



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MARCOS ANTONIO DO NASCIMENTO NUNES**

**GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO UTILIZANDO FILTRO  
HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA COMO CONVERSOR DO LADO DA REDE**

**FORTALEZA**

**2014**

MARCOS ANTONIO DO NASCIMENTO NUNES

GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO UTILIZANDO FILTRO  
HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA COMO CONVERSOR DO LADO DA REDE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos de Máquinas

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

N926g Nunes, Marcos Antonio Nascimento.  
Gerador de indução duplamente alimentado utilizando filtro híbrido de dupla sintonia como conversor do lado da rede / Marcos Antonio Nascimento Nunes. – 2014.  
105 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.  
Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.

1. Energia eólica. 2. Gerador de indução duplamente alimentado (DFIG). 3. Filtragem. 4. Filtro híbrido. I. Título.

CDD 621.3

---

MARCOS ANTONIO DO NASCIMENTO NUNES

GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO UTILIZANDO FILTRO  
HÍBRIDO DE DUPLA SINTONIA COMO CONVERSOR DO LADO DA REDE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos de Máquinas

Aprovada em: 29 de Janeiro de 2014

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo  
Lima (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus, aos meus pais, Ambrosio e Nilma, aos meus irmãos, Neto e Cida, a todos os meus familiares e amigos.

## AGRADECIMENTOS

A Universidade Federal do Ceará, particularmente ao Departamento de Engenharia Elétrica, pela oportunidade que me concederam para desenvolver este projeto e cursar o mestrado em Engenharia Elétrica.

Ao professor Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima, pela confiança em mim depositada, pela transmissão de novos conhecimentos e pela competência com a qual orientou todo o desenvolvimento desta dissertação.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo ensinamento e ajuda repassados que de forma valiosa contribuíram no desenvolvimento deste trabalho, pelos momentos de descontração e amizade.

Aos meus pais Ambrosio Nunes e Nilma Maria do Nascimento Nunes, ao meu irmão Nestor Carvalho e à minha irmã Maria Aparecida, pela ajuda e compreensão e ao meu afilhado Luiz Henrique pelos momentos de descontração.

Ao meu amigo Ernande pela companhia durante horas e noites viradas, para a elaboração de artigos e desse trabalho.

Ao meu amigo Antonio Barbosa, pela sua companhia e atenção, em momentos de desabafos e de descontração.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo suporte financeiro.

Aos amigos, que fizeram parte desta história: Luiz, Fabiana, Sumaya, Antonio Edson, Dalton, João Alberides, Venícios Soares, Samuel Jó, Socorro, Edna, Mário Sérgio, Rafael Gomes, Junior Rios, Sérgio Rios, Hermínio, Anelise Sampaio, Rebeca Veras, Diego Monteiro, André, Janaína Almada, Ronny Cacau, Rômulo Nunes, Samuel Vieira, Marcos Matos, Nelson Souza, Lenise Costa, Jennifer Rodrigues, Luzara Ribeiro, Ailton Júnior, Silas Liu, Heverton Pereira, Thiago Wilson, Leonarda, Juliano Pacheco, Bruno Almeida, Francisco Júnior, Wellington Assunção, Marlos, Paulo (cascavel), Matheus Félix, Alexandre Carneiro, Esio Eloi, Rodrigo, Gustavo, Allan Fagner. Aos meus amigos das academias Dojô e Evolution.

A todos os que contribuíram direta ou indiretamente para a realização desse trabalho e aos que eu não tenha aqui citado, pois seria impossível colocar o nome de todas as pessoas que fizeram parte desta história.

“Fé é pisar no degrau, mesmo que você não veja a escada inteira.”

(Martin Luther King)

## RESUMO

O aumento da participação da geração eólica no sistema interligado nacional (SIN) implica em aumento da quantidade de aerogeradores conectados à rede, e o resultado disso pode se refletir na qualidade da energia injetada no SIN. Dentre os tipos de aerogeradores conectados à rede, destaca-se os do tipo gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generation - DFIG*). Conforme foi verificado em algumas literaturas, o problema das origens dos harmônicos nos aerogeradores baseados em DFIG podem ser resumidos em três fontes, a saber: harmônicos gerados pelo conversor do lado da rede (*Grid Side Converter - GSC*), que fluem para a rede através do filtro. A maioria desses são filtrados através do filtro na topologia tradicional e não representam grandes influências; harmônicos gerados pelo conversor do lado do rotor (*Rotor Side Converter - RSC*), que fluem do rotor para o estator através do entreferro e então fluem para a rede; e harmônicos espaciais, decorrentes da construção da máquina e fluem do estator para a rede. Essas podem ser fontes tanto de harmônicos como de inter-harmônicos dada a característica do aerogerador em questão. Os harmônicos gerados pelos dois conversores são múltiplos da frequência de chaveamento e se caracterizam como harmônicos de alta ordem (na faixa dos kHz). Entretanto os harmônicos espaciais são de baixa ordem, eles dependem da construção física da máquina e posicionamento das bobinas. Eles resultam nos harmônicos não característicos, múltiplos ímpares de 3, 5, 7, 11, 13, 17, 19 e são influenciados através do escorregamento. Este trabalho propõe uma solução para estes problemas através de filtragem híbrida, aplicada ao GSC, substituindo, portanto, a topologia tradicional com inversor trifásico clássico conectado à rede (GSC), por um filtro híbrido de dupla sintonia. Este trabalho apresenta a modelagem matemática para a solução proposta, além de resultados de simulações extraídos de um modelo desenvolvido no software PSCAD/EMTDC. Os resultados obtidos mostraram-se promissores na solução dos problemas de harmônicos presentes no sistema.

**Palavras-chave:** Energia eólica. Gerador de indução duplamente alimentado (DFIG). Filtragem. Filtro híbrido.

## ABSTRACT

The increasing penetration of wind generation in the interconnected national system (SIN) involves increasing the amount of wind turbines connected to the grid, and the result of that can be reflected in the quality of the energy injected into SIN. Among the types of wind turbines connected to the grid, we highlight the wind turbine based on Doubly-Fed Induction Generator (DFIG). As was seen in some literature, the problem of the origins of harmonics in wind turbines based on DFIG can be summarized in three sources, namely: harmonics generated from the grid-side converter (GSC), which flow through the filter to the grid. Most of these are filtered through the filter in traditional topology and do not represent major influences; harmonics generated from the rotor-side converter (RSC), flowing from the rotor to the stator across the air gap and then flow into the grid, and spatial harmonics that result from the machine construction and flow from the stator to the grid. These one can be sources of both harmonic and inter-harmonic given the characteristic of wind turbine in question. The harmonics generated from the two converters are multiple of the switching frequency and the one are characterized as high-order harmonics (in the range of kHz). However the spatial harmonics are low-order harmonics, they depend on the physical construction of the machine and positioning of the coils. They result in the non-characteristic harmonics, odd multiples of 3, 5, 7, 11, 13, 17, 19 and they are influenced by the slip. This work proposes a solution to these problems by way the hybrid filtering applied to the GSC, thus replacing the traditional three-phase inverter topology connected to the grid, by a double-tuned hybrid filter. This work presents the mathematical modeling of the proposed solution, as well as simulation results extracted from a model developed in the software PSCAD/EMTDC. The results obtained promising in solving the problems of harmonics present in the system.

**Keywords:** Wind energy. Doubly-fed induction generator (DFIG). Filtering. Hybrid filtering.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Mapeamento dos parques eólicos no Brasil . . . . .	21
Figura 2 – Curva de potência. . . . .	25
Figura 3 – Esquema de uma turbina de velocidade fixa. . . . .	26
Figura 4 – Gerador de Indução Duplamente Alimentado. . . . .	26
Figura 5 – Transferência de potência do DFIG. . . . .	27
Figura 6 – Gerador Síncrono de Ímã Permanente. . . . .	28
Figura 7 – Topologia Proposta. . . . .	29
Figura 8 – Sistema de eixos da máquina de indução no referencial síncrono. . . . .	35
Figura 9 – Diagrama fasorial orientado pelo fluxo magnético do estator. . . . .	38
Figura 10 – Diagrama de blocos do controle do conversor do lado do rotor. . . . .	40
Figura 11 – Conversor do lado da rede. . . . .	40
Figura 12 – Diagrama vetorial da tensão da rede. . . . .	41
Figura 13 – Diagrama de blocos do controle do conversor do lado da rede. . . . .	43
Figura 14 – Diagrama de blocos do circuito $p$ -PLL. . . . .	45
Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito $q$ -PLL. . . . .	45
Figura 16 – Diagrama de blocos do $SOGI$ . . . . .	46
Figura 17 – Diagrama de blocos do $SOGI$ - $QSG$ . . . . .	46
Figura 18 – Diagrama de blocos do $FLL$ . . . . .	47
Figura 19 – Cálculo da sequência positiva / negativa baseada no $DSOGI$ - $FLL$ . . . . .	48
Figura 20 – Filtros passivos. . . . .	49
Figura 21 – Filtro passivo de sintonia simples. . . . .	52
Figura 22 – Filtro passivo de dupla sintonia. . . . .	53
Figura 23 – Filtros amortecidos. . . . .	54
Figura 24 – Fluxo das potências instantâneas real e imaginária. . . . .	57
Figura 25 – Diagrama em blocos de um filtro ativo paralelo. . . . .	58
Figura 26 – Controle do filtro ativo <i>shunt</i> . . . . .	58
Figura 27 – Diagrama em blocos de um filtro ativo série. . . . .	60
Figura 28 – Diagrama em blocos de um $UPQC$ . . . . .	61
Figura 29 – Esquema de potência do filtro híbrido: sintonia simples. . . . .	62
Figura 30 – Esquema de potência do filtro híbrido: dupla sintonia. . . . .	63
Figura 31 – Estrutura proposta para o $DFIG$ . . . . .	64

Figura 32 – Método Simplex. . . . .	67
Figura 33 – Fluxograma para a determinação da capacitância. . . . .	68
Figura 34 – Circuito equivalente monofásico para a frequência fundamental. . . . .	70
Figura 35 – Circuito equivalente monofásico para as harmônicas simétricas. . . . .	72
Figura 36 – Circuito equivalente monofásico para as harmônicas simétricas. . . . .	75
Figura 37 – Diagrama de controle de potência do elo CC. . . . .	78
Figura 38 – Diagrama de blocos utilizada pelo filtro ativo. . . . .	81
Figura 39 – Circuito de sincronização. . . . .	82
Figura 40 – Diagrama de blocos do <i>DSOGI</i> . . . . .	82
Figura 41 – Diagrama de blocos do <i>PSC</i> . . . . .	83
Figura 42 – Impedância harmônica. . . . .	83
Figura 43 – Estratégia para inserir harmônicos. . . . .	85
Figura 44 – Corrente do rotor. . . . .	87
Figura 45 – Corrente do estator. . . . .	88
Figura 46 – Corrente da rede. . . . .	89
Figura 47 – Corrente do filtro. . . . .	89
Figura 48 – Tensão no elo CC. . . . .	90
Figura 49 – Tensão na rede elétrica. . . . .	90
Figura 50 – <i>THD</i> de corrente do estator. . . . .	91
Figura 51 – <i>THD</i> de corrente na rede elétrica. . . . .	91
Figura 52 – Sistema de eixos trifásico. . . . .	100
Figura 53 – Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica. . . . .	101
Figura 54 – Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica com referencial síncrono. . . . .	103
Figura 55 – Transformação física entre um referencial estacionário com referencial síncrono.	104

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120 V à 69 kV eficaz). . . . .	65
Tabela 2 – Parâmetros da rede. . . . .	86
Tabela 3 – Parâmetros do <i>DFIG</i> . . . . .	86
Tabela 4 – Parâmetros da malha passiva. . . . .	86

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
NEA	<i>National Energy Administration</i>
SUDENE	Superintendência de Desenvolvimento do Nordeste
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generator</i>
DSOGI-FLL	<i>Dual Second Order Generalised Integrator - Frequency Locked Loop</i>
FLL	<i>Frequency Locked-Loop</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GSC	<i>Grid Side Converter</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MSC	<i>Machine Side Converter</i>
Proinfa	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
PTC	<i>Renewable Energy Production Tax Credit</i>
RPS	<i>Renewable Portfolio Standard</i>
RSC	<i>Rotor Side Converter</i>
SOGI	<i>Second Order Generalised Integrator</i>
SOGI-QSG	<i>Second Order Generalised Integrator Quadrature Signal Generator</i>
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission System</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
SIN	Sistema Interligado Nacional
VOC	<i>Voltage Oriental Control</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
IG	<i>Induction Generator</i>
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
PWM	<i>Pulse-Width modulation</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\theta_{slip}$	Ângulo de escorregamento
$\vec{\Psi}_r$	Fluxo do rotor
$\vec{\Psi}_s$	Fluxo do estator
$\Psi_{rd}$	Fluxo do rotor no eixo direto
$\Psi_{rq}$	Fluxo do rotor no eixo de quadratura
$\Psi_{sd}$	Fluxo do estator no eixo direto
$\Psi_{sq}$	Fluxo do estator no eixo de quadratura
$\vec{\omega}_r^r$	Vetor fluxo magnético rotórico nas coordenadas do rotor
$\vec{\omega}_s^e$	Vetor fluxo magnético estatórico nas coordenadas do estator
$\omega_s$	Frequência angular do fluxo magnético do estator
$\omega_{slip}$	Frequência angular do ângulo de escorregamento
$L_s$	Indutância própria do estator
$\vec{i}_r$	Vetor da corrente do rotor
$\vec{i}_r^r$	Vetor corrente do rotor na coordenada do rotor
$i_{rd}$	Corrente do rotor no eixo direto
$i_{rq}$	Corrente do rotor no eixo de quadratura
$\vec{i}_s$	Vetor da corrente do estator
$\vec{i}_s^e$	Vetor corrente do estator na coordenada do estator
$i_{sd}$	Corrente do estator no eixo direto
$i_{sq}$	Corrente do estator no eixo de quadratura
$R_r$	Resistência do rotor
$R_s$	Resistência do estator
$\vec{v}_r$	Vetor da tensão do rotor
$\vec{v}_r^r$	Tensão do rotor nas coordenadas do rotor
$v_{rd}$	Tensão do rotor no eixo direto
$v_{rq}$	Tensão do rotor no eixo de quadratura

$\vec{v}_s$	Vetor da tensão do estator
$\vec{v}_s^e$	Tensão do estator nas coordenadas do estator
$v_{sd}$	Tensão do estator no eixo direto
$v_{sq}$	Tensão do estator no eixo de quadratura

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>18</b>
<b>1.1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>18</b>
<b>1.2</b>	<b>Políticas Internacionais de Incentivo ao Setor Eólico</b>	<b>19</b>
<b>1.3</b>	<b>Panorama Nacional</b>	<b>20</b>
<b>1.3.1</b>	<i>Mini e Microgeração</i>	<b>22</b>
<b>1.4</b>	<b>Sistema de Conversão de Energia Eólica</b>	<b>23</b>
<b>1.4.1</b>	<i>Turbinas Eólicas</i>	<b>23</b>
<b>1.4.2</b>	<i>Geradores</i>	<b>25</b>
<b>1.5</b>	<b>Topologia Proposta</b>	<b>29</b>
<b>1.6</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>29</b>
<b>1.7</b>	<b>Motivação e Objetivos</b>	<b>32</b>
<b>1.7.1</b>	<i>Motivação</i>	<b>32</b>
<b>1.7.2</b>	<i>Objetivos</i>	<b>32</b>
<b>1.8</b>	<b>Organização do Texto</b>	<b>33</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA EQUIPADOS COM DFIG</b>	<b>34</b>
<b>2.1</b>	<b>Modelagem do DFIG</b>	<b>34</b>
<b>2.1.1</b>	<i>Controle Orientado pelo Campo</i>	<b>34</b>
<b>2.1.2</b>	<i>Controle do Conversor Conectado ao Rotor</i>	<b>38</b>
<b>2.1.3</b>	<i>Conversor Conectado à Rede</i>	<b>40</b>
<b>2.2</b>	<b>Sistema de Sincronização</b>	<b>43</b>
<b>2.2.1</b>	<i>PLL</i>	<b>44</b>
<b>2.2.2</b>	<i>FLL</i>	<b>45</b>
<b>2.3</b>	<b>Conclusões</b>	<b>47</b>
<b>3</b>	<b>FILTRAGEM</b>	<b>49</b>
<b>3.1</b>	<b>Filtragem Passiva</b>	<b>49</b>
<b>3.1.1</b>	<i>Filtros Sintonizados</i>	<b>50</b>
<b>3.1.1.1</b>	<i>Sintonia Simples</i>	<b>52</b>
<b>3.1.1.2</b>	<i>Dupla Sintonia</i>	<b>52</b>
<b>3.1.2</b>	<i>Filtros Amortecidos</i>	<b>54</b>

