra função do circuito de controle é manter constante a tensão  $V_{cap}$  do banco capacitivo usado no lado CC do filtro. Seguindo os procedimentos descritos em (MARAFÃO et al., 2004), é implementado um algoritmo de

Figura 22 – Diagrama simplificado para uso de filtragem ativa com conversor  $V\!SC$  trifásico à  $I\!GBT.$ 



Fonte: adaptado de (FOGLI, 2014).

detecção de fase em malha fechada (ou *PLL*, do inglês *Phase-Locked-Loop*) com controlador proporcional integral ( $PI_{PLL}$ ), cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 23.

O *PLL* cria uma senoide  $(\mu_{\perp})$  de amplitude unitária com frequência  $\omega$  e fase  $\theta$ , que deve ser ortogonal à componente fundamental da tensão de referência  $V_{an}$  em regime permanente. O valor de  $\theta_{PLL}$  é obtido integrando-se a saída do controlador  $PI_{PLL}$  e, em seguida, somando-a a 90°. Como visto na figura 23, sendo f a frequência nominal do barramento CA em Hz, o valor médio do produto escalar entre a tensão de referência e a senoide  $(\mu_{\perp})$  deve convergir para zero caso sejam ortogonais. O controlador usa o erro do produto para corrigir a diferença de frequência  $(\Delta \omega)$  usando  $2\pi f$  como valor de inicialização. Especificamente na simulação do projeto em questão, é usado um filtro de média móvel definido para 200 amostras (amostragem a 12 kHz).

Para o projeto do controlador  $PI_{PLL}$ , o ajuste dos ganhos  $K_I$  e  $K_P$  considera a frequência de amostragem de 12 kHz, bem mais elevada do que a faixa de frequências onde o PLL deve atuar (60 Hz), levando a simplificação da malha fechada  $H_{mf}(s)$  representada na figura 23. Outra consequência da elevada taxa de amostragem é a drástica redução da influência do tempo de atraso de transporte de informação que, nesse caso, é considerada nula. As simplificações reduzem a função de transferência de  $H_{mf}(s)$  à segunda ordem, dada por

$$H_{mf}(s) = \frac{K_I + sK_P}{s^2 + sK_P + K_I}.$$
(3.33)

A implementação com sistemas de segunda ordem apresenta várias vantagens relacionadas a sua representação matemática. Considerando a frequência ( $\omega_n$ ) como banda de passagem



Figura 23 – Modelo para o algoritmo de PLL utilizado.

Fonte: adaptado de (MARAFÃO et al., 2004).

de interesse da malha fechada (vista como um filtro passa-baixa) e o fator de amortecimento  $(\delta)$  com valor entre 0,5 e 1, faixa de valores indicada na literatura como razoável no uso em projetos de controle com equação de segunda ordem, os ganhos do regulador  $PI_{PLL}$  podem ser ajustados como:

$$K_P = 2\delta\omega_n \ e \ K_I = \omega_n^2. \tag{3.34}$$

Para diminuir o número de variáveis e simplificar a malha de controle, é utilizado, juntamente ao *PLL*, a transformada de Park (PARK, 1929). Dessa forma, três controladores de variáveis estacionárias, para as correntes de linha  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , são substituídos por dois controladores das variáveis  $i_d$  (*PI*<sub>d</sub>) e  $i_q$  (*PI*<sub>q</sub>) que são contínuas no referencial síncrono DQ. Usando o ângulo  $\theta_{PLL}$  provido pelo algoritmo do *PLL*, os valores de  $i_d$  e  $i_q$  são computados

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_{PLL}) & \cos(\theta_{PLL} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{PLL} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{PLL}) & -\sin(\theta_{PLL} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{PLL} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}.$$
(3.35)

Apesar da existência de acoplamento entre as variáveis descritas nos eixos  $d \in q$ , o que em teoria não permite o controle independente das mesmas, na prática confirma-se que esse acoplamento tem efeito imperceptível no controle das variáveis id e iq de forma independente (VILLALVA et al., 2010). Além das vantagens já mencionadas, o uso de controladores PI em variáveis ortogonais síncronas possibilita a eliminação do erro de regime permanente, que não seria possível no mesmo tipo de controle com variáveis estacionárias (ROWAN; KERKMAN, 1986). Para calcular os ganhos  $K_I e K_P$  dos controladores  $PI_d$  $e PI_q$  o conjunto é modelado usando o filtro de interface (com indutância  $L_f$ ) entre o conversor VSC, tratado como uma fonte de tensão V(s), e a rede CA (Figura 24). Dessa



Figura 24 – Diagrama análogo para a interação entre o conversor VSC e a rede CA.