<b>3.2</b>	<b>Filtragem Ativa</b> . . . . .	55
<b>3.2.1</b>	<i>Teoria pq</i> . . . . .	55
<b>3.2.2</b>	<i>Filtro Ativo Paralelo</i> . . . . .	57
<b>3.2.3</b>	<i>Filtro Ativo Série</i> . . . . .	59
<b>3.2.4</b>	<i>Filtro Ativo Série-Paralelo</i> . . . . .	60
<b>3.3</b>	<b>Filtragem Híbrida</b> . . . . .	61
<b>3.3.1</b>	<i>Sintonia Simples</i> . . . . .	62
<b>3.3.2</b>	<i>Dupla Sintonia</i> . . . . .	62
<b>3.4</b>	<b>Conclusões</b> . . . . .	62
<b>4</b>	<b>TOPOLOGIA PROPOSTA</b> . . . . .	64
<b>4.1</b>	<b>Malha Passiva</b> . . . . .	64
<b>4.2</b>	<b>Malha Ativa</b> . . . . .	69
<b>4.2.1</b>	<i>Modelagem Matemática</i> . . . . .	69
<b>4.2.1.1</b>	<i>Análise para a Frequência Fundamental</i> . . . . .	69
<b>4.2.1.2</b>	<i>Análise das Harmônicas</i> . . . . .	71
<b>4.2.1.3</b>	<i>Análise da Estabilidade e da Potência Nominal</i> . . . . .	75
<b>4.2.1.4</b>	<i>Regulação do Elo CC</i> . . . . .	77
<b>4.2.2</b>	<i>Estratégia de Controle</i> . . . . .	81
<b>4.2.2.1</b>	<i>Circuito de Sincronização</i> . . . . .	82
<b>4.2.2.2</b>	<i>Impedância Harmônica</i> . . . . .	83
<b>4.3</b>	<b>Considerações Finais</b> . . . . .	84
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b> . . . . .	85
<b>5.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	85
<b>5.2</b>	<b>Descrição de Cenários</b> . . . . .	85
<b>5.3</b>	<b>Resultados de Simulações</b> . . . . .	87
<b>5.4</b>	<b>Análise Final</b> . . . . .	92
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b> . . .	93
<b>6.1</b>	<b>Conclusão Geral</b> . . . . .	93
<b>6.2</b>	<b>Sugestões Futuras</b> . . . . .	94
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	95
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	100
	<b>APÊNDICE A – TRANSFORMADA DE CLARKE E PARK</b> . . . . .	100

<b>A.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	100
<b>A.2</b>	<b>Transformada de Clarke</b> . . . . .	100
<b>A.3</b>	<b>Transformada de Park</b> . . . . .	102

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 INTRODUÇÃO

A maturidade da energia eólica como fonte de produção de energia elétrica é uma realidade no mundo. Isto é válido pela quantidade de parques eólicos instalados em diversos níveis de tensão, bem como a quantidade de países que possuem mais de 1 GW de capacidade instalada até o final do ano de 2012, com 16 países localizados na Europa, 4 na Ásia (China, Índia, Japão e Austrália), 3 na América do Norte (EUA, México e Canadá) e 1 na América Latina (Brasil) (GWEC, 2013).

Segundo a GWEC (2013), no ano de 2012 o mercado da energia eólica mundial, cresceu aproximadamente 10% com relação ao ano de 2011, esse valor corresponde a cerca de 45 GW de energia inserida no cenário mundial.

Os países com maior consumo de energia elétrica, EUA e China, têm feito investimentos significativos na produção de energia eólica. Devido a sua estratégia pela segurança ao atendimento da demanda de energia elétrica nacional, seja por reduzir dependência externa ou pelo crescimento da demanda, esses países continuarão investindo em diferentes fontes. Portanto, existe uma forte perspectiva de continuidade e até de aumento nos investimentos para a energia eólica (CGEE, 2012).

A matriz energética nacional é predominantemente hidráulica com aproximadamente 67,69%, tem passado por uma diversificação pela introdução de outras fontes de energia, como a eólica. Embora a energia eólica represente aproximadamente 1,74%, da matriz de produção de eletricidade (ANEEL, 2014), o setor eólico nacional tem crescido com a instalação de diversos parques eólicos de diferentes empresas e indústrias do setor no país.

Uma característica importante para o desenvolvimento da energia eólica, diz respeito a sua localização definida como sendo *onshore* ou *offshore*, sendo que o primeiro refere-se aos parques que estão localizados em terra e o segundo são os parques que estão instalados no mar. Os parques *onshore* são geralmente instalados em terrenos elevados, para poder explorar as elevadas velocidades do vento.

O desenvolvimento dos parques *offshore*, geralmente são os maiores parques eólicos, normalmente estão afastados 5 km da costa marítima (ANAYA-LARA *et al.*, 2009). Reduzindo o transtorno causado pelo ruído e amenizando o impacto visual, além de possuir uma menor turbulência com maior velocidade do vento sendo essas suas principais vantagens; como desvan-

tagens pode-se citar, o elevado custo, tanto para a operação quanto para a manutenção, além de cabos mais longos, que serão utilizados para a sua conexão com a rede elétrica.

## 1.2 Políticas Internacionais de Incentivo ao Setor Eólico

Os planos de incentivos políticos e fiscais são, hoje no mundo, ferramentas necessárias para o desenvolvimento do setor de fontes renováveis de energia. Esses incentivos mesmo sendo utilizados de acordo com a peculiaridade de cada região, convergem sempre para estimular a tecnologia e o mercado. Abaixo são listadas as principais políticas de incentivo fiscais usadas no mundo:

**Sistema Feed-in:** Esse sistema determina um preço mínimo que a concessionária irá pagar pela energia elétrica gerada pelo produtor, quando este conectar sua usina na rede. Em outras ocasiões esse incentivo pode ser também o valor total recebido pelo produtor incluindo subsídio e/ou taxas de reembolso ou o prêmio pago adicionalmente ao preço de mercado da energia (DUTRA, 2007).

**Sistema de Leilão:** O órgão regulador estipula uma quantidade de energia de geração de fontes renováveis para ser comprada e organiza um leilão para sua venda, de modo a gerar uma competição entre os produtores. A disputa tem seu final quando todas as propostas são colocadas em ordem crescente de custo e se atinge o montante a ser contratado. Com isso, a concessionária fica obrigada, através de um contrato de longo prazo, a pagar aos produtores vencedores o montante previamente estipulado pelo valor resultante do leilão (DUTRA, 2007).

**Sistemas de Cotas com Certificados Verdes:** Também conhecido como *Renewable Portfolio Standard* (RPS) ou Meta de Energia Renovável (*Renewable Energy Targets*), consiste na determinação de que uma cota de geração de energia elétrica vendida deva ser gerada a partir de fontes renováveis de energia. Esta obrigação é imposta normalmente sobre o consumo (frequentemente através das empresas distribuidoras de energia), mas a obrigação também pode ser aplicada sobre a produção. Os Certificados Verdes adquiridos com esse tipo de geração podem ser comercializados no mercado, promovendo assim receita adicional às vendas de energia (DUTRA, 2007).

O cenário internacional de incentivos políticos e desenvolvimento tecnológico no setor eólico possui em alguns países da Europa e nos EUA os seus maiores representantes. Dentre os países europeus a Alemanha, Espanha e Dinamarca possuem como principal instrumento de incentivo a tarifa *feed-in*. Já os EUA possuem no âmbito estadual o RPS como principal

ferramenta e no âmbito Federal o PTC (*Renewable Energy Production Tax Credit*) que é um crédito também baseado na produção de energia e concedido pelo governo, por meio de descontos no imposto de renda.

### 1.3 Panorama Nacional

No Brasil, o aproveitamento da energia eólica tomou impulso a partir de 2004, com o advento do Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (Proinfa). Este programa, concebido em regime de *feed-in*, contratou 54 parques eólicos, que totalizaram 1,4 GW. As condições da época, com a ausência de competição na fabricação de aerogeradores nacionais e o câmbio desvalorizado, dificultaram o desenvolvimento desses parques, previstos inicialmente para entrada em operação comercial até dezembro de 2006 (EPE, 2012).

A partir de 2005, com a instauração do novo modelo do setor elétrico brasileiro, adotou-se o modelo de leilões pelo menor preço para a contratação de projetos de geração de energia elétrica. Todavia, até 2008, os projetos eólicos não se mostraram competitivos frente às demais fontes. A partir de 2009, com a realização de leilões específicos para fontes alternativas, a fonte eólica passou a ser comercializada no ambiente regulado, e já em 2011, passou a concorrer com as fontes convencionais de energia elétrica (CGEE, 2012).

O Brasil também possui significativo potencial eólico, estimado em 272 TWh por ano. Esses dados foram medidos com torres anemométricas de 50 metros de altura. Este potencial equivale a uma capacidade instalada de 143 GW. As novas medições, a uma altura de 80 a 100 metros, indicam que o potencial de geração de energia a partir dos ventos no Brasil pode ser duas ou três vezes superior, com ventos de características adequadas ao aproveitamento energético (TOMASQUIM, 2011).

Se observado o atlas do potencial eólico brasileiro (CRESEB, 2001), percebe-se que a região do interior do nordeste brasileiro detém a maior parcela desse potencial. Trata-se de local historicamente marcado por carências sociais e econômicas, que justifica prioridade para programas de incentivo ao desenvolvimento industrial coordenados pela Superintendência de Desenvolvimento do Nordeste (Sudene) (EPE, 2012).

O aproveitamento desse potencial demandará investimentos na infraestrutura rodoviária e de telecomunicações, além de necessitar da oferta de serviços sociais de suporte a núcleos técnicos para operação e manutenção dos parques que darão impulso à economia regional.

A principal crítica que se faz ao aumento da geração eólica no sistema elétrico se

refere à confiabilidade do atendimento à curva diária de carga. Esse é, de fato, um aspecto importante, em geral atenuado pela combinação vento-água, que no Brasil é natural, sendo que até mesmo as usinas a fio d'água têm alguma capacidade de regulação diária.

A Figura 1 mostra a divisão da potência de parques eólicos em operação, em construção e outorgados por região no Brasil. Onde para os parques em operação, são considerados todos os parques que estão conectados com a rede elétrica, os parques em construção são todos os parques que embora estejam construídos, não estão conectados com a rede elétrica bem como, os parques que estão em fase de construção. Já os parques considerados outorgados são os parques que não estão em construção.

Somando-se as potências instaladas, em construção e outorgadas, para cada região, totaliza uma potência na região nordeste de 8.230,87 MW (do total de 324 parques), na região Sul de 1.628 MW (do total de 73 parques) e na região Sudeste de 28.21 MW (do total de 2 parques). Verifica-se que a região Nordeste lidera a produção de energia eólica nacional, seguida pela região Sul.

Devido ao aumento da potência eólica observada na Figura 1 prevista para os próximos anos, verifica-se a importância de estudos que visem uma melhora na qualidade de energia gerada pelos parques eólicos.

Figura 1 – Mapeamento dos parques eólicos no Brasil



### **1.3.1 Mini e Microgeração**

O atendimento para a conexão de micro e minigeração devem seguir os requisitos contidos nas resoluções ANEEL 482/2012 e no Módulo 3 do procedimento de distribuição (PRODIST). Através do item 3.7 do Módulo 3 do PRODIST, tem-se as seguintes definições:

- **Microgeração Distribuída:** central geradora de energia elétrica com potência instalada igual ou menor a 100 kW e que utilize fontes incentivadas de energia, conectada com a rede de baixa tensão da distribuidora através de instalações de unidades consumidoras, podendo operar em paralelo ou de forma isolada, não despachada pela ONS.
- **Minigeração Distribuída:** central geradora de energia elétrica com potência instalada superior a 100 kW e inferior a 1 MW e que utilize fontes incentivadas de energia, conectada com a rede de distribuição, em qualquer tensão, ou através de unidades consumidoras, podendo operar em paralelo ou de forma isolada, não despachada pela ONS.
- **Sistema de Compensação:** é o sistema no qual a energia gerada por meio da mini ou microgeração compense o consumo medido no ciclo de faturamento ou em meses subsequentes.

As fontes incentivadas de energia são: Energia Hidráulica, Energia Solar, Energia Eólica, Biomassa e Cogeração Qualificada.

O sistema de compensação de energia tem seu modo de faturamento estabelecido no art. 7º da Resolução Normativa nº 482/2012, que determina a seguinte utilização:

1. A energia ativa gerada em determinado posto horário, ponta ou fora de ponta, deve ser utilizada para compensar a energia ativa consumida nesse mesmo período;
2. Havendo excedente, os créditos de energia ativa devem ser utilizados para compensar o consumo em outro posto horário, na mesma unidade consumidora e no mesmo ciclo de faturamento;
3. Restando créditos, o excedente deve ser utilizado para abater o consumo de energia ativa em outra unidade consumidora escolhida pelo consumidor, no mesmo posto horário em que a energia foi gerada e no mesmo ciclo de faturamento;
4. O eventual excedente após aplicação do item anterior deve ser utilizado para abater o consumo da unidade consumidora escolhida pelo consumidor e referenciada no item 3, no mesmo ciclo de faturamento, mas em outro posto horário;

5. Caso ainda haja excedente, o processo descrito nos itens 3 e 4 deve ser repetido para as demais unidades consumidoras cadastradas previamente pelo consumidor, obedecida a ordem de prioridade escolhida por ele;
6. Após aplicação do item 5, até o esgotamento das unidades consumidoras cadastradas, caso ainda existam créditos de energia ativa, o procedimento descrito nos itens 1 a 5 deve ser repetido nessa ordem para os ciclos de faturamento posteriores, obedecido o limite de 36 meses de validade dos créditos.

Para as centrais geradoras classificadas como micro ou minigeração, o ponto de conexão deve situar-se na interseção das instalações de interesse restrito, de propriedade do acessante, com o sistema de distribuição acessado.

#### **1.4 Sistema de Conversão de Energia Eólica**

A energia eólica caracteriza-se por três fatores principais: fonte inesgotável, renovável e limpa. Conforme analisado em GWEC (2013), a primeira turbina eólica gerando eletricidade foi construída em 1891, pelo dinamarquês Poul LaCour. Durante o período compreendido entre a Primeira e a Segunda Guerras Mundiais, os engenheiros dinamarqueses melhoraram a tecnologia para suprir a escassez de energia. Portanto, os aerogeradores construídos pela empresa F. L. Smidth em 1941 e 1942 podem ser considerados precursores dos modernos aerogeradores, pois suas turbinas foram as primeiras a utilizar pás modernas, com base no conhecimento avançado de aerodinâmica para aquela época. Ao mesmo tempo, a American Palmer Putnam construiu uma gigantesca turbina eólica para a empresa americana Morgan Smit Co., com diâmetro de 53 metros.

Desde então, com o avanço da tecnologia, existem diversas topologias diferentes para sistemas de conversão de energia eólica (*Wind Energy Conversion System - WECS*). Nos *WECS* existem dois componentes fundamentais: a turbina e o gerador.

##### **1.4.1 Turbinas Eólicas**

As turbinas eólicas são responsáveis pela conversão da energia dos ventos em energia mecânica, sendo classificadas a partir dos seguintes critérios:

- Potência nominal: A depender da aplicação, sua potência varia entre algumas dezenas de quilowatts a alguns megawatts, tendo atualmente turbinas eólicas com

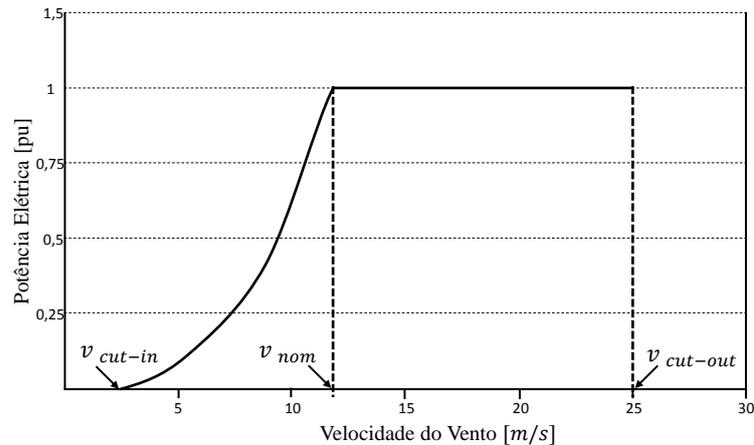
potência de 8 MW (VESTAS, 2013);

- Velocidade de operação: velocidade fixa ou velocidade variável;
- Altura das torres: Existem no mercado alguns tipos de torres como por exemplo, concreto, aço, treliçada, e híbrida. Destas, atualmente nos parques *onshore*, as mais utilizadas são as torres de aço e a sua altura varia de 50 a 130 metros. Como a velocidade do vento depende diretamente da altura bem como da rugosidade do terreno, portanto, quanto maior for a torre maior será a produção de energia;
- Diâmetro do rotor: No intervalo de 1995 até 2013, a evolução passou de 50 metros para 164 metros, dessa forma tem-se atualmente aerogeradores com potências até 8 MW;
- Controle de potência: Quando a velocidade do vento que incide na turbina eólica é superior a velocidade nominal, a potência gerada deve ser constante, necessitando portanto, do controle da potência extraída do vento. Existem três tipos de controle: estol (*stall regulation*), estol ativo (*stall active*) e controle do passo, (*pitch control*). O primeiro e o segundo geralmente são utilizados em aerogeradores de velocidade fixa e o terceiro é empregado para aerogeradores de velocidade variável;
- Pás: Existem aerogeradores com 1 pá, 2 pás, 3 pás e multi-pás. O número de pás do rotor influencia na dinâmica da turbina. Modelos que utilizam uma pá, causam elevado *stress* no cubo, devido a rotação de uma pá e provocam elevados esforços na torre. Para os modelos de duas pás, o nível de ruído é relativamente alto comparado com os modelos de 3 e multi-pás. Os modelos de três pás, apresentam a configuração mais utilizada comercialmente. Sendo as principais razões para esse domínio redução de esforços mecânicos, maior aceitação no ponto de vista de impacto visual e menor emissão de ruído com relação as versões anteriores (CARVALHO, 2003). Para aerogeradores equipados com multi-pás, possuem menor esforço mecânico, menor emissão de ruído do que os modelos anteriores, porém, elevado custo.

Para a construção do parque eólico é necessário que haja previamente um estudo sobre o perfil do vento no local, a fim de que os investimentos tenham retorno financeiro, levando-se em consideração a direção predominante do vento bem como a sua velocidade média anual. O ideal é que os dados sejam medidos em um intervalo de tempo de 5 anos.

Após realizado o levantamento do perfil do vento, escolhe-se a melhor turbina,

Figura 2 – Curva de potência.



Fonte: Próprio Autor.

levando em consideração sua curva de potência, conforme exemplo mostrado na Figura 2.

Na Figura 2 é apresentada a especificação da curva de potência de um aerogerador equipado com o sistema de controle do ângulo de passo (*pitch regulation*). A turbina entra em operação quando a velocidade do vento é igual a  $v_{cut-in}$ . Na região compreendida entre  $v_{cut-in}$  e  $v_{nom}$ , não ocorre a atuação do controle do passo da pá. Quando a velocidade do vento atinge seu valor nominal ou quando a sua potência nominal é atingida, o controle do *pitch* começa a atuar com o objetivo de limitar a potência nominal sempre constante, sendo este intervalo conhecido como região nominal. A turbina é retirada de operação, quando a velocidade do vento é superior a  $v_{cut-out}$ , fazendo com que não ocorram problemas nos geradores, devido ao excesso da velocidade do vento.

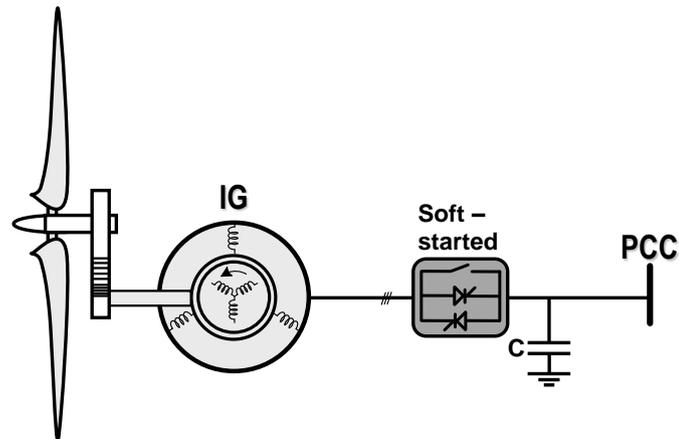
#### 1.4.2 Geradores

O avanço em dispositivos de eletrônica de potência tem desempenhado um papel importante na melhoria da confiabilidade e controlabilidade dos modernos aerogeradores.

As principais topologias disponíveis comercialmente, são geradores de indução duplamente alimentado - do inglês *Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)* - e geradores síncronos de ímã permanente - do inglês *Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)*.

As turbinas eólicas se dividem em dois grupos quando se trata das suas características de operação, as quais podem operar tanto com velocidade fixa, quanto com velocidade variável. Para o primeiro, o gerador de indução gaiola de esquilo deve estar diretamente conectado à rede, conforme apresentado na Figura 3. Para este sistema, a velocidade do rotor da turbina eólica é em princípio determinada pela utilização de uma caixa de transmissão e o número de par de

Figura 3 – Esquema de uma turbina de velocidade fixa.



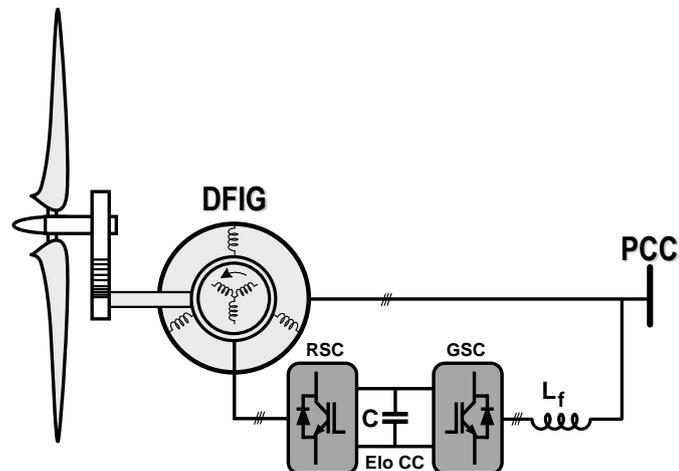
Fonte: (ANAYA-LARA *et al.*, 2009).

pólos do gerador.

Conforme apresentado por Petersson (2005), este tipo de gerador apresentam na maioria das vezes duas velocidades fixas, podendo ser obtida através de dois geradores com diferentes configurações ou pode ser utilizado um gerador com dois enrolamentos distintos, para diferentes configurações para operação, além de não ser possível aproveitar a energia disponível no vento em baixa velocidade e não atender aos critérios de *Ride-Through*.

Já os geradores de velocidade variável, o controle do gerador é realizado através da eletrônica de potência, tornando possível controlar a velocidade do rotor, garantindo uma maior produção de energia elétrica. Este tipo de geradores são maiores, sendo possível controlar a potência ativa e reativa gerada, além de reduzir os desgastes das estruturas mecânicas e a redução do ruído acústico.

Figura 4 – Gerador de Indução Duplamente Alimentado.

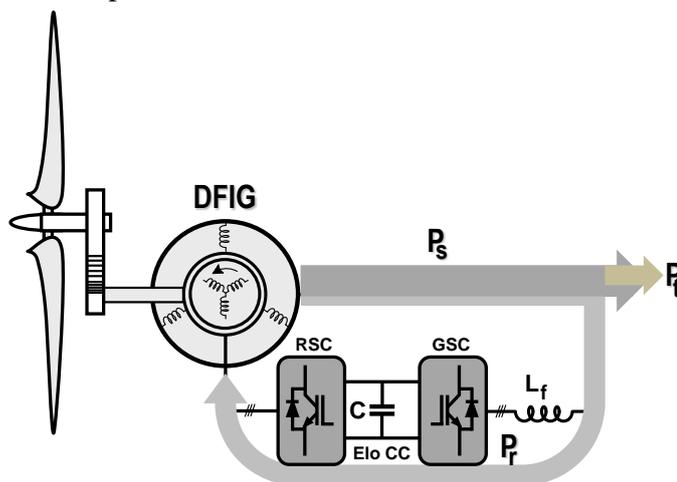


Fonte: Adaptada de Lima (2009).

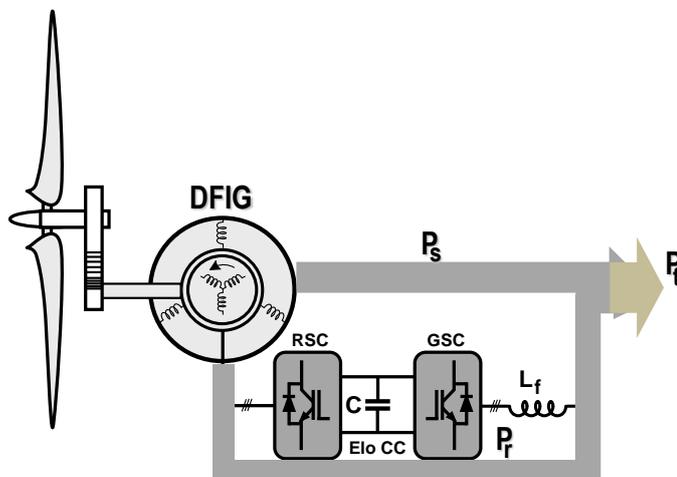
Dentre as estruturas dos geradores de indução destaca-se o *DFIG* apresentado na Figura 4, que utiliza a caixa de transmissão e conversores estáticos. Este sistema consiste de um gerador de indução de rotor bobinado alimentado através de dois circuitos. No primeiro circuito, o estator da máquina é conectado diretamente à rede, já o segundo é constituído pelo rotor, em que sua alimentação ocorre através de um conversor *back-to-back*, no qual o circuito rotórico é conectado ao conversor via anéis coletores.

A maior parcela da energia produzida pelo *DFIG* flui para a rede através do circuito estátórico, enquanto que aproximadamente 30% da energia produzida flui através do rotor, onde este é constituído por dois conversores estáticos conhecidos como conversores do lado do rotor (*Rotor Side Converter - RSC*) e conversor do lado da rede (*Grid Side Converter - GSC*). Através do *RSC* é possível controlar o torque, ou a velocidade do *DFIG* e também o fator de potência

Figura 5 – Transferência de potência do DFIG.



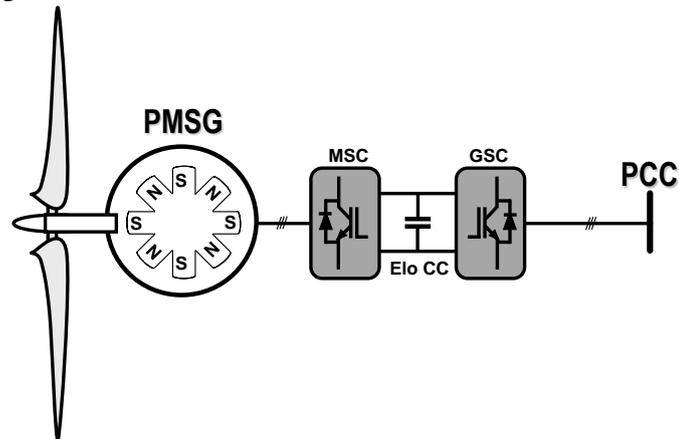
(a) Subsíncrono



(b) Supersíncrono

Fonte: Próprio Autor.

Figura 6 – Gerador Síncrono de Imã Permanente.



Fonte: Próprio Autor.

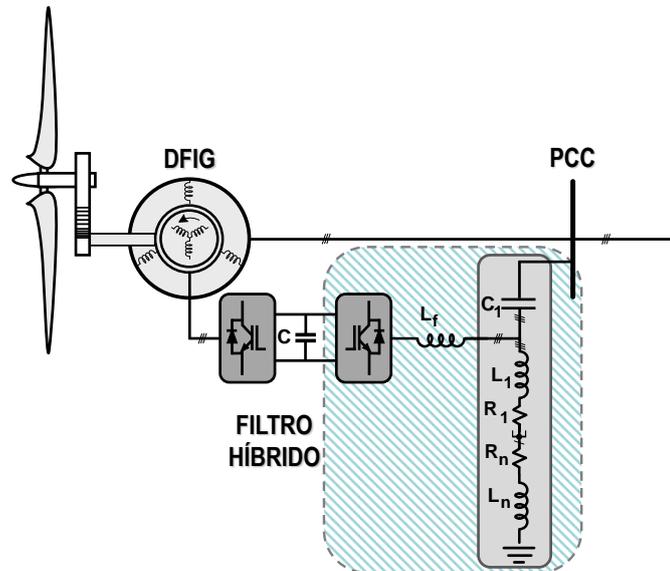
nos terminais do estator, enquanto que o GSC possui como objetivo principal manter a tensão constante no elo CC (PETERSSON, 2005).

O modelo de aerogerador para o *DFIG* possui velocidade de operação aproximadamente 30% da sua velocidade nominal (LIU, 2011). Dessa forma possibilita que existam duas regiões de operação, sendo a primeira região conhecida como subsíncrona, no qual a velocidade do rotor é inferior a velocidade síncrona da máquina. Para esta faixa de operação através do circuito rotórico, a máquina absorve potência ativa da rede. Assim, a potência ativa total fornecida é a diferença das potências do estator e do rotor ( $P_s - P_r$ ). Para a segunda região de operação, a máquina opera com velocidade supersíncrona, ou seja, a velocidade do rotor é superior a velocidade síncrona. Dessa forma o circuito rotórico fornece energia à rede. Portanto, a potência ativa total fornecida pela máquina é a soma das potências ativa do estator e do rotor ( $P_s + P_r$ ). A transferência de potência em função das velocidades de operação apresentadas anteriormente são representadas na Figura 5.

Recentemente o *PMSG* representado na Figura 6, tem ganhado uma maior atenção para o *WECS* por causa do seu tamanho e perdas reduzidas, alta confiabilidade e robustez. São utilizados especialmente para aplicação em sistemas *offshore*, devido ao reduzido custo de manutenção. A eliminação da caixa de engrenagens aumenta em 10% a eficiência da turbina eólica (WESTLAKE *et al.*, 1996). O uso do conversor pleno faz com que toda a potência fornecida pelo gerador seja processada através do conversor.

O conversor do lado da máquina (*Machine Side Converter - MSC*) controla a velocidade do gerador a fim de rastrear o ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*). Já o GSC tem como principal função, manter constante a tensão no elo CC. Conforme apresentado por Akhmatov (2003) as principais vantagens desta tecnologia é realizar a excitação

Figura 7 – Topologia Proposta.



Fonte: Próprio Autor.

do sistema através de ímãs permanentes e a ausência da caixa de engrenagens.

## 1.5 Topologia Proposta

A filtragem híbrida apresentada nesta topologia é constituída por um filtro passivo e ativo atuando simultaneamente. Para o suporte de reativo e compensação de harmônicos a malha passiva é constituída por um filtro de dupla sintonia, ficando a cargo da malha ativa realizar a compensação das demais harmônicas presentes no sistema.

Devido aos componentes do filtro passivo, a tensão do barramento CC será reduzida, proporcionando, portanto, menores esforços nas chaves dos conversores. A estrutura também proporciona redução de harmônicos produzidos pelo *DFIG*.

## 1.6 Revisão Bibliográfica

Os trabalhos relacionados nessa linha de pesquisas são poucos, as literaturas existentes abordam a estrutura de filtro híbrido juntamente com o *GSC*, ou o filtro ativo em paralelo com o *GSC*.

O estudo de harmônicos produzidos pelo *DFIG*, não está bem consolidado. Na literatura existem alguns trabalhos que abordam este tema. Esses trabalhos são apresentados por Graham (1927), Joksimovic *et al.* (2001), Liao *et al.* (2003), Lindholm e Rasmussen (2003), Zhang *et al.* (2005), Papathanassiou e Papadopoulos (2006), Schostan *et al.* (2009),

Williamson e Djurovic (2009), Djurovic e Williamson (2010a), Abniki *et al.* (2012). Sendo verificado que alguns abordam os harmônicos espaciais, produzidos pela própria estrutura da máquina, harmônicos produzidos em parques eólicos, harmônicos gerados através do *GSC* e *RSC*. Normalmente os harmônicos oriundos do *GSC* são eliminados através de filtros passivos, que existem na topologia clássica. Já os harmônicos oriundos do *RSC* são refletidos através do estator para a rede.

Joksimovic *et al.* (2001) apresentam uma expressão analítica para a força magnetomotriz (MMF) do rotor gaiola de esquilo usando a abordagem da função de enrolamento. Além disso, faz-se uma análise de espectro de corrente da MMF do rotor gaiola de esquilo em determinados instantes de tempo. A partir dessa análise, identificou-se que todos os harmônicos espaciais do lado do estator são refletidos pelo rotor gaiola de esquilo em apenas duas frequências, sendo este é o principal fator limitante para monitoramento de condições de falha em uma máquina de indução, tais como um curto-circuito entre espira ou condições de excentricidade estática.

Zhang *et al.* (2005) apresentam as características dos inter-harmônicos na sequência de fase. Três casos envolvendo inter-harmônicos são analisados: Inversores de frequência variáveis, motores com cargas flutuantes e cargas gerais com impedância flutuante. São feitas simulações e são derivadas equações matemáticas para as características de sequência dos inter-harmônicos. Os resultados revelam que inter-harmônicos pode ter sequência positiva ou negativa e raramente são sequência zero.