forma, tem-se a função de transferência em malha aberta

$$G(s) = \frac{I_f(s)}{V(s)} = \frac{1}{sL_f}.$$
(3.36)

Para garantir que o VSC opere na região linear, a tensão do lado CC deve ser pelo menos duas vezes a tensão linha-neutro de pico do barramento CA. Dessa forma, considerando a tensão de fase do barramento de 220  $V_{rms}$ ,  $V_{cap}$  deve ser pouco maior que 360 volts, fazendo com que a razão de modulação em amplitude se aproxime da unidade, o que faz com que o ganho do conversor se aproxime da metade de  $V_{cap}$  (HART, 2011). As malhas de controle para as correntes  $i_d e i_q$  são mostradas na Figura 25. Como demonstrado no Apêndice 6.1, o valores de  $i_d e i_q$  também representam as potências ativa e reativa do barramento de referência, respectivamente. Portanto, computa-se os ganhos proporcional e integral dos controladores  $PI_d e PI_q$  para que o a potência reativa vá para zero.

Figura 25 – Malhas de controle para as correntes  $i_d \in i_q$ .



Fonte: autor.

Um terceiro controlador  $(PI_v)$  é adicionado em cascata com a malha de  $PI_d$  para controlar a tensão  $V_{cap}$  do banco capacitivo, com capacitância C. O circuito análogo é mostrado na Figura 26, onde o conversor VSC é visto como uma fonte de corrente. A função de malha aberta dada por

$$G_{cap}(S) = \frac{V_{cap}(s)}{I_D(s)} = -\frac{1}{sC},$$
(3.37)

em que  $I_D$  é a corrente diretamente proporcional ao valor de  $i_d$ . O projeto da malha em cascata (Figura 27) leva em consideração que a malha interna é mais rápida do que a malha externa.

Figura 26 – Diagrama análogo para a interação entre o conversor VSC e o banco capacitivo.



Fonte: autor.







Isso é possível, uma vez que o comportamento do lado CC têm uma dinâmica lenta se comparada a das malhas das correntes  $id \in iq$ . Com isso, a malha externa enxerga a malha

interna como constante graças ao rápido assentamento da última em relação à primeira. As saídas das malhas de controle são transformadas para o sistema de coordenadas estacionário usando a transformada inversa de Park e então utilizados para gerar os sinais de modulação PWM para cada uma das chaves IGBT pela comparação com uma onda triangular. A Figura 28 mostra o diagrama simplificado para o funcionamento no modo de filtragem ativa.





Fonte: autor.

Para realizar a sintonia dos controladores PI, é utilizado o método baseado na limitação da frequência de corte descrito por (VILLALVA et al., 2010). Nesse método, a largura de banda deve ser limitada a uma década da frequência utilizada no chaveamento para que não ocorra interferência das componentes harmônicas nas malhas de controle (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Especificamente nesse projeto, que utiliza PWM a 12 KHz, é utilizada ainda uma frequência de corte duas décadas abaixo da frequência de chaveamento para a sintonia do controlador da malha de  $PI_v$ , que age como compensador mais externo na malha em cascata.

### 3.6 Simulação do Modelo no PSIM

As Figuras 29, 30 e 31 mostram o circuito completo criado no software PSIM.



Figura 29 – Modelo no software PSIM. Os filtros foram separados em subcircuitos.

Fonte: autor.

Figura 30 – Circuito do filtro ativo à IGBT e respectivo circuito de controle no PSIM.



Fonte: autor.



Figura31 – Circuito de filtros passivos de sintonia no PSIM.

Fonte: autor.

As Tabelas 7, 8 e 9 sumarizam parâmetros importantes utilizados na simulação do circuito base e dos modos de operação no PSIM.

Parâmetro	Valor
Resistência (lado primário)	$0,01\Omega$
Resistência (lado secundário)	0,01Ω
Indutância de dispersão	$10\mu H$
Indutância de magnetização	$10\mu H$

Tabela 7 – Dados do modelo dos transformadores trifásicos utilizados no PSIM.

Fonte: autor.

Tabela 8 – Ganhos dos controladores PI utilizados na malha de controle para filtragem ativa.

Controlador	Ganho proporcional $(k_P)$	Ganho integral $(k_I)$
$PI_{PLL}$	$56,\!56$	160,0
$PI_v$	-0,721	-147,14
$PI_iq$	0,1	300,0
$PI_iq$	0,1	300,0

Fonte: autor.

Tabela 9 – Valores de indutância e capacitância dos filtros sintonizados da simulação.