Lindholm e Rasmussen (2003) apresentam uma análise dos harmônicos no *DFIG*, bem como um método para eliminação dos mais altos harmônicos e inter-harmônicos em conversores conectados a rede. O método é implementado em um modelo de laboratório de 40 kW ligado à rede de utilidade pública, onde o *DFIG* é alimentado por um conversor *back-to-back* de três níveis baseado na topologia com neutro grampeado (*neutral-point clamped converter - NPC*). Segundo os autores, este método proporciona uma forma fácil e confiável de eliminar ou reduzir os harmônicos do gerador *DFIG*.

Em Lima *et al.* (2012) foi proposto pelos autores uma nova estratégia de controle para o *GSC* utilizando o filtro ativo baseado na teoria *pq*. A técnica implementada pelos mesmos autores foi corrente senoidal, em que toda a potência imaginária foi compensada. O *GSC* controla a tensão no barramento CC, enquanto compensa a corrente drenada pela carga não-linear, se esta carga existir.

Papathanassiou e Papadopoulos (2006) apresentam uma análise através do estudo de caso de harmônicos em sistemas de potência em um parque eólico que utiliza turbinas de velocidade variável com capacidade de 20,5 MW que se destina a ser ligado no barramento de média tensão. Descreve-se a modelagem do sistema e o cálculo do fluxo de cargas harmônicas. Os resultados da aplicação são dados a partir da verificação da frequência e do fluxo de cargas harmônicas.

Graham (1927) apresenta uma análise das ondas MMF de certos tipos de enrolamentos. O método de análise usado consiste em procurar, primeiro, as configurações de onda da MMF para uma única bobina. Esta é decomposta então nas suas diferentes componentes harmônicas, em que cada uma das componentes harmônicas serão adicionadas separadamente às formas de ondas correspondentes as outras bobinas. Mostra-se também o efeito que as harmônicas sub-síncronas podem ter no desempenho das máquinas e desenvolve-se equações para encontrar a componente senoidal de qualquer harmônica de uma onda periódica de MMF de uma única bobina, bem como a reatância de tensão em máquinas “*fractional slot*” (máquinas em que a relação entre o número de ranhuras e o número de polos não é um número inteiro). Nesse tipo de máquina a MMF varia de polo para polo.

Fan *et al.* (2010) apresenta uma análise dos harmônicos no *DFIG* causados por sinais não senoidais no rotor e desequilíbrios no estator. Essas duas condições são geralmente encontradas em sistemas de energia eólica, e, portanto, é importante essa análise. O objetivo da análise é estimar a magnitude das componentes de frequência do estator e correntes do rotor, e, por conseguinte, do torque. As correntes são calculadas a partir do circuito equivalente da máquina de estado estacionário e o torque é calculado a partir das interações das componentes harmônicas do estator e as correntes do rotor. A análise e a simulação foram feitas através de três estudos de casos, o primeiro caso, injeção de sinais não senoidais no rotor. O segundo caso, o *DFIG* operando sem conexão com a rede e o terceiro caso, *DFIG* conectado à rede. Os três estudos de casos e verificações experimentais demonstram a eficácia do método proposto na análise dos harmônicos e na operação desequilibrada de *DFIGs*.

Schostan *et al.* (2010) descreve como harmônicos podem se propagar a partir do estator para o rotor e vice-versa, em um *DFIG* conectado com a rede. Foram feitas medições em bancada para investigar harmônicos em dois tipos de operação: sub-síncronos e super-síncronos. Para cada caso são realizadas medições da corrente no rotor e esta é apresentada graficamente tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. Os resultados mostram como

fontes de harmônicos no gerador podem ser identificadas, bem como oferecem possibilidades para o desenvolvimento de algoritmos para compensar certas harmônicas do estator, através da modificação da largura do pulso do conversor do lado do rotor.

Liao *et al.* (2003) apresenta uma análise dos efeitos dos harmônicos de baixa frequência no lado do rotor de um *DFIG*. Com um inversor modulado por largura de pulso (*pulse-width modulation - PWM*) alimentando o rotor, harmônicas de baixas frequências podem ser provocadas pela queda de tensão do dispositivo. Um método numérico no domínio da frequência é proposto para calcular as bandas laterais de corrente do estator, o que pode ser utilizado para prever a flutuação de tensão na barra do sistema. Esse método inter-relaciona o estator, o torque entreferro e a ondulação de velocidade. A fim de ilustrar melhor o fenômeno, cálculos comparativos são realizados num sistema *DFIG* classificado a 450 kV através de dois estudos de casos: 1) O efeito do momento de inércia e 2) O efeito do ponto operacional. O método e os estudos de caso mostraram que, para sistemas de pequeno e médio porte, se faz necessário considerar os efeitos da velocidade de ondulação.

O trabalho apresentado por Tremblay *et al.* (2009) mostrou alguns estudos sobre a viabilidade de utilizar o *GSC* de um *WECS* baseadas em *DFIG* como filtro ativo conectado em paralelo, para a melhoria da qualidade de energia, fornecendo suporte à rede em condições de cargas desequilibradas.

A capacidade da filtragem ativa aplicada em *WECS* utilizando *DFIG* foi estudada por Gaillard *et al.* (2008), onde o filtro se encontra em paralelo com o *RSC*. Neste trabalho foi inserido uma carga não linear no PCC, produzindo harmônicos na rede, com correntes não senoidais. Com a inserção do filtro, a corrente de compensação cancela as componentes harmônicas injetadas na rede através da carga não linear, resultando para a rede uma corrente quase senoidal.

Djurovic e Williamson (2010b) apresenta algumas análises são relacionadas às partes mecânicas do eixo do rotor, ocasionando a produção de harmônicos na corrente do estator quando o rotor encontra-se desbalanceado, ficando evidenciado a produção de harmônicos devido a configuração espacial da máquina, sendo que esta irá induzir no estator correntes harmônicas em função das frequências harmônicas presentes.

## 1.7 Motivação e Objetivos

### 1.7.1 Motivação

O incremento da energia eólica no mercado mundial, bem como o crescimento das instalações eólicas no Brasil reforçam a necessidade de pesquisas relacionadas com a qualidade de energia e com a integração do sistema de geração com a rede elétrica. Este trabalho visa contribuir com a redução de harmônicos produzidos por *DFIG*.

### 1.7.2 Objetivos

O objetivo principal desta dissertação é o desenvolvimento de uma nova topologia que permita a redução de harmônicos gerados pelo *DFIG*, além de possibilitar a melhoria na qualidade da energia injetada na rede.

O objetivo geral é apresentar uma nova proposta para o *GSC*, utilizando filtragem híbrida, a fim de melhorar o seu desempenho, através de comparação com a topologia clássica.

Como objetivos específicos temos:

- Elaborar a simulação da topologia tradicional;
- Elaborar a simulação da nova topologia proposta;
- Por fim, elaborar uma comparação entre as duas topologias.

## 1.8 Organização do Texto

Este trabalho está organizado de forma a apresentar uma introdução geral, destacando-se a motivação para a realização do estudo e as pesquisas realizadas na sua área de atuação. O Capítulo 2 apresenta a modelagem matemática do *DFIG*, além de expor as estratégias de controle clássico. As técnicas de Filtragem, passiva, ativa e híbrida são analisadas no Capítulo 3. O Capítulo 4, apresenta a topologia proposta aplicada ao conversor conectado com a rede elétrica. Os resultados obtidos são apresentados e discutidos no Capítulo 5, onde serão descritos os cenários e apresentados os resultados obtidos por meio de simulação. No Capítulo 6 realiza-se um conclusão geral acerca do trabalho, bem como propostas para trabalhos futuros.

## 2 SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA EQUIPADOS COM DFIG

Nesta seção, serão apresentadas a modelagem do *DFIG* baseada nas coordenadas de Park, modelagem do *RSC* utilizando o controle orientado pelo campo e a modelagem do conversor conectado com a rede, utilizando o controle clássico, além da análise das técnicas de sincronização.

### 2.1 Modelagem do DFIG

Como mencionado no Capítulo 1.1, o aerogerador equipado com *DFIG* pode transmitir potência para a rede através do conversor *back-to-back*. Devido ao desacoplamento da potência é possível controlar independentemente as potências ativa e reativa do estator.

A técnica apresentada por Leonhard (2001), Quang e Dittrich (2008) e Lima (2009), demonstra o controle orientado pelo campo - termo do inglês *Field Oriented Control (FOC)*, na qual é possível realizar a mudança de coordenadas, modificando o sistema de coordenadas trifásicas *abc* para um sistema de coordenadas bifásicas, através da transformada apresentada por Park (1929), [c.f. Apêndice A.3].

Sendo escolhida adequadamente a orientação do referencial girante, as potências ativas e reativas podem ser desacopladas, permitindo portanto, o controle independente de cada potência e as variáveis senoidais presentes no sistema trifásico tornam-se variáveis contínuas no sistema bifásico defasadas  $90^\circ$  entre si.

#### 2.1.1 Controle Orientado pelo Campo

Para as análises que seguem, os subscritos *s* e *r* estão relacionados com estator e rotor respectivamente. Já os sobrescritos *e* e *r* estão relacionados com o eixo estacionário do estator e rotor respectivamente. Quando as variáveis não estiverem sobrescritas elas já estarão consideradas no referencial síncrono.

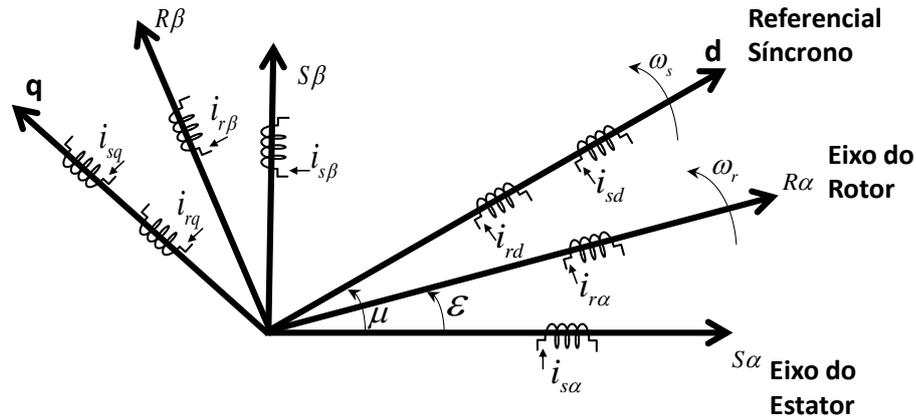
Segundo Kovacs (1984), o vetor espacial, no caso  $\vec{v}_s^e$ , é definido como:

$$\vec{v}_s^e = \frac{2}{3} (v_{sa}^e + v_{sb}^e e^{j120} + v_{sc}^e e^{j240}). \quad (2.1)$$

A equação vetorial da tensão do estator nas coordenadas do estator, é dada por:

$$\vec{v}_s^e = R_s \cdot \vec{i}_s^e + \frac{d\vec{\psi}_s^e}{dt}, \quad (2.2)$$

Figura 8 – Sistema de eixos da máquina de indução no referencial síncrono.



Fonte: (LIMA, 2009).

onde,  $\vec{v}_s^e$  é o vetor do estator na coordenada do estator,  $R_s$  é a resistência do estator,  $\vec{i}_s^e$  é o vetor corrente do estator na coordenada do estator e  $\vec{\psi}_s^e$  é o vetor fluxo magnético estatórico nas coordenadas do estator.

A equação vetorial da tensão do rotor nas coordenadas do rotor, é dada por:

$$\vec{v}_r^r = R_r \cdot \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt}, \quad (2.3)$$

onde,  $\vec{v}_r^r$  é o vetor da tensão do rotor na coordenada do rotor  $R_r$  é a resistência do rotor,  $\vec{i}_r^r$  o vetor corrente do rotor na coordenada do rotor e  $\vec{\psi}_r^r$  é o vetor fluxo magnético rotórico nas coordenadas do rotor.

Na Figura 8 é apresentado o sistema de eixos no referencial síncrono, para a máquina de indução.

Nas Equações (2.2) e (2.3), todas as variáveis estão no referencial estacionário. Para realizar a mudança de referencial, é necessário multiplicar a primeira expressão por  $e^{-j\mu}$ , onde  $\mu$  é o deslocamento entre o referencial do estator e o referencial síncrono. A segunda expressão deverá ser multiplicada por  $e^{-j(\mu-\xi)}$ , em que  $(\mu - \xi)$  é o deslocamento entre o referencial do rotor e o referencial síncrono, também conhecido por ângulo de escorregamento,  $(\theta_{slip} = \mu - \xi)$ . Assim tem-se:

$$\vec{v}_s^e e^{-j\mu} = R_s \cdot \vec{i}_s^e e^{-j\mu} + \frac{d\vec{\psi}_s^e}{dt} e^{-j\mu}, \quad (2.4)$$

$$\vec{v}_r^e e^{-j(\theta_{slip})} = R_r \cdot \vec{i}_r^e e^{-j(\theta_{slip})} + \frac{d\vec{\psi}_r^e}{dt} e^{-j(\theta_{slip})}. \quad (2.5)$$

Dadas as Equações (2.4) e (2.5), é necessário desenvolver o termo  $\frac{d\vec{\psi}_s^e}{dt} e^{-j\mu}$ , e

utilizando o mesmo desenvolvimento matemático, resolve-se  $\frac{d\vec{\psi}_r^e}{dt} e^{-j(\mu-\xi)}$ .

$$\frac{d(\vec{\psi}_s^e e^{-j\mu})}{dt} = \frac{d\vec{\psi}_s^e}{dt} e^{-j\mu} - j\omega_s \cdot \vec{\psi}_s^e e^{-j\mu}, \quad (2.6)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_s^e}{dt} e^{-j\mu} = \frac{d(\vec{\psi}_s^e e^{-j\mu})}{dt} + j\omega_s \cdot \vec{\psi}_s^e e^{-j\mu}, \quad (2.7)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_s^e}{dt} e^{-j\mu} = \frac{d(\vec{\psi}_s)}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s, \quad (2.8)$$

onde,  $\omega_s$  é a frequência angular do fluxo magnético do estator, é dada por:

$$\omega_s = \frac{d\mu}{dt}. \quad (2.9)$$

Para obter a equação do estator no referencial girante, substitui-se (2.8) em (2.4), tem-se:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d(\vec{\psi}_s)}{dt} + j\omega_s \cdot \vec{\psi}_s. \quad (2.10)$$

Aplicando o raciocínio análogo ao desenvolvimento de (2.8), tem-se:

$$\frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} e^{-j\theta_{slip}} = \frac{d(\vec{\psi}_r)}{dt} + j\omega_{slip} \vec{\psi}_r, \quad (2.11)$$

onde,  $\omega_{slip}$  é a frequência angular de escorregamento, dada por:

$$\omega_{slip} = \frac{d\theta_{slip}}{dt}. \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) em (2.5), obtém-se:

$$\vec{v}_r = R_r \cdot \vec{i}_r + \frac{d(\vec{\psi}_r)}{dt} + j\omega_{slip} \cdot \vec{\psi}_r. \quad (2.13)$$

O vetor das correntes  $\vec{i}_s$  e  $\vec{i}_r$ , do estator e rotor respectivamente, bem como o vetor das tensões  $\vec{v}_s$  e  $\vec{v}_r$  do estator e rotor respectivamente, podem ser escritos da seguinte forma:

$$\vec{v}_s = v_{sd} + jv_{sq}, \quad (2.14)$$

$$\vec{v}_r = v_{rd} + jv_{rq}, \quad (2.15)$$

$$\vec{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}, \quad (2.16)$$

$$\vec{i}_r = i_{rd} + ji_{rq}. \quad (2.17)$$

O mesmo raciocínio apresentado acima, pode ser utilizado para determinar o fluxo do estator ( $\vec{\psi}_s$ ) e rotor ( $\vec{\psi}_r$ ). Portanto, obtém-se a seguinte relação,

$$\vec{\psi}_s = \psi_{sd} + j\psi_{sq}. \quad (2.18)$$

$$\vec{\psi}_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq}. \quad (2.19)$$

Substituindo (2.14), (2.16) e (2.18) em (2.10) originam-se as seguintes equações:

$$v_{sd} = R_{sd} \cdot i_{sd} + \frac{d(\psi_{sd})}{dt} - \omega_s \cdot \psi_{sq}, \quad (2.20)$$

$$v_{sq} = R_{sq} \cdot i_{sq} + \frac{d(\psi_{sq})}{dt} + \omega_s \cdot \psi_{sd}, \quad (2.21)$$

cuja  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$ ,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  são as amplitudes da tensão e corrente do estator no eixo direto e de quadratura. Já o módulo do fluxo do estator no eixo direto e de quadratura é dado por  $\psi_{sd}$  e  $\psi_{sq}$ , respectivamente, são dados por:

$$\psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd}, \quad (2.22)$$

$$\psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq}, \quad (2.23)$$

onde  $L_s$  e  $L_m$  são as indutância própria do estator e indutância de magnetização, respectivamente.

Substituindo (2.15), (2.17) e (2.19) em (2.11) originam-se as seguintes equações:

$$v_{rd} = R_{rd} \cdot i_{rd} + \frac{d(\psi_{rd})}{dt} - \omega_{slip} \cdot \psi_{rq}, \quad (2.24)$$

$$v_{rq} = R_{rq} \cdot i_{rq} + \frac{d(\psi_{rq})}{dt} + \omega_{slip} \cdot \psi_{rd}, \quad (2.25)$$

onde  $v_{rd}$ ,  $v_{rq}$ ,  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  são as amplitudes da tensão e corrente do rotor no eixo direto e de quadratura. Já o módulo do fluxo do rotor no eixo direto e de quadratura são dados por  $\psi_{rd}$  e  $\psi_{rq}$ , respectivamente, são dadas por:

$$\psi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd}, \quad (2.26)$$

$$\psi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq}, \quad (2.27)$$

onde  $L_r$  corresponde a indutância própria do rotor.

As equações apresentadas possibilitam o estudo eletromagnético da máquina de indução rotor bobinado.

Segundo Quang e Dittrich (2008) o conjugado eletromagnético do gerador,  $T_e$  pode ser dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \vec{\psi}_s \cdot \vec{i}_s^* \}, \quad (2.28)$$

onde, o operador  $\text{Im}$  corresponde a parte imaginária da expressão entre chaves e o sobrescrito \* indica o complexo conjugado da variável e  $p$  é o número de pares de polos do gerador. Substituindo (2.16) e (2.18) em (2.28) obtém-se,

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sq} i_{sd} - \psi_{sd} i_{sq}). \quad (2.29)$$

O modelo matemático da máquina é completado através da equação da dinâmica do rotor dada por:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_m - T_e - B\omega_r, \quad (2.30)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad (2.31)$$

onde  $J$  é o momento de inércia do conjunto turbina máquina,  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor,  $\theta_r$  é a posição angular do rotor,  $T_m$  é o torque mecânico,  $T_e$  é o torque eletromagnético e  $B$  representa o atrito.

### 2.1.2 Controle do Conversor Conectado ao Rotor

O controle do RSC é baseado na Figura 9. Verifica-se que o vetor do fluxo magnético do estator ( $\vec{\psi}_s$ ) é posicionado junto ao eixo direto do referencial  $dq$ . Devido ao baixo valor da resistência estatórica, em regime permanente o vetor da tensão do estator ( $\vec{v}_s$ ) pode ser considerado adiantado, aproximadamente,  $90^\circ$  com relação ao fluxo magnético do estator. Essa relação é válida levando em consideração que a queda de tensão sobre a resistência  $R_s$ , seja desconsiderada. O vetor corrente do rotor ( $\vec{i}_r e^{j\varepsilon}$ ) está referenciado às coordenadas  $dq$  do estator.

Acerca dos comentários anteriores pode-se tirar as seguintes conclusões,

$$\begin{cases} \psi_{sd} = |\vec{\psi}_s| \\ \psi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

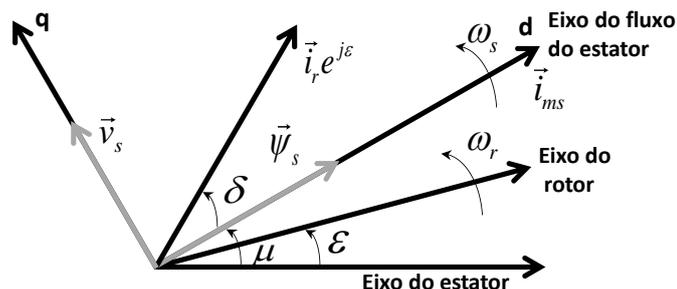
Devido as considerações relacionadas ao vetor de tensão, tem-se

$$\begin{cases} v_{sd} \simeq 0 \\ v_{sq} \simeq |\vec{v}_s| \end{cases} \quad (2.33)$$

Através da segunda equação apresentada no sistema (2.32) substituindo em (2.23), tem-se

$$i_{rq} = - \left( \frac{L_s}{L_m} \right) \cdot i_{sq}. \quad (2.34)$$

Figura 9 – Diagrama fasorial orientado pelo fluxo magnético do estator.



Fonte: Adaptada de Lima (2009).

Verifica-se por meio de(2.34), que existe a possibilidade de controlar a corrente do rotor do eixo em quadratura, a partir da corrente do estator e vice-versa.

Substituindo (2.34) e (2.33) em (2.29), pode-se reescrever o torque eletromagnético da seguinte forma,

$$T_e = \frac{3}{2}p \left( \frac{L_m}{L_s} \right) \cdot \Psi_{sd} \cdot i_{rq}. \quad (2.35)$$

Pode-se concluir de (2.35), que o controle do conjugado eletromagnético mantendo o fluxo estatórico constante, é realizado através da corrente do rotor do eixo de quadratura.

Para os aerogeradores equipados com *DFIG*, o conversor do lado da máquina é responsável pelo controle da potência ativa ( $p_s$ ) e reativa ( $q_s$ ) do estator.

Para o cálculo da potência ativa tem-se:

$$p_s = \frac{3}{2} (v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq}), \quad (2.36)$$

substituindo (2.33), isolando-se  $i_{sq}$  de (2.34) e aplicando em (2.36), tem-se:

$$p_s = -\frac{3}{2} \left( \frac{L_m}{L_s} \right) \cdot v_{sq} \cdot i_{rq}, \quad (2.37)$$

nota-se que por meio do controle da corrente do rotor no eixo de quadratura é possível controlar  $p_s$ .

No cálculo da potência reativa tem-se,

$$q_s = \frac{3}{2} (v_{sd} \cdot i_{sq} - v_{sq} \cdot i_{sd}). \quad (2.38)$$

Considerando que a máquina opere em regime permanente e que a resistência do estator seja desprezível, de (2.21) tem-se:

$$\Psi_{sd} = \left( \frac{v_{sq}}{\omega_s} \right). \quad (2.39)$$

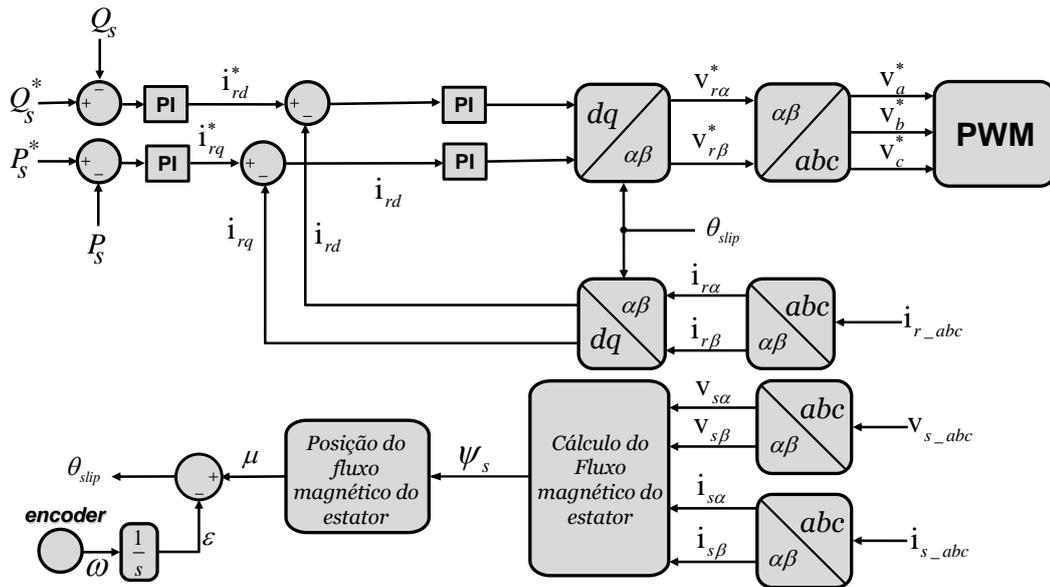
Substituindo (2.39) em (2.22) e isolando o termo da corrente do eixo direto ( $i_{sd}$ ), obtém-se:

$$i_{sd} = \left( \frac{v_{sq}}{\omega_s L_s} \right) - \left( \frac{L_m}{L_s} \right) \cdot i_{rd}. \quad (2.40)$$

Substituindo (2.40) e (2.33) em (2.38) tem-se,

$$q_s = \frac{3}{2} \left( \frac{L_m}{L_s} \right) \cdot \left( \frac{v_{sq}^2}{\omega_s \cdot L_m} - v_{sq} \cdot i_{rd} \right), \quad (2.41)$$

Figura 10 – Diagrama de blocos do controle do conversor do lado do rotor.



Fonte: Adaptada de Lima (2009).

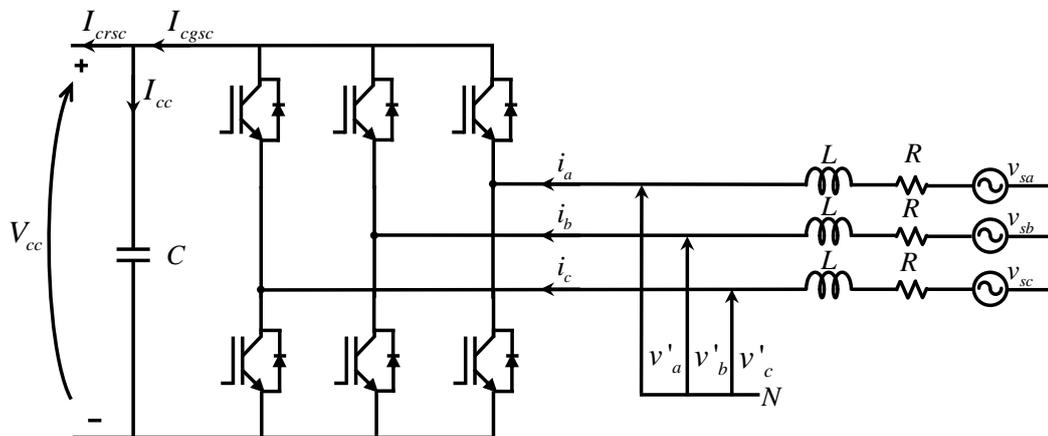
onde o termo quadrático da expressão, expressa a potência necessária para a magnetização da máquina pelo estator.

Para chegar ao controle do conversor do lado da máquina, precisa-se fazer a representação do modelo desacoplado do *DFIG*, visto a partir dos enrolamentos do rotor. Como resultado tem-se a Figura 10 que representa o controle clássico do *RSC*.

### 2.1.3 Conversor Conectado à Rede

A Figura 11 representa o conversor conectado com a rede elétrica, no qual as análises referentes aos cálculos são apresentadas.

Figura 11 – Conversor do lado da rede.



Fonte: Adaptada de Lima (2009).

Onde  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  e  $v_{sc}$  são as tensões nas fases  $a, b$  e  $c$  respectivamente e  $v'_a$ ,  $v'_b$  e  $v'_c$  são as tensões sintetizadas pelo conversor.

As tensões são definidas a seguir,

$$v_{sa}(t) = \sqrt{2}V \cdot \text{sen}(\omega_e t), \quad (2.42)$$

$$v_{sb}(t) = \sqrt{2}V \cdot \text{sen}\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.43)$$

$$v_{sc}(t) = \sqrt{2}V \cdot \text{sen}\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right), \quad (2.44)$$

onde  $V$  é a tensão eficaz nas fases  $a, b$  e  $c$ ;  $\omega_e$  é a frequência angular da rede elétrica.

Conforme apresentado no trabalho de Lima (2009), o vetor espacial da rede elétrica, é dado por:

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3} \left( v_{sa} + v_{sb} v e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{sc} v e^{j\frac{4\pi}{3}} \right), \quad (2.45)$$

cujo vetor gira na mesma frequência angular da rede elétrica.

Na Figura 12 é apresentado o sistema de eixo síncrono e estacionário.

Quando o sistema está em sincronismo, com o auxílio de um *PLL*, a posição do vetor da tensão coincide com o eixo direto, enquanto que a componente do eixo de quadratura é nula.

Pode-se considerar que,

$$\begin{cases} v_{sd} = V_s \\ v_{sq} = 0 \end{cases} \quad (2.46)$$

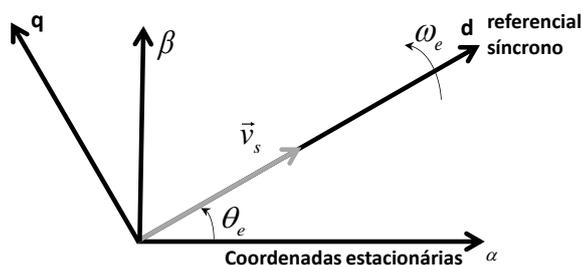
A modelagem nas coordenadas estacionárias é dada por:

$$\vec{v}^e = R \cdot \vec{i}^e + L \frac{d\vec{i}^e}{dt} + \vec{v}'^e. \quad (2.47)$$

Multiplicando (2.47) por  $e^{-j\theta}$ , obtém-se a equação no sistema de coordenadas girantes, conforme é indicado abaixo,

$$\vec{v} = R \cdot \vec{i} + L \frac{d\vec{i}}{dt} + j\omega_e \cdot L\vec{i} + \vec{v}'. \quad (2.48)$$

Figura 12 – Diagrama vetorial da tensão da rede.



Fonte: (LIMA, 2009).

Assim pode-se escrever separadamente, em  $dq$ ,

$$v_{sd} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q + v'_{sd}, \quad (2.49)$$

$$v_{sq} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e Li_d + v'_{sq}. \quad (2.50)$$

onde  $v_{sd,sq}$  e  $i_{sd,sq}$  são as tensões e correntes no referencial  $dq$ .

Nas equações (2.49) e (2.50) os termos  $\omega_e Li_q$  e  $\omega_e Li_d$  são as parcelas de acoplamento do circuito.

Para o cálculo da potência ativa e reativa tem-se:

$$p_r = \frac{3}{2} (v_{sd} i_d + v_{sq} i_q), \quad (2.51)$$

$$q_r = \frac{3}{2} (v_{sq} i_d - v_{sd} i_q), \quad (2.52)$$

substituindo (2.46) em (2.51) e em (2.52) tem-se,

$$p_r = \frac{3}{2} v_{sd} i_d, \quad (2.53)$$

$$q_r = -\frac{3}{2} v_{sd} i_q. \quad (2.54)$$

Logo, a potência reativa pode ser controlada pela corrente de quadratura, e a potência ativa, através da corrente direta.

Considerando que não ocorre perdas na máquina e no conversor bem como não haja harmônico devido ao chaveamento, a potência ativa do lado CA é igual a potência ativa do lado CC, tem-se:

$$V_{CC} I_{cgsc} = \frac{3}{2} v_{sd} i_d, \quad (2.55)$$

onde  $V_{CC}$  é a tensão no barramento CC e  $I_{cgsc}$  é a corrente contínua neste barramento do GSC.

Escrevendo a tensão do estator  $v_{sd}$  em função do índice de modulação  $m$  e da tensão sobre o capacitor  $V_{CC}$ , tem-se

$$v_{sd} = \frac{m}{2\sqrt{2}} V_{CC}, \quad (2.56)$$

substituindo (2.56) em (2.55) e isolando  $I_{cgsc}$ , obtém-se:

$$I_{cgsc} = \frac{3m}{4\sqrt{2}} i_d. \quad (2.57)$$

A equação no barramento CC pode ser escrita da seguinte forma,

$$C \frac{dv_{CC}}{dt} = \frac{3m}{4\sqrt{2}} i_d - I_{crsc}, \quad (2.58)$$



segundo através da frequência.

### 2.2.1 PLL

O PLL é uma importante técnica de sincronização utilizada para a conexão de grandes conversores com a rede elétrica, envolvendo sistemas de geração distribuída, *Flexible AC Transmission Systems (FACTS)* e o *High Voltage Direct Current (HVDC)*, podendo também ser utilizado para realizar a sincronização entre as máquinas e os conversores.

Os sistemas apresentados por Watanabe *et al.* (2002) possuem uma estrutura robusta, podendo rejeitar distúrbios que estejam contidos nas tensões trifásicas do sistema elétrico. Desta forma pode ser utilizado para rejeitar elevados níveis de harmônicos e ruídos que estejam presentes no sistema elétrico. O sistema de sincronização é baseado na teoria de potência instantânea  $pq$ .

O PLL trifásico apresentado é capaz de gerar um sinal de sincronismo em fase com relação a tensão da fase “a”. Apesar da frequência da componente de sequência negativa estar na mesma frequência fundamental da rede, ela deve ser rejeitada. Portanto, o PLL está sincronizando tanto em fase quanto em frequência, com a componente de sequência positiva da rede.

Tanto o  $p$ -PLL quanto o  $q$ -PLL são baseados na Teoria  $pq$ , proposta por Akagi *et al.* (2007), fundamentada na transformada apresentada por Clarke (1943) - *c.f.* o Apêndice A.2.