Ordem h (Hz)	$C(\mu F)$	L (mH)
$11^{\underline{a}}$ (660)	5	$11,\!63$
$13^{\underline{a}}$ (780)	4	10,41
$23^{\underline{a}}$ (1380)	3	4,433
$25^{\underline{a}}$ (1500)	3	3,752
$35^{\underline{a}}$ (2100)	2	2,872
$37^{\underline{a}}$ (2220)	2	2,570
$47^{\underline{a}}$ (2820)	2	1,593
$49^{\underline{a}}$ (2940)	2	1,465
$59^{\underline{a}}$ (3540)	1	2,021

Fonte: autor.

## 4 Resultados e Discussão

Devido à necessidade de precisão nos dados coletados, principalmente para o uso dos resultados da análise com Transformada Rápida de Fourier (*FFT*, do inglês Fast Fourier Transform), o valor de passo adotado é o menor possível para todas as simulações (8,333 ×10<sup>-7</sup> segundo). O modelo criado no PSIM faz medições das correntes e tensões nos barramentos CA e CC. Também são medidos DHTi, DHTv, potência instantânea gerada e o fator de potência da rede. A simulação é testada nos três modos de operação propostos pelo projeto: sem filtragem, com filtragem passiva ou com filtragem ativa. São feitos testes de longa duração (até 10 segundos) para garantir que o sistema atinja o regime permanente. O valor do ângulo de disparo inicial utilizado no algoritmo de MPPT foi fixado em  $\alpha = 160^{\circ}$  e a varição é de 1° por iteração, ambos mantidos os mesmos para todos os testes.

#### 4.1 Modo de Operação sem Filtragem

Para comparar todos parâmetros de interesse na operação do inversor *LCC* e posterior teste da eficácia e efeitos dos modos com filtragem no barramento CA, os primeiros testes são feitos sem a conexão de filtros passivos ou do filtro ativo. No entanto, alguns aspectos do funcionamento são os mesmos para todos os modos pelo fato de que o controle do ângulo de disparo dos tiristores é feito pelo mesmo algoritmo. A Figura 32 mostra o mesmo em ação. Após atingido o regime permanente, a potência gerada é oscilante em torno de 10,76 kW, com variação máxima de 20W.



Figura 32 – Potência gerada comparada ao ângulo de disparo.

Fonte: autor.

A Figura 33 mostra o comportamento no lado CC do inversor LCC, evidenciando o *ripple* de tensão e corrente. O valor médio da tensão no barramento CC é -599,73 volts com variação relativamente alta, alcançando 110 volts. Já a variação da corrente é de apenas 0,8 ampère para um valor médio de 17,94 ampères.



Figura 33 – Tensão e corrente do barramento CC em regime permanente.

Fonte: autor.

A Figura 34 mostra as curvas da tensão  $V_{cn}$  e da corrente  $i_c$  sobrepostas. O fator de potência foi de 0,923 indutivo, considerando o valor médio em regime permanente. Por causa da ação do algoritmo de *MPPT*, que altera constantemente o ângulo de disparo, o valor do fator de potência varia em 0,06. Esse comportamento é mostrado na Figura 35 e se repete também para os demais testes. A Figura 36 detalha a forma da corrente  $i_c$ . A Figura 37 mostra os resultados para as amplitudes relativas das correntes harmônicas. O valor medido da DHTi foi 14,86%, próximo ao previsto no Capítulo 3 pela Equação 3.21. O uso dos transformadores reduziu drasticamente as amplitudes dos harmônicos de ordens 5, 7, 17 e 19. Ainda na Figura 37, observa-se que existem correntes harmônicas proeminentes de nove ordens, com amplitudes relativas que vão de 9,5% a 1%. O valor medido para a DHTv em regime permanente foi de 0,016%. Os resultados da simulação do modo de operação sem filtragem mostram novamente que apesar da melhoria da QEE com a mitigação de harmônicos executada pelo defasamento nos transformadores, as distorções de corrente ainda ultrapassam as recomendações vigentes. Também é notável que o fator de potência estaria no limiar do valor recomendado pela norma PRODIST.



Figura 34 – Corrente ic em ampères e tensão  $V_{cn}$  em volts durante operação do inversor LCC sem o uso de filtros.

Fonte: autor.

Figura 35 – Ângulo de disparo em graus e fator de potência versus tempo para para o modo de operação sem filtros.



Fonte: autor.

Figura 36 – Corrente ic (em detalhe) durante operação do inversor LCC sem uso de aparato para filtragem no barramento CA.



Fonte: autor.

Figura 37 – Amplitudes das correntes harmônicas em relação à componente fundamental da corrente de linha $i_c$ na simulação.



Fonte: autor.