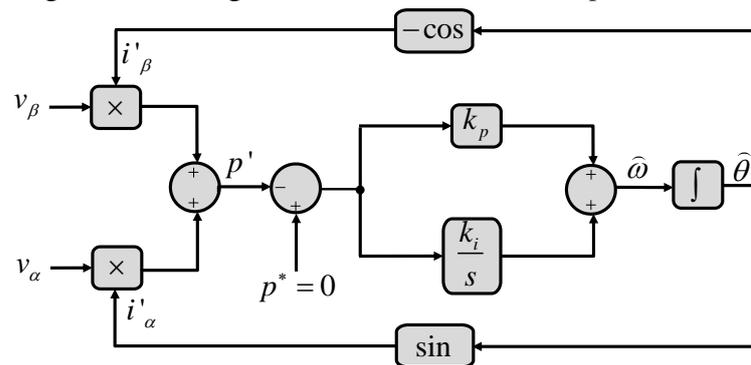
Para um sistema a três fios, a componente homopolar é nula, logo tem-se,

$$p = \frac{3}{2} (v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta}). \quad (2.59)$$

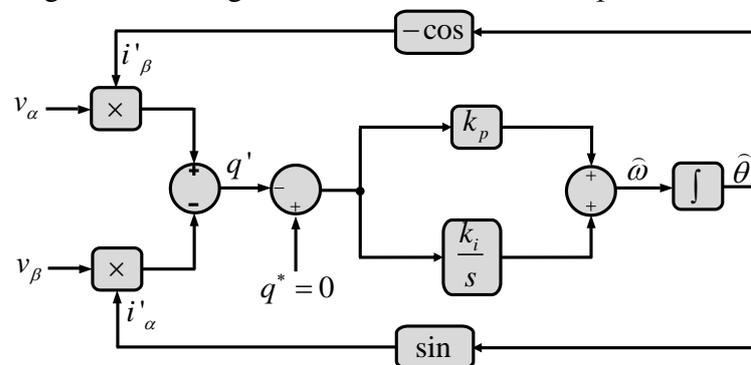
Na Figura 14 é apresentado o diagrama de blocos do  $p$ -PLL onde,  $i'_{\beta}$  e  $i'_{\alpha}$  são as variáveis auxiliares, estando respectivamente associados à função  $-\cos$  e  $\sin$  com relação ao ângulo de fase estimado  $\hat{\theta}$ . O  $\hat{\omega}$  (rad/s) representa a frequência angular rastreada. O bloco integrador possui um “reset” responsável por “zerar” o resultado da integração da frequência angular estimada, gerando um ângulo de fase estimado, variando a cada ciclo, entre 0 e  $2\pi$ . A principal função do PLL é garantir que  $\hat{\theta} = \theta$ . A potência ativa  $p_{ref}$  é NULA, havendo somente o rastreamento do ângulo de fase.

O mesmo raciocínio realizado para o  $p$ -PLL pode ser aplicado para o  $q$ -PLL, no qual a sua equação é baseada na potência imaginária, dada por:

$$q = \frac{3}{2} (v_{\alpha} i_{\beta} - v_{\beta} i_{\alpha}). \quad (2.60)$$

Figura 14 – Diagrama de blocos do circuito  $p$ -PLL.

Fonte: Próprio autor.

Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito  $q$ -PLL.

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 15 é apresentado o diagrama de blocos do  $q$ -PLL. A potência reativa  $q_{ref}$  é NULA, havendo somente o rastreo do ângulo de fase.

O desempenho dinâmico do PLL tipo  $p$  ou tipo  $q$ , é basicamente determinado através do controlador PI.

### 2.2.2 FLL

O sistema de sincronização baseado no FLL apresenta uma diferença significativa com relação ao PLL, pois este realiza a sincronização do sistema através do ângulo da rede. Já o FLL, realiza o sincronismo através da frequência da rede.

Sem realizar profunda abordagem sobre o FLL, neste tópico será apresentado o princípio básico de operação do FLL, utilizando para tanto o DSOGI-FLL. Em Rodriguez *et al.* (2006), Rodriguez *et al.* (2008), Rodriguez *et al.* (2009), Rodriguez *et al.* (2011) são apresentadas algumas topologias envolvendo o FLL, dentre elas o MULTISOGI-FLL e o DSOGI-FLL.

O Dual Second Order Generalised Integrator - Frequency Locked loop (DSOGI-FLL) possui uma estrutura baseada no Integrador Generalizado de Segunda Ordem (Second Order

*Generalised Integrator - SOGI*) utilizada para filtrar e gerar sinais em quadratura. Esses sinais são utilizados na entrada de um detector de sequência positiva e negativa, baseado no método das componentes simétricas instantâneas em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ .

Na Figura 16 é apresentado o diagrama de blocos do *SOGI*, com base na seguinte função de transferência:

$$SOGI(s) = \frac{s\omega'}{s^2 + \omega'^2}. \quad (2.61)$$

Fica evidenciado que o *SOGI* atua como um integrador de ganho infinito, quando o sinal de  $v$  é senoidal com uma frequência  $\omega'$ , onde  $\omega'$  é a frequência de ressonância do *SOGI*.

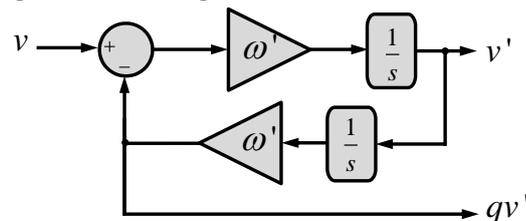
A partir do diagrama de blocos apresentado na Figura 17, obtém-se as seguintes funções de transferências relacionadas com a tensão de entrada  $v$ .

A função de transferência apresentada em (2.62) e (2.63), está relacionada com a tensão de entrada  $v$ .

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}, \quad (2.62)$$

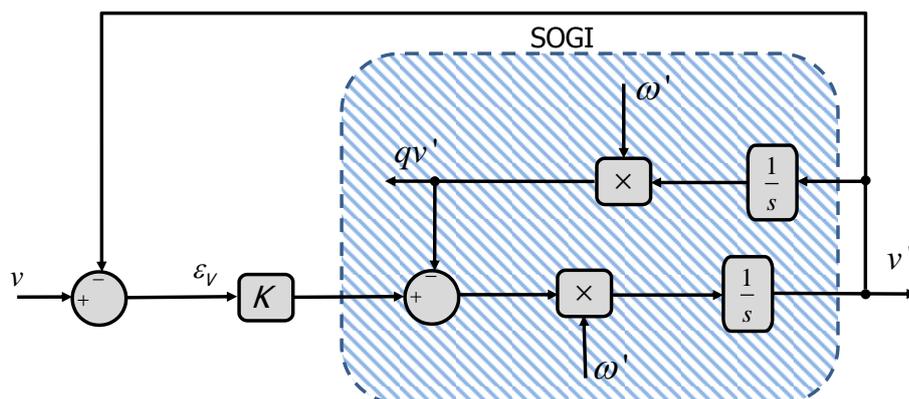
$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}, \quad (2.63)$$

Figura 16 – Diagrama de blocos do *SOGI*.



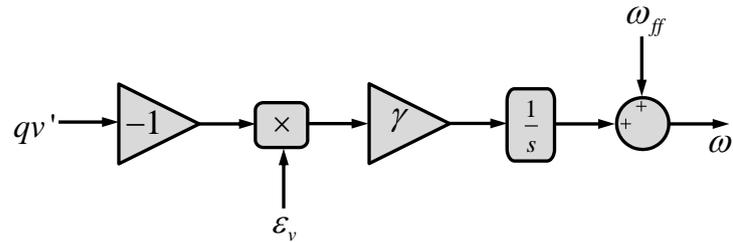
Fonte: (RODRIGUEZ *et al.*, 2006).

Figura 17 – Diagrama de blocos do *SOGI-QSG*.



Fonte: Adaptada de (RODRIGUEZ *et al.*, 2006).

Figura 18 – Diagrama de blocos do *FLL*.



Fonte: Adaptada de (RODRIGUEZ *et al.*, 2006).

sendo  $k$  o fator de amortecimento.

Se  $v$  for senoidal,  $v'$  e  $qv'$  também serão senoidais, onde  $qv'$  apresentará a tensão em quadratura do sinal  $v'$ . Esses sinais apresentados são úteis na detecção das componentes simétricas do sistema trifásico. O sinal  $qv'$  está sempre defasado de  $90^\circ$  com relação ao sinal  $v'$ , independente dos valores da frequência  $\omega'$  ou do ganho  $k$ .

Após os sinais terem sido filtrados através do *Second Order Generalised Integrator Quadrature Signal Generator (SOGI-QSG)*, os mesmos podem ser utilizados para detectar as componentes de sequência positiva e negativa da tensão medida.

Para obter a frequência  $\omega'$  utilizada pelo *SOGI* é necessário utilizar um *FLL*, o qual é rastreada a frequência desejada. A Figura 18 apresenta o diagrama de blocos do *FLL*, onde  $\omega_{ff}$  é o *feedforward* da frequência para ajudar na dinâmica da *FLL*.

O *DSOGI-FLL* possui um princípio de funcionamento relativamente simples, pois utiliza dois *SOGI-QSG* para rastrear a componente de sequência positiva e negativa da coordenada  $\alpha\beta$ , e um *FLL*.

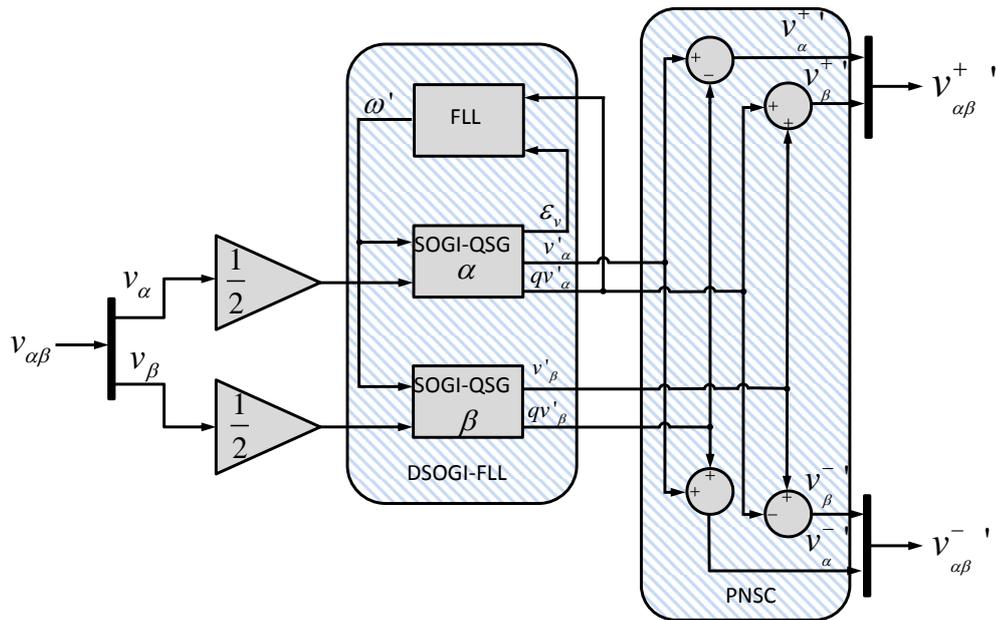
Conforme verificado em Rodriguez *et al.* (2006), no estado permanente para a sequência positiva, o *DSOGI-FLL* atua como um filtro passa-baixa e para sequência negativa como um filtro *notch*.

Na Figura 19 é indicado o diagrama de blocos do *DSOGI-FLL*, no qual percebe-se a separação das sequências positivas e negativas das componentes estacionárias utilizando o bloco de cálculo da sequência positiva/negativa (*positive-/negative-sequence calculation block - PNSC*).

### 2.3 Conclusões

Nesse capítulo foram apresentadas as modelagens matemáticas do *DFIG*, bem como os diagramas de blocos dos controles do *RSC* e do *GSC*.

Figura 19 – Cálculo da sequência positiva / negativa baseada no *DSOGI-FLL*.



Fonte: Adaptada de (RODRIGUEZ *et al.*, 2006).

Tanto para o *GSC* quanto para o *RSC* foi utilizada a estratégia do controle orientado pelo campo a fim de diminuir o esforço computacional, pois visa a substituição das coordenadas, fazendo as transformações da coordenadas *abc* para um referencial girante nas coordenadas *dq*.

Importante salientar que através da corrente do rotor é possível controlar tanto a potência ativa quanto a potência reativa do estator.

Foi visto que para o controle de ambos os conversores se faz necessário a utilização de sistemas de sincronização, logo foi realizado uma abordagem, envolvendo a sincronização através da tensão.

Para a sincronização através do PLL foram abordados três tipos, o *p-PLL*, o *q-PLL*, e o *DSOGI-FLL* onde os dois primeiros realizam a sincronização através da potência real instantânea do sistema.

O *PLL DSOGI* é baseado no conceito de filtro sintonizado alto-ajustável, no qual um circuito *FLL* rastreia em tempo real a frequência do sistema e atualiza o filtro sintonizado. A topologia proposta neste trabalho, utiliza para a sincronia do filtro ativo do *GSC* o *DSOGI*.

### 3 FILTRAGEM

A preocupação com a qualidade de energia tem crescido com o aumento da quantidade de cargas eletrônicas conectadas no sistema de distribuição de energia elétrica, levando ao surgimento de diversas pesquisas com o intuito de minimizar os transtornos ocasionados por essas cargas, sendo essas as principais geradoras de harmônicos. Neste contexto estão inseridas as técnicas de filtragem passiva, filtragem ativa e filtragem híbrida, as quais serão detalhadas no decorrer deste capítulo.

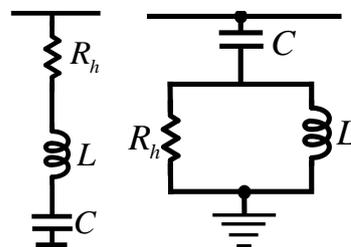
#### 3.1 Filtragem Passiva

O filtro passivo tem a finalidade de reduzir os harmônicos de tensão e/ou corrente em um local específico do sistema. De acordo com a finalidade de cada filtro, série ou paralelo, estes podem ser sintonizados em uma frequência específica ou numa faixa de frequências. Suas estruturas são compostas por indutores, capacitores e resistores, de modo a apresentar uma baixa ou alta impedância para uma determinada condição de ressonância.

Esses filtros podem ser considerados como uma boa alternativa para a compensação harmônicos e correção do fator de potência (RIVAS *et al.*, 2003), devido ao seu baixo custo e alta eficiência (LAM; WONG, 2006a).

O termo “passivo” advém da presença dos indutores e capacitores, elementos passivos capazes de armazenar energia. Os filtros passivos podem ser classificados como filtros sintonizados ou filtros amortecidos. Conforme apresentado na Figura 20.

Figura 20 – Filtros passivos.



(a) RLC      (b) Amortecido

Fonte: Próprio Autor.

### 3.1.1 Filtros Sintonizados

Este tipo de filtro pode ser considerado como um caminho de baixa impedância para correntes por ser conectado em paralelo com o sistema, apresentando uma baixa impedância na frequência de ressonância. A condição de ressonância, para este tipo de filtro, se dá quando a reatância indutiva e capacitiva se anulam para uma determinada frequência resumindo a impedância do filtro em sua própria resistência. Assim, o filtro sintonizado deve apresentar uma baixa impedância frente à rede na condição de ressonância, aprisionando um maior percentual possível de harmônicos de corrente em seu ramo. Em Chang *et al.* (2002), Ming-cai e Jia-hua (2008) e Bo *et al.* (2006) são apresentadas algumas topologias para filtros com sintonia simples, dupla e tripla, respectivamente

Os filtros sintonizados apresentam um fator de qualidade ( $Q$ ) que pode relacionar a característica reativa do filtro na frequência de ressonância com sua respectiva resistência, (3.1). O fator de qualidade, também, pode ser correlacionado com a resposta do filtro no domínio da frequência. Esta última relação é representada na Equação (3.2).

$$Q = \frac{X_h}{R_h}, \quad (3.1)$$

onde,  $X_h$  representa a reatância do filtro e  $R_h$  a resistência responsável pelas perdas.

$$Q = \frac{\omega_h}{PB}, \quad (3.2)$$

onde,  $\omega_h$  é a frequência de sintonia do filtro e  $PB$  representa a banda passante do mesmo.

Através da 3.2 pode-se verificar que quanto maior for a banda passante, menor será o fator de qualidade, ou seja, o filtro apresentará uma maior faixa de sintonia para compensação de harmônicos aumentando as perdas do mesmo. Por outro lado quanto menor for a banda passante, maior será o fator de qualidade implicando em uma faixa de sintonia mais estreita e perdas reduzidas.

Outro fator importante que deve ser abordado em projetos envolvendo o dimensionamento de filtros é o fator de dessintonia. Em condições práticas reais a frequência do sistema pode apresentar oscilações em seu valor nominal (60 Hz). Tal efeito pode provocar o deslocamento em fase, bem como alterar as frequências das harmônicas. Logo, faz-se necessário levar em consideração o grau de dessintonia do filtro, ou seja, o quanto o filtro poderá operar fora da frequência para a qual ele foi projetado sem o comprometimento do seu desempenho na filtragem. Conforme verifica-se em Teixeira (2009), algumas condições de dessintonia devem ser considerados:

- Variação da frequência fundamental;
- Variação da capacitância e indutância do filtro, devido às condições de sobrecorrente e temperatura ambiente elevada que podem comprometer os parâmetros físicos e químicos, bem como a vida útil, do capacitor e indutor;
- Tolerância nominal na fabricação dos reatores e capacitores.