#### 4.2 Modo de Operação com Filtragem Passiva

O segundo conjunto de testes usa um banco de nove filtros sintonizados nas ordens das harmônicas de corrente remanescentes do primeiro teste. A Figura 38 mostra que a redução de 1° no ângulo de disparo dos tiristores não alterou significativamente a potência gerada. Também não ocorre mudança considerável nos valores médios de tensão e corrente no barramento CC, como é mostrado na Seção 4.4. O mesmo se aplica a DHTv, que se manteve em 0,016%. A Tabela 10 mostra as especificações dos filtros computados e a redução na DHTi quando cada um deles é usado sozinho no circuito com mesmas características.





Fonte: autor.

Tabela 10 – Módulo da impedância dos filtros sintonizados em frequências de interesse e DHTi para uso em separado.

Ordem h (Hz)	C $(\mu F)$	L (mH)	$ Z_{60Hz}  \ (\Omega)$	$ Zh (\Omega)$	DHTi para um filtro
$11^{\underline{a}}$ (660)	5	$11,\!63$	526,0	0,0010	$11,\!59\%$
$13^{\underline{a}}$ (780)	4	$10,\!41$	659,2	0,0071	$13,\!21\%$
$23^{\underline{a}}$ (1380)	3	$4,\!433$	882,5	0,0057	$14,\!21\%$
$25^{\underline{a}}$ (1500)	3	3,752	882,7	0,0061	$14,\!39\%$
$35^{\underline{a}}$ (2100)	2	2,872	1325,2	0,0015	$14,\!59\%$
$37^{\underline{a}}$ (2220)	2	2,570	1325,3	0,0026	$14,\!65\%$
$47^{\underline{a}}$ (2820)	2	1,593	1325,7	0,0068	14,71%
$49^{\underline{a}}$ (2940)	2	$1,\!465$	1325,7	0,0050	14,73%
$59^{\underline{a}} (3540)$	1	2,021	2651,8	0,0071	$14,\!86\%$

A Figura 39 mostra as curvas da tensão  $V_{cn}$  e da corrente  $i_c$  sobrepostas. A Figura 40 mostra a forma da corrente  $i_c$  durante o regime permanente, após a conexão do banco. É possível notar uma significativa melhoria na QEE em comparação à Figura 36. O

Figura 39 – Corrente ic e tensão  $V_{cn}$  durante operação do inversor LCC com o uso de filtragem passiva.



Fonte: autor.

Figura 40 – Corrente *ic* durante operação do inversor *LCC* com o uso do banco de filtros.



Fonte: autor.

fator de potência foi de 0,94 indutivo, considerando o valor médio em regime permanente havendo uma pequena diminuição das oscilações no valor do fator de potência em relação ao comportamento mostrado pela Figura 35.

Os resultados para as correntes harmônicas são vistos na Figura 41. O uso dos filtros reduziu a DHTi para cerca de 4,9%, quase um terço do valor obtido sem filtragem. A Figura 42 mostra o comparativo antes e depois de se aplicar os filtros passivos. Foi

confirmado que os filtros com frequência de ressonância mais baixa foram de fato mais efetivos.



Figura 41 – Amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha  $i_c$  após a conexão do banco de filtros sintonizados ao barramento CA na simulação.

Fonte: autor.

Figura 42 – Comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha  $i_c$  antes e depois da inclusão do banco de filtros sintonizados ao barramento CA.



Fonte: autor.

A resistência adicionada aos braços *shunt* causou maior interferência na ação do filtros de ordens mais altas, uma vez que os valores de indutância e capacitância são menores.

#### 4.3 Modo de Operação com Filtragem Ativa

O terceiro conjunto de testes utiliza o filtro ativo ligado ao barramento CA. Nesse caso, também é analisado o desempenho dos reguladores utilizados nas malhas responsáveis pelo controle do conversor VSC. A Figura 43 mostra a sequência de imagens com a sincronização entre o sinal gerado pelo algoritmo de PLL e a tensão  $V_{cn}$  no primeiro meio segundo de simulação. A Figura 44 mostra o erro angular entre o sinal gerado

Figura 43 – Sequência de imagens mostrando sincronização (esquerda para a direita) entre o sinal gerado pelo algoritmo de PLL (azul) e a tensão  $V_{cn}$  (vermelho) no primeiro meio segundo de simulação.



#### Fonte: autor.

pelo controlador  $PI_{pll}$  e a tensão de referência da rede CA. Como pode ser observado, a sincronia é obtida apenas 0,4 segundo após o início do teste. Uma vez atingida a sincronia, o erro angular é menor que 0,00045 radiano (ou 0,025°), contribuindo para o correto funcionamento dos demais componentes da malha de controle. A Figura 45 mostra a tensão no banco capacitivo do filtro ativo. O valor de *setpoint*, 400 volts, é alcançado pelo controlador antes de 0,3 segundo, e mantido durante o restante da simulação com erro menor que 2 volts. A Figura 46 evidencia a ação de controle sobre as correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Como pode ser observado, o valor de  $i_q$  oscila em torno de zero após 0,3 segundo. O tempo de assentamento do controle de  $i_d$  é menor, cerca de 0,2 segundo. Com o uso de controle ativo, o fator de potência em regime foi mantido próximo a unidade, em torno de 0,985 indutivo. O uso da malha de controle também reduziu drasticamente as oscilações causadas pelas mudanças de ângulo de disparo, como pode ser observado pela Figura 47. A Figura 48 mostra as curvas da tensão  $V_{cn}$  e da corrente  $i_c$  sobrepostas. A Figura 49

Figura 44 – Diferença angular em radianos entre o sinal gerado pelo algoritmo PLL e o sinal de referência  $V_{cn}$ .



Fonte: autor.

Figura 45 – Tensão no banco capacitivo do filtro ativo durante a simulação.





mostra a corrente de linha  $i_c$  em detalhe.

Os resultados para as correntes harmônicas são vistos na Figura 50, após a decomposição por *FFT*. O uso do filtro ativo distorceu ainda mais a corrente do barramento CA, fazendo com que a DHTi medida fosse maior do que a original, sem uso de filtros. A Figura 51 mostra o comparativo antes e depois do uso do filtro ativo.



Figura 46 – Ação de controle sobre as correntes  $i_d$  e  $i_q$ no modo de operação com filtragem ativa.

Fonte: autor.

Figura 47 – Fator de potência no barramento CA comparado ao ângulo de disparo no modo de operação com filtragem ativa.



Fonte: autor.



Figura 48 – Corrente ic e tensão  $V_{cn}$  (ambas em regime) durante operação do inversor LCC com o uso de filtragem ativa.

Fonte: autor.

Figura 49 – Corrente $i_c$ em regime com o uso de filtragem ativa no barramento CA.



Fonte: autor.





Fonte: autor.

Figura 51 – Comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha $i_c$ antes e depois da inclusão do filtro ativo ao barramento CA.



Fonte: autor.

A decomposição por FFT e a comparação dos resultados com os equivalentes do modo de operação sem filtragem mostram que houve aumento de mais de 2% nas correntes harmônicas de 13<sup>a</sup> e 17<sup>a</sup> ordem. Também houve aumento de componentes harmônicas que anteriormente não tinham participação significativa como as de 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> e 17<sup>a</sup> ordem.

O conversor de 12 pulsos é responsável pela formação das cristas na onda de corrente (vistas na Figura 49), que ocorrem graças aos degraus aplicados no barramento CA. Devido ao comportamento de inércia do circuito (ocasionado pela indutância  $L_f$ ) e a velocidade insuficiente do conversor VSC para compensar cada degrau, as distorções se mantém. Uma possibilidade para diminuir as últimas, nesse caso, seria o aumento considerável da frequência de chaveamento do conversor VSC e a diminuição do valor da indutância  $L_f$ , de modo a diminuir a inércia do sistema. No entanto, em um projeto real de média ou alta potência, o aumento da frequência de trabalho do conversor VSC causaria o aumento substancial das perdas por chaveamento nos IGBTs.

Para analisar os efeitos das possibilidades citadas (aumento da frequência de chaveamento e diminuição de  $L_f$ ) sobre a QEE, mais um conjunto de testes foi realizado no modo de filtragem ativa. A frequência de chaveamento dos *IGBTs* foi elevada de 12 kHz para 24 kHz. O valor da indutância  $L_f$  foi reduzido de 2 para 0,3 milihenry. Junto às mudanças, os ganhos dos controladores PI foram novamente calculados usando a metologia já mencionada. Os resultados nas Figuras 52 e 53 mostram respectivamente a corrente  $i_c$  em detalhe e a comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha  $i_c$ , antes e depois da inclusão do filtro ativo com frequência de chaveamento de 24 kHz ao barramento CA. Como esperado, houve significativa melhoria da QEE

Figura 52 – Corrente  $i_c$  em regime com o uso de filtragem ativa (com chaveamento a 24 kHz) no barramento CA.



#### Fonte: autor.

com o aumento da frequência de chaveamento e diminuição do valor de indutância  $L_f$ . Ainda assim, para obter taxas de distorção harmônicas aceitáveis para o fornecimento aos

Figura 53 – Comparação entre as amplitudes das correntes harmônicas em relação à corrente de linha  $i_c$  antes e depois da inclusão do filtro ativo com chaveamento a 24 kHz.