Na prática, 2% de dessintonia ocasionada devido às variações na indutância ou capacitância nominais é equivalente a 1% de variação na frequência do sistema. Segundo Teixeira (2009), o fator de dessintonia ( $\delta$ ) pode ser expresso por:

$$\delta = \left( \frac{\Delta f}{f_h} \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L_h} + \frac{\Delta C}{C_h} \right). \quad (3.3)$$

A equação (3.3) mostra uma correlação do fator de dessintonia  $\delta$  com parâmetros físicos do filtro (capacitor e reator) e inerentes à rede (oscilações de frequência). Contudo, um conceito mais genérico de dessintonia como sendo igual a razão da diferença entre a frequência real  $\omega$  e a de sintonia  $\omega_h$  pela própria frequência de sintonia  $\omega_h$ , é apresentado como:

$$\delta = \frac{\omega - \omega_h}{\omega_h}. \quad (3.4)$$

Diante das explanações feitas sobre os fatores de qualidades e dessintonia, pode-se observar que a escolha do fator de qualidade, para relacionar o reativo de sintonia do filtro com sua respectiva parte ativa, (3.1), depende de vários fatores. Sendo assim, é apresentado em (TEIXEIRA, 2009) um valor ótimo para o fator de qualidade relacionado com o fator de dessintonia e as características da rede.

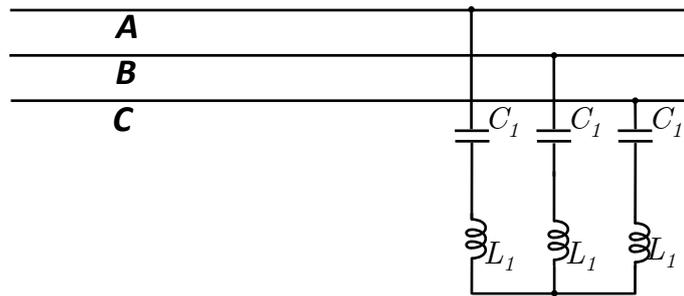
O fator de qualidade ótimo visa conceber um filtro passivo sintonizado mais robusto às condições de dessintonia, apresentando uma banda passante  $PB$  mais larga, com um mínimo de perdas possíveis. Em (3.5) é apresentado o valor para  $Q_o$ ,

$$Q_o = (1 + \cos(\varphi_{hr})) \cdot (2 \cdot \delta_{\max} \cdot \sin(\varphi_{hr})), \quad (3.5)$$

onde,  $\delta_{\max}$  corresponde o valor máximo de dessintonia, normalmente adotado em 5%, e  $\varphi_{hr}$  é o ângulo de fase da impedância da rede, na qual depende da resistência e da indutância da rede, determinada por:

$$\varphi_{hr} = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_h \cdot L}{R} \right). \quad (3.6)$$

Figura 21 – Filtro passivo de sintonia simples.



Fonte: Próprio Autor.

### 3.1.1.1 Sintonia Simples

Na Figura 21 é apresentada a estrutura de um filtro passivo com sintonia simples, através do qual é possível eliminar a frequência harmônica de maior amplitude presente no sistema.

Como mencionado anteriormente, o princípio de ressonância do filtro sintonizado ocorre quando a reatância capacitiva é igual a indutiva para uma frequência harmônica qualquer  $\omega_h$ :

$$X_{L_1} = X_{C_1}. \quad (3.7)$$

A frequência de ressonância pode ser determinada em termos da indutância e da capacitância. A partir de (3.7), tem-se:

$$\omega_h L_1 = \frac{1}{\omega_h C_1}. \quad (3.8)$$

Logo, a frequência em Hz é dada por:

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1}}, \quad (3.9)$$

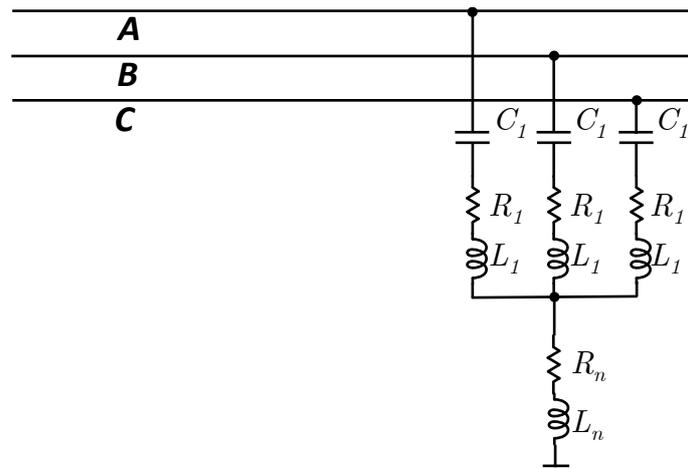
onde  $f_k$  é a frequência de sintonia,  $L_1$  a indutância do filtro e  $C_1$  a capacitância do filtro. Portanto, de posse de (3.9), o filtro é sintonizado na frequência que se deseja eliminar.

### 3.1.1.2 Dupla Sintonia

Na Figura 22 é apresentado o filtro passivo com dupla sintonia, através do qual é possível eliminar duas frequências harmônicas dominantes no sistema.

A capacitância  $C_1$  e a indutância  $L_1$  devem ser sintonizadas para eliminar uma harmônica de sequência simétrica, visto que esses harmônicos se anulariam no centro-estrela.

Figura 22 – Filtro passivo de dupla sintonia.



Fonte: Próprio Autor.

Já o conjunto  $C_1$ ,  $L_1$  e  $L_n$  devem ser sintonizado para eliminar uma harmônica de sequência assimétrica. Para eliminar a harmônica simétrica de menor ordem e maior amplitude tem-se:

$$f_{ks} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1}}. \quad (3.10)$$

Onde  $f_{ks}$  é uma frequência harmônica simétrica.

Percebe-se que a expressão acima é utilizada para sintonia simples. Para eliminar a harmônica assimétrica, utiliza-se a seguinte expressão,

$$f_{ka} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + 3L_n)C_1}}. \quad (3.11)$$

Onde  $f_{ka}$  é uma frequência harmônica assimétrica.

Assim,  $L_1$  e  $C_1$ , são respectivamente a indutância e a capacitância utilizadas para eliminar a harmônica simétrica. Já,  $L_n$  (em conjunto com  $L_1$  e  $C_1$ ) corresponde a indutância a ser determinada para eliminar a harmônica de sequência assimétrica. Em Morais (2014) é apresentada mais detalhadamente desta estrutura.

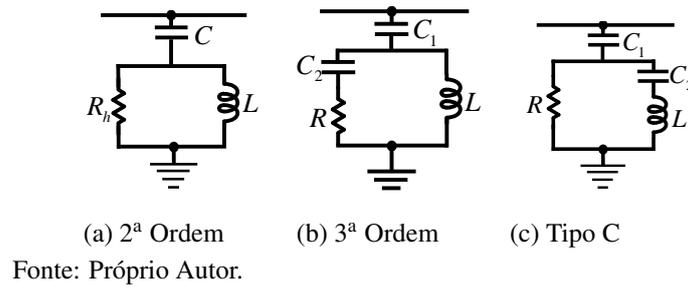
Segundo Morais (2014), a determinação de  $L_n$  e  $R_n$  é feita através das seguintes equações:

$$L_n = \frac{L_3 - L_1}{3}, \quad (3.12)$$

$$R_n = \frac{R_3 - R_1}{3}. \quad (3.13)$$

Onde  $R_3$  e  $L_3$  são a resistência e a indutância equivalente para a terceira harmônica. Vale salientar que a terceira harmônica é uma componente assimétrica, considerada no projeto da malha passiva do presente trabalho.

Figura 23 – Filtros amortecidos.



De um modo geral, os filtros sintonizados têm sido utilizados para minimizar correntes harmônicas de baixa frequência, enquanto os filtros passa-alta têm sido utilizados para compensar harmônicos de maior ordem. Em Rivas *et al.* (2003) é afirmado que os filtros passa-alta apresentam desvantagens devido à resistência ligada em paralelo com o indutor, o que aumenta as perdas do filtro e reduz a eficácia da filtragem na frequência sintonizada.

### 3.1.2 Filtros Amortecidos

Os filtros amortecidos, quando utilizados para eliminar uma elevada faixa de frequência, são conhecidos como filtro “passa-alta”. Dentre os filtros amortecidos que existem, os que mais se destacam são os filtros passivos de 2ª e 3ª ordem e o filtro Tipo C, conforme a Figura 23.

O filtro de 2ª ordem apresentado na Figura 23 é um circuito no qual o capacitor está em série com o paralelismo existente entre um indutor e uma resistência. Possui a característica de filtrar frequências acima da qual foi sintonizado. Portanto, este tipo de filtro oferece uma impedância próxima do valor da resistência para frequências maiores do que a frequência sintonizada. Este tipo de filtro apresenta um melhor desempenho de filtragem do que o de 3ª ordem (TEIXEIRA, 2009).

Para o filtro de 3ª ordem o circuito é semelhante ao filtro de 2ª ordem, no qual a principal diferença está na presença de mais um capacitor em série com a resistência. Isso implica em uma redução das perdas na frequência fundamental, devido ao aumento da impedância nesta frequência, provocada pela presença do capacitor  $C_2$  (TEIXEIRA, 2009).

Para o filtro Tipo C, apresentado na Figura 23 o capacitor fica em série com o indutor, o que diferencia do modelo de 3ª ordem. O seu desempenho está entre os filtros de 2ª e 3ª ordem, apresentando uma redução considerável com relação às perdas na frequência fundamental, desde que  $C_2$  e  $L$  tenham sintonização série nesta frequência.

Segundo Wu *et al.* (1998), os filtros passivos apresentam alguns problemas rela-

cionados com ressonâncias entre a estrutura dos mesmos com a impedância do sistema, para harmônicas alheias as suas harmônicas de ressonâncias.

A principal desvantagem ao utilizar apenas filtros passivos no sistema elétrico de potência, está no fato do dinamismo das cargas não-lineares, presentes na rede. Pois devido ao filtro passivo ser sintonizado para uma ou mais frequências, ele não possui a flexibilidade de modificar a sua característica de compensação harmônica.

## 3.2 Filtragem Ativa

O conceito de filtro ativo, foi proposto por L. Gyugyi em 1976 Senini e Wolfs (2002). Desde então os filtros ativos deixaram de ser um sonho e se tornaram realidade, pois atualmente diversos filtros ativos estão em operação no mundo (AKAGI *et al.*, 2007). Neste contexto a filtragem ativa ganha maturidade em aplicações para sistemas de dois fios (monofásico), três fios (trifásico sem neutro) e quatro fios (trifásico com neutro), que podem trabalhar com cargas não lineares conectados com a rede. Em Singh *et al.* (1999) é apresentada uma revisão de filtros ativos utilizados para a melhoria da qualidade de energia.

Esses tipos de filtros podem possuir características de seletividade e auto-sintonizáveis, podendo ser instalados próximos das cargas que geram distorções harmônicas para o sistema.

Nesta seção é realizada uma breve explanação sobre o conceito de teoria  $pq$ , necessário para o melhor entendimento do princípio de funcionamento dos filtros ativos. Tendo em vista que a teoria de potência instantânea é amplamente empregada nas estratégias de controle, dos dispositivos *FACTS*.

Os filtros ativos podem ser usados para compensação de tensão e/ou corrente. Devido a isso, podem existir vários tipos de configurações de filtros ativos, dependendo das necessidades de cada aplicação.

Os filtros ativos paralelo são utilizados para a compensação de corrente, já para a compensação de tensão utiliza-se os filtros ativos série. A combinação série-paralelo permite a compensação tanto de tensão, quanto de corrente.

### 3.2.1 Teoria $pq$

Em 1984 foi introduzido o conceito da teoria instantânea das potências ativa e reativa, teoria  $pq$ , proposta por Akagi *et al.* (1984). Desde então, diversas pesquisas têm surgido nesta

área.

Na teoria  $pq$ , o sistema trifásico é considerado como uma unidade, considerando o acoplamento entre as fases, e não como uma sobreposição de três circuitos monofásicos, sendo essa a principal diferença da teoria da potência ativa e reativa convencional.

Esta teoria baseia-se num conjunto de potências instantâneas definidas no domínio do tempo, sendo válida não somente para o sistema em regime permanente, mas também para o sistema em regime transitório. Ela é definida para um sistema trifásico com ou sem neutro, para um sistema com ou sem distorções e para sistemas com ou sem desbalanços.

As potências são calculadas a partir das transformadas de Clarke, que transforma um sistema de tensões e correntes trifásicas  $abc$  em um sistema estacionário formado por três eixos ortogonais  $\alpha\beta 0$ . Uma das vantagens ao utilizar a transformada de Clarke é a fácil separação da componente de sequência zero do sistema  $abc$ . Portanto, a potência de sequência zero  $p_0$ , a potência real instantânea  $p$  e a potência imaginária  $q$ , são definidas como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

A potência ativa trifásica instantânea também pode ser escrita através da soma entre a potência real e a potência de sequência zero, no referencial estacionário  $\alpha\beta 0$ , dada por:

$$p_{3\phi} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0. \quad (3.15)$$

A potência ativa trifásica nas coordenadas  $abc$  é dada por:

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (3.16)$$

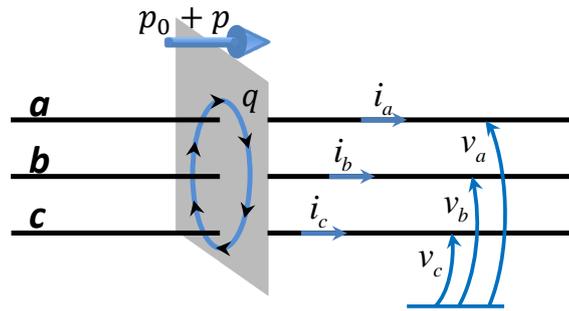
Logo, para um sistema a três fios ou a quatro fios, quando a tensão e/ou corrente de sequência zero forem nulas, não existe a potência de sequência zero, a potência instantânea trifásica é igual a potência real instantânea.

A potência imaginária  $q$  representa a parcela que não contribui para a realização do trabalho útil. Está presente em cada fase individualmente conforme apresentado em (3.17), na qual se anula quando somadas todas as fases do sistema.

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c]. \quad (3.17)$$

Na Figura 24 é apresentado o princípio da troca de energia  $q$  entre as fases, e o fluxo da potência real  $p$ .

Figura 24 – Fluxo das potências instantâneas real e imaginária.



Fonte: (AKAGI *et al.*, 2007).

Em casos mais gerais onde as formas de onda de tensão e corrente apresentam imperfeições, tanto a potência real quanto a potência imaginária, possuem parcelas médias e parcelas oscilantes. Portanto, é interessante separar as potências em duas partes, são elas:

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{cases} \quad (3.18)$$

onde,  $\bar{p}$  é a potência real média, que flui para a carga;  $\tilde{p}$  é a potência oscilante, esta possui um fluxo de potência bidirecional entre a carga e a fonte;  $\bar{q}$  potência imaginária média e  $\tilde{q}$  potência imaginária oscilante. Todos os harmônicos de tensão ou de corrente podem contribuir para a potência imaginária total.

A presença de  $\tilde{p}$  em um aerogerador produz conjugado oscilante, no qual será contrário ao torque motor, sendo portanto, caracterizado como um conjugado resistivo.

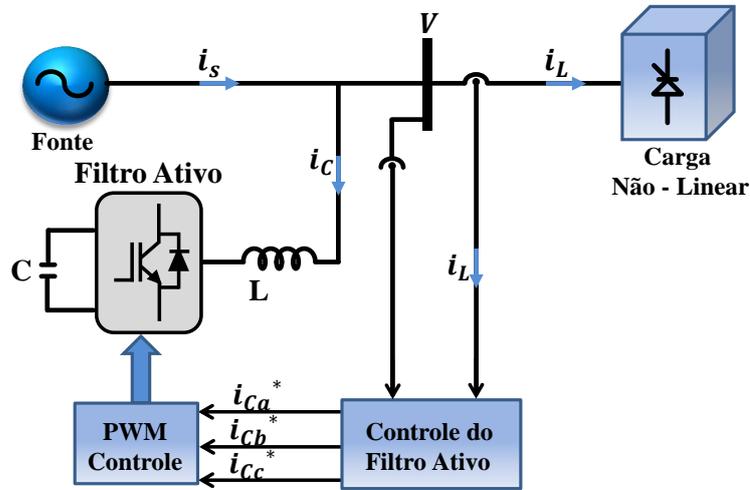
### 3.2.2 Filtro Ativo Paralelo

A Figura 25 mostra o diagrama de blocos básico de um filtro ativo paralelo. Este filtro realiza a compensação da corrente harmônica, gerada pela carga.