Fonte: autor.

consumidores ligados a rede CA, a filtragem ativa deveria usar frequências de chaveamento ainda mais elevadas.

### 4.4 Síntese dos Resultados

A Tabela 11 mostra os principais dados resultantes dos testes nos três modos de operação.

Tabela 11 – Dados referentes aos resultados principais (em regime permanente) para os modos de operação simulados.

Modo de operação	Geração (kW)	DHTi(%)	DHTv(%)	$fp^1$	$V_o(V)$	$I_o(\mathbf{A})$
sem filtragem	10,76	14,86	0,016	0,923	-599,73	17,94
filtragem passiva	10,75	4,9	0,017	0,940	-591,60	18,17
filtragem ativa <sup>2</sup>	10,75	16,68	0,016	0,985	-597,53	17,99
filtragem ativa <sup>3</sup>	10,08	6,74	0,016	0,997	-599,59	17,75

<sup>1</sup>Fator de potência indutivo.

<sup>2</sup>Frequência de chaveamento de 12 kHz.

 $^3\mathrm{Frequência}$  de chaveamento de 24 kHz.

Fonte: autor.

# 5 Conclusão

A partir do projeto e simulação elaborados, conclui-se que o modo de operação com filtragem passiva forneceu os melhores resultados. Um protótipo com filtros passivos poderia ser usado em aplicações de alta e média potência. Neste modo, as exigências para fornecimento de energia elétrica à rede de consumidores foram alcançadas, havendo redução de mais de 66% da distorção harmônica da corrente para o inversor de 12 pulsos a tiristor. Os resultados mostram ainda que é possível selecionar quais filtros são mais efetivos no projeto do banco *shunt*.

O modelo e a metodologia elaborada para o projeto do conversor *LLC* a tiristor mostraram bons resultados e permitem a integração com sistemas de controle por ângulo de disparo. O modelo criado no PSIM, que se apoiou em grande parte nos cálculos dos pontos de operação previamente mencionados no Capítulo 3, produziu resultados significativos quanto às estratégias para melhoria da qualidade da energia elétrica.

A filtragem ativa forneceu melhores resultados especificamente para o fornecimento de potência reativa ao conversor *LCC*, mantendo o fator de potência do barramento CA próximo a unidade. No entanto, o mesmo é incapaz de diminuir o teor de harmônicos a níveis que atendam as exigências e recomendações para fornecimento de energia sem que a frequência de chaveamento seja consideravelmente alta (para aplicações de média e alta potência), o que acarretaria grandes perdas nas chaves do circuito.

### 5.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

A seguir são listadas sugestões para trabalhos futuros:

- Construção de protótipos do projeto em questão;
- Estudo de viabilidade econômica do uso de inversores *LCC* para geração de energia renovável em média e alta potência;
- Otimização dos valores de capacitância e indutância do banco de filtros de acordo com critérios selecionados como eficiência e custo real;
- Análise de filtros híbridos para uso na conversão de energia com o inversor LCC.

# Referências

ADIB, R. et al. Renewables 2018 global status report. Global Status Report Renewable Energy Policy Network For The 21st Century, 2018. 1, 2, 5

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning ', a john wiley & sons. *Inc.*, *Publication*, 2007. 57

ALMG. Assembleia informa: [v. 24, n. 4723, 09 de setembro de 2015]. Assembleia Legislativa do Estado de Minas Gerais, 2015. 3

ANEEL. *Energia Solar*. 2004. Disponível em: <www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-energia\_solar.pdf>. 7

ANEEL. Atlas de Energia Elétrica. 2008. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/livro\_atlas.pdf>. 6

BASTOS, R. F. Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribuição via conversores eletrônicos. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2016. 6, 25

BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. 35

EPE. Balanço energético nacional 2016. Empresa de Pesquisa Energética-Ministério de Minas e Energia. Brasília: ano base, v. 2016, p. 296, 2015. 2, 5, 6

FEMIA, N. et al. Guidelines for the optimization of the p&o technique in grid-connected double-stage photovoltaic systems. In: *ISIE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2420–2425. 27

FOGLI, G. A. Integração de um grupo motor gerador diesel em uma rede secundária de distribuição através de um conversor estático fonte de tensão. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2014. 31, 57

HART, D. W. Power electronics. [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2011. 12, 16, 17, 21, 22, 24, 33

HUSSAIN, A. et al. Emerging renewable and sustainable energy technologies: State of the art. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 71, p. 12–28, 2017. 2

IWAMURO, N.; LASKA, T. Igbt history, state-of-the-art, and future prospects. *IEEE Transactions on Electron Devices*, IEEE, v. 64, n. 3, p. 741–752, 2017. 9

JUNIOR, A. M. Modelagem da Usina Fotovoltaica do Estádio do Mineirão para Estudos de Propagação Harmônica. Dissertação (Mestrado) — Dissertação de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais-UFMG, 2014. 13

KRITHIGA, S.; GOUNDEN, N. G. A. Power electronic configuration for the operation of pv system in combined grid-connected and stand-alone modes. *IET Power Electronics*, IET, v. 7, n. 3, p. 640–647, 2013. 28

LANGELLA, R. et al. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. IEEE, 2014. 13, 15

LEÃO, R. P. S. et al. *Harmônicos em sistemas elétricos*. [S.l.]: Rio de Janeiro: Elsevier, 2014. 28

MARAFÃO, F. P. et al. Análise e controle da energia elétrica através de técnicas de processamento digital de sinais. [sn], 2004. 30, 32

MCGRANAGHAN, M. Active filter design and specification for control of harmonics in industrial and commercial facilities. *Knoxville TN, USA: Electrotek Concepts, Inc*, 2001. 30

MOÇAMBIQUE, N. E. et al. A fuzzy pd-pi control strategy to track the voltage references of photovoltaic arrays. In: IEEE. Control and Automation (ICCA), 2011 9th IEEE International Conference on. [S.I.], 2011. p. 1162–1167. 7, 25

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, IEEE, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929. 32

PING, W. W. et al. Aplicação de conversores vsc em sistemas de transmissão de potência. Seminario Nacional de Produção e Transmissão de Energia Eletrica, XX SNPTEE, 2009. 8, 9

POWERSIM. PSIM User's Manual. [S.l.]: Powersim Inc, 2016. 26

PRODIST, A. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 8-Qualidade da Energia Elétrica. [S.l.]: Revisão 9, 2016. 13, 14

RODRIGUES, M. d. C. B. Inversor boost multinível em corrente e sua aplicação no processamento de energia em sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede elétrica. *MEE thesis, Federal Univ. Juiz de Fora (UFJF), Juiz de Fora, MG, Brazil*, 2004. 6, 7, 11

RODRIGUES, R. d. O. Conversores VSC controlados por corrente conectados em redes de distribuição: análise de interações adversas. Dissertação (Mestrado) — UFRJ - COPPE - Programa de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, 2015. 7

RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009. 11, 12

RODRÍGUEZ, J. R. et al. Large current rectifiers: State of the art and future trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 738–746, 2005. 8, 22

ROWAN, T. M.; KERKMAN, R. J. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, n. 4, p. 678–690, 1986. 32

SHE, X. et al. Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE), 2012 IEEE. [S.1.], 2012. p. 4077–4084. 22

STEIGERWALD, R. L. Power electronic converter technology. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 89, n. 6, p. 890–897, 2001. 3
TANG, Q. All-weather solar cells: A rising photovoltaic revolution. *Chemistry-A European Journal*, Wiley Online Library, 2017. 7

TEODORESCU, R. et al. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. [S.1.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29. 6, 7

VILLALVA, M. G. et al. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. [sn], 2010. 25, 27, 28, 32, 35

WILAMOWSKI, B. M.; IRWIN, J. D. Power electronics and motor drives. [S.l.]: CRC Press, 2016. 9, 10

WU, B.; NARIMANI, M. High-power converters and AC drives. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. v. 59. 19, 20, 22, 23

## 6 Apêndices

## 6.1 Controle de Potência Usando Transformada de Park

Considerando inversor VSC trifásico a três fios, representado pelo diagrama unifilar da figura 54, desprezando as componentes harmônicas e sendo  $\omega$  a frequência fundamental em radianos por segundo, pode-se escrever

$$L\frac{di_{a}(t)}{dt} = -R_{eq}i_{a}(t) + v_{a,t}(t) - v_{a,pac}(t);$$
(6.1)

$$L\frac{di_b(t)}{dt} = -R_{eq}i_b(t) + v_{b,t}(t) - v_{a,pac}(t);$$
(6.2)

$$L\frac{di_{c}(t)}{dt} = -R_{eq}i_{c}(t) + v_{c,t}(t) - v_{a,pac}(t).$$
(6.3)

Aplicando a transformada de Park nas equações anteriores, obtém-se (FOGLI, 2014)

$$L\frac{di_{p}(t)}{dt} = \omega Li_{q}(t) - R_{eq}i_{d}(t) + v_{d,t}(t) - v_{d,pac}(t);$$
(6.4)

$$L\frac{di_{q}(t)}{dt} = -\omega Li_{d}(t) - R_{eq}i_{b}(t) + v_{q,t}(t) - v_{q,pac}(t).$$
(6.5)

As potências ativa (p) e reativa (q) instantâneas para um sistema trifásico a três fios podem ser escritas, usando a transformada de Park, na forma do produto matricial (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007)

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \times \begin{bmatrix} v_d(t) & v_q(t) \\ v_q(t) & -v_d(t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}.$$
(6.6)

O fator (3/2) é usado para manter a invariância entre as potências nos dois sistemas coordenados. Determinando as posições dos eixos coordenados dq para que coincidam com

Figura 54 – Diagrama unifilar do VSC conectado a um PAC.



Fonte: (FOGLI, 2014).

a componente de sequência positiva do fasor espacial de tensão, ter-se-á

$$p = (3/2)|v_d(t)|i_d(t) \tag{6.7}$$

$$q = -(3/2)|v_d(t)|iq(t).$$
(6.8)

Com isso, é visto que as potências ativa e reativa podem ser controlados indiretamente através do controle das correntes  $i_d \in i_q$ .

## 6.2 Algoritmo de PLL e Saída dq0 em Linguagem C

```
#include <Stdlib.h>
#include <math.h>
int pos=0;
float soma=0.0, mediaM=0.0;
float Vrede=0.0;
float teta=0.0;
float ia = 0.0;
float ib = 0.0;
float ic = 0.0;
float kp = 56.56;
float ki = 1600.0;
float PI = 0.0;
float id =0.0;
float iq =0.0;
float omega =0.0;
float erro = 0.0;
float acao_integral = 0.0;
float acao_proporcional = 0.0;
float Vinterno=0.0;
float tetapll = 0.0;
Vrede= in[0];
ia = in[1];
ib = in[2];
ic = in[3];
Vinterno=cos(teta);
Vrede=Vrede/100;
soma= soma - media[pos];
soma = soma + (Vinterno*Vrede);
media[pos]=(Vinterno*Vrede);
pos = pos +1;
if(pos==200)
{
```

```
pos=0;
}
mediaM= soma/200;
erro = 0-mediaM;
acao_proporcional = kp * erro;
acao_integral = acao_integral + ki*erro/12000.0;
PI = acao_integral + acao_proporcional;
omega = PI+377.0;
teta = teta+omega/12000.0;
if (teta > 6.28)
ł
teta =0;
}
tetapl1 = teta+(3.14159/2.0);
id=2.0*(((cos(tetapl1)*ia)+(cos(tetapl1-(6.28/3.0))*ib)+
(cos(tetapll+(6.28/3.0)))*ic))/3.0;
iq=2.0*(((sin(tetapl1)*ia)+(sin(tetapl1-(6.28/3.0))*ib)+
(sin(tetapll+(6.28/3.0)))*ic))/3.0;
out[0] = tetapl1;
out[1] = id;
out[2] = iq;
out[3] = erro;
```

## 6.3 Algoritmo de MPPT por P&O em Linguagem C

```
#include <Stdlib.h>
#include <math.h>
float soma tensao=0.0;
float soma_corrente=0.0;
float corrente k = 0.0;
float tensao k = 0.0;
float potencia k = 0.0;
float potencia_k_1 = 0.0;
float alpha_k = 220.0;
float alpha_k_1 = 0.0;
float delta_alpha = 1.0;
int contador = 0;
tensao_k = in[0];
corrente_k = in[1];
soma_tensao = soma_tensao+tensao_k;
soma_corrente = soma_corrente+corrente_k;
contador++;
if (contador>=3000.0)
ſ
tensao_k=(soma_tensao/3000.0);
corrente_k=(soma_corrente/3000.0);
delta_alpha = 1.0;
potencia_k = tensao_k*corrente_k;
if( potencia_k > potencia_k_1 )
{
if( alpha_k > alpha_k_1 )
ſ
alpha k 1 = alpha k;
alpha_k = alpha_k+delta_alpha;
}
else
{
alpha_k_1 = alpha_k;
alpha_k =alpha_k-delta_alpha;
}
}
else
{
```

```
if( alpha_k > alpha_k_1 )
{
alpha_k_1 = alpha_k;
alpha_k =alpha_k-delta_alpha;
}
else
{
alpha_k_1 = alpha_k;
alpha_k =alpha_k+delta_alpha;
}
}
potencia_k_1 = potencia_k;
contador=0;
soma_tensao=0.0;
soma_corrente=0.0;
}
out[0] = alpha_k;
out[1]= potencia_k;
```