Na Figura 25, a fonte fornece energia para uma carga não linear, sendo esta carga uma fonte geradora de harmônicos. Por isso o filtro ativo é inserido em paralelo com o circuito para realizar a compensação da corrente harmônica.

O diagrama de blocos, que representa o controle do filtro ativo é mostrado na Figura 26, no qual é realizada a leitura das tensões e correntes em cada fase. Através da transformada de Clarke, obtém-se as componentes ortogonais da tensão e corrente. Através da teoria pq, obtém-se as potências instantâneas real e imaginária do sistema. A escolha da potência

Figura 25 – Diagrama em blocos de um filtro ativo paralelo.

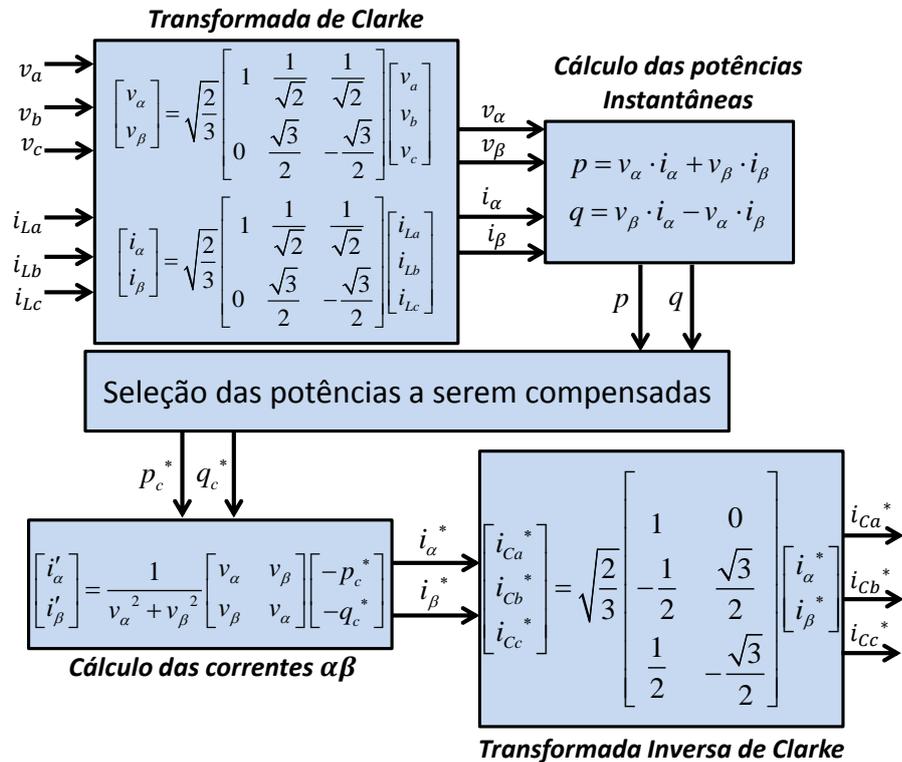


Fonte: Adaptada de (AKAGI *et al.*, 2007).

a ser compensada dependerá da finalidade do filtro ativo, sendo possível optar pela compensação de toda a potência imaginária ( $\tilde{q}$ ) e ( $\bar{q}$ ), ou apenas a parcela oscilante ( $\tilde{q}$ ) dela, e ainda compensar a potência real oscilante ( $\tilde{p}$ ), decorrentes das componentes harmônicas.

As correntes de compensação são utilizadas como referência para o controle do *PWM*.

Figura 26 – Controle do filtro ativo *shunt*.



Fonte: Adaptada de Akagi *et al.* (2007).

A partir da Figura 26 é possível definir algumas estratégias de controle, como por exemplo compensação por corrente senoidal ou compensação por amortecimento harmônico, em que a primeira utiliza a corrente da carga, para compensar os harmônicos através da corrente de compensação e o segundo realiza compensação de harmônicos através da leitura da tensão da carga. Ambas topologias são descritas em Akagi *et al.* (2007).

### 3.2.3 Filtro Ativo Série

A compensação série é caracterizada como compensação de tensão harmônica, melhorando a regulação da tensão, redução de *flicker* e remoção de afundamento e elevação de tensão (SINGH *et al.*, 1999).

As equações utilizadas na compensação das tensões harmônicas são apresentadas na equação (3.19), na qual tanto a potência oscilante real ( $\tilde{p}$ ) quanto imaginária ( $\tilde{q}$ ) podem ser compensadas.

$$\begin{bmatrix} v_{C\alpha}^* \\ v_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} \\ i_{\beta} & -i_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

onde  $v_{C\alpha}^*$  e  $v_{C\beta}^*$  são as tensões que serão compensadas no referencial  $\alpha\beta$ . Em (3.20), é realizado a transformada inversa de Clarke com a finalidade de obter as tensões de compensação no referencial  $abc$ .

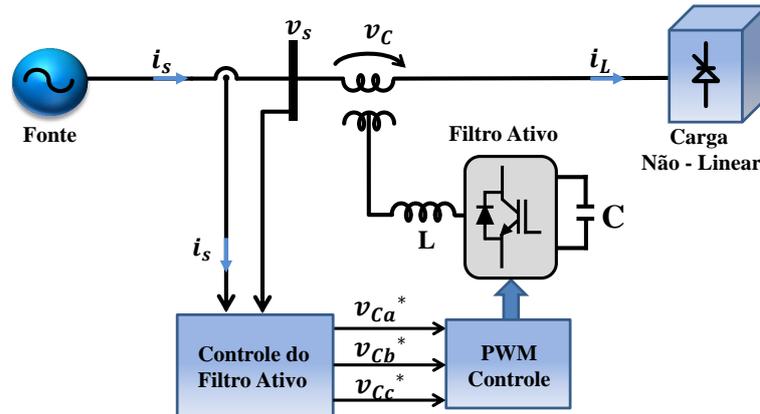
$$\begin{bmatrix} v_{Ca}^* \\ v_{Cb}^* \\ v_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C\alpha}^* \\ v_{C\beta}^* \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

onde,  $v_{Ca}^*$ ,  $v_{Cb}^*$  e  $v_{Cc}^*$  representam as tensões de compensação de referência, as quais serão utilizadas para a modulação *PWM*.

Na Figura 27 é representado o princípio de funcionamento do filtro ativo série, no qual assemelha-se ao princípio de funcionamento do filtro paralelo, porém ao invés deste gerar sinais de referências de corrente, são produzidos sinais de referência de tensão, como verificado em (3.20).

Verifica-se que o filtro ativo série atua como uma fonte de tensão controlada, produzindo uma tensão  $v_c$  entre a fonte e da carga não-linear. Esta tensão  $v_c$  deve ser responsável por compensar as parcelas da sequência negativa e zero, bem como os harmônicos produzidos através da fonte (AKAGI *et al.*, 2007).

Figura 27 – Diagrama em blocos de um filtro ativo série.



Fonte: Adaptada de Akagi *et al.* (2007).

Através desta estratégia de filtragem, a tensão entregue a carga não-linear é senoidal, pois a compensação em série proporciona equilíbrio de tensão. Portanto, a carga não-linear, será alimentada por tensões senoidais equilibradas implicando na redução de harmônicos de tensão e redução de *flicker*.

Segundo Akagi *et al.* (2007) este tipo de filtro por si só, não possui muitas aplicações, pois não existe carga que gere corrente de sequência negativa, porém este tipo de filtro é bastante útil para utilização em conjunto com o filtro ativo paralelo, conforme será apresentado na próxima sessão.

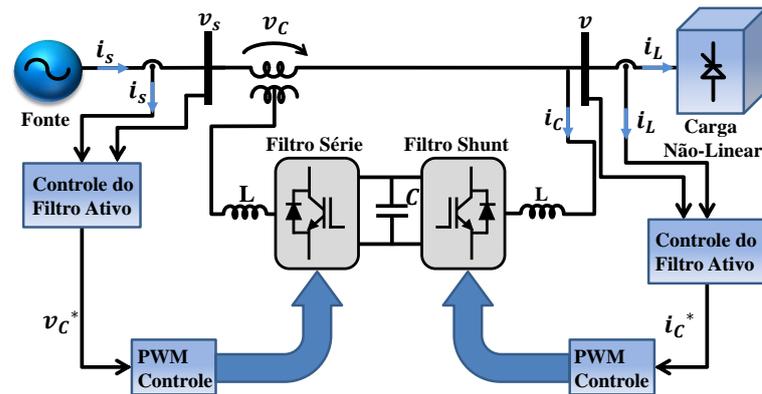
### 3.2.4 Filtro Ativo Série-Paralelo

Algumas aplicações necessitam tanto de compensação de corrente quanto tensão. Neste caso é necessário equipamentos que realizem compensação simultânea entre o filtro ativo série e paralelo. Este tipo de filtro ativo é conhecido como *UPQC (Unified Power Quality Conditioner)*. Em Akagi *et al.* (2007) é descrito todo o funcionamento deste filtro com mais detalhe.

A Figura 28 mostra o diagrama de funcionamento de um *UPQC*. Neste sistema a tensão do filtro série ( $v_c$ ) realiza a compensação da tensão  $v_s$  fazendo com que a tensão entregue à carga ( $v$ ) seja senoidal e balanceada. Já o filtro paralelo realiza a compensação dos harmônicos e desbalanços da corrente da carga ( $i_L$ ), dessa forma impedindo que as componentes indesejáveis ao sistema fluam para a rede.

De uma forma geral, o filtro híbrido série/paralelo compensa simultaneamente a tensão e a corrente da carga não-linear, de tal maneira que a tensão  $v_s$  e a corrente  $i_s$  sejam

Figura 28 – Diagrama em blocos de um *UPQC*.



Fonte: Próprio Autor.

senoidais.

### 3.3 Filtragem Híbrida

Um dos métodos para a redução das distorções harmônicas presentes no sistema elétrico de potência, baseia-se na filtragem híbrida. Os filtros híbridos são constituídos por duas malhas: passiva e ativa. O filtro passivo é responsável por compensar a corrente harmônica dominante no sistema e a potência reativa da carga, enquanto que o filtro ativo faz a compensação apenas das componentes harmônicas. Além disso, as desvantagens do filtro passivo podem ser eliminadas com a junção da malha ativa.

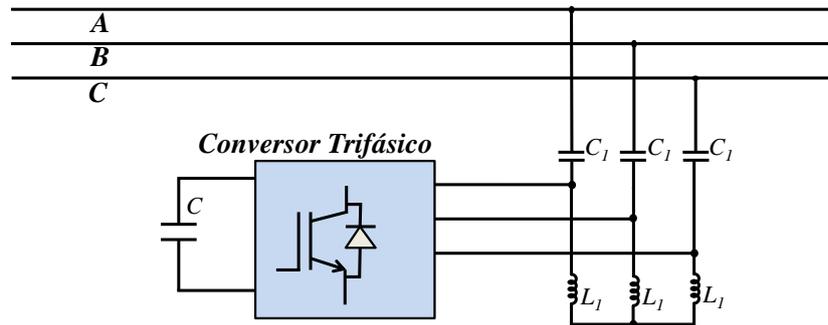
A utilização de filtros passivos em série com filtros ativos em aplicações para alta potência possui um custo relativamente baixo, devido ao fato de que o filtro híbrido diminui a potência nominal do filtro ativo (conversor). Isto ocorre porque a impedância da malha passiva reduz a tensão nos terminais do conversor, além de dar suporte de reativo à rede e compensar alguns harmônicos (geralmente os de maiores amplitudes).

Os filtros híbridos podem ser utilizados tanto para sistemas trifásicos a três fios, quanto a quatro fios. Em Lam e Wong (2006a) é apresentado um estudo de uma estrutura híbrida para um sistema trifásico a quatro fios, utilizando sintonia dupla na malha passiva.

Em (RIVAS *et al.*, 2003) foi verificado que a combinação de filtros ativo e passivo, possui um melhor desempenho na compensação de harmônicos para cargas não-lineares.

A seguir é realizada uma breve apresentação de duas topologias de filtragem híbrida, onde a primeira utiliza sintonia simples e a segunda utiliza dupla sintonia.

Figura 29 – Esquema de potência do filtro híbrido: sintonia simples.



Fonte: Próprio Autor.

### 3.3.1 Sintonia Simples

Nesta estrutura, a malha passiva é responsável por filtrar a componente harmônica de maior amplitude. Já a malha ativa pode realizar a compensação das demais componentes harmônicas.

Na Figura 29 é apresentado o esquema de potência, que representa o filtro híbrido baseado na sintonia simples. As equações para o dimensionamento da malha passiva foram apresentadas na Subseção 3.1.1.1, na qual (3.9) representa a frequência que será compensada por esta malha.

### 3.3.2 Dupla Sintonia

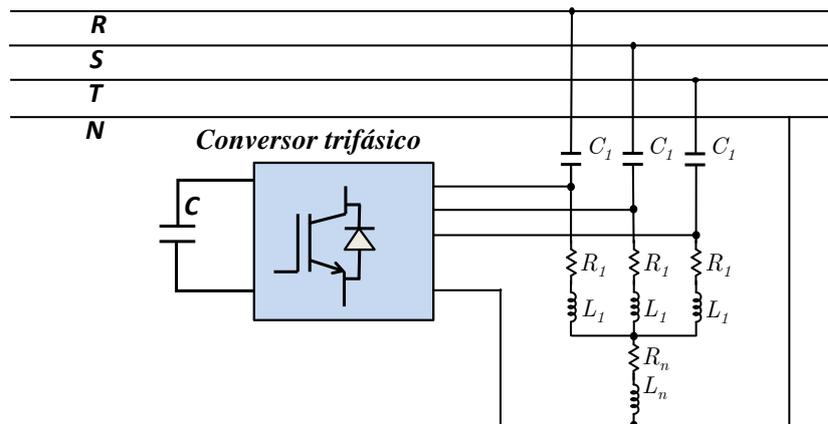
Esta estrutura difere da anterior, pelo fato da malha passiva ser responsável pela compensação das duas maiores componentes harmônicas presentes no sistema. Já a malha ativa pode ser responsável pela compensação das demais componentes harmônicas presentes no sistema.

Para a realização da sintonia da malha passiva, utiliza-se as equações (3.10) e (3.11). Na Figura 30 é apresentado o esquema de potência da topologia utilizando filtragem ativa com dupla sintonia.

## 3.4 Conclusões

Quanto ao uso dos filtros passivos, pode-se associar o baixo custo e uma menor necessidade de manutenção, porém a sua principal desvantagem está relacionada com o fato da sua sintonia ser fixa, apresentando desta forma risco de ressonância.

Figura 30 – Esquema de potência do filtro híbrido: dupla sintonia.



Fonte: Próprio Autor.

Como alternativa ao uso de filtro passivo, surgiram os filtros ativos, devido ao aumento da dinâmica das cargas presentes no sistema elétrico, os quais têm como objetivo realizar a compensação dos harmônicos presentes no sistema, podendo ser tanto tensão (filtro ativo série), quanto corrente (filtro ativo paralelo). Como principal desvantagem, pode-se mencionar o seu custo.

A partir das características apresentadas anteriormente sobre os filtros passivos e ativos, a técnica da filtragem híbrida apresenta bons resultados com relação às demais técnicas, pois a mesma utiliza as vantagens obtidas através da malha passiva em conjunto com as vantagens obtidas através da malha ativa. Esta estrutura reduz o custo, uma vez que os seus conversores não irão processar toda a potência.

O aumento de cargas de diferentes características, no que se refere às faixas de potência e perfis de espectro harmônico, presentes no sistema elétrico tem ocasionado perdas (com relação a manutenção e troca de equipamentos elétricos conectados à rede) para as concessionárias de energia elétrica. Além de degradar a qualidade da energia entregue pela rede aos consumidores. Portanto, neste contexto, o uso de filtros híbridos no sistema é uma solução viável para a melhora da qualidade de energia. Dado que é possível aliar as principais vantagens dos filtros passivos a dos ativos, e a partir daí, propor uma solução factível para o problema das harmônicas no sistema elétrico de potência.

## 4 TOPOLOGIA PROPOSTA

Harmônicos produzidos por aerogeradores equipados com *DFIG*, têm sido alvo de estudos no que diz respeito ao comprometimento com a qualidade de energia. Em Fan *et al.* (2010), Schostan *et al.* (2010) e Djurovic e Williamson (2010b), são verificadas algumas causas de harmônicos gerados pelos *WECSs*, dentre elas, os harmônicos originados pelo *GSC* e *RSC* que são refletidos para a rede e para o estator da máquina, respectivamente. Além dos harmônicos espaciais, originados pela própria estrutura do gerador (*DFIG*).

Neste trabalho a estrutura do *GSC* tradicional, baseada em controle orientado pelo campo é substituída por filtro híbrido, conforme apresentado na Figura 31.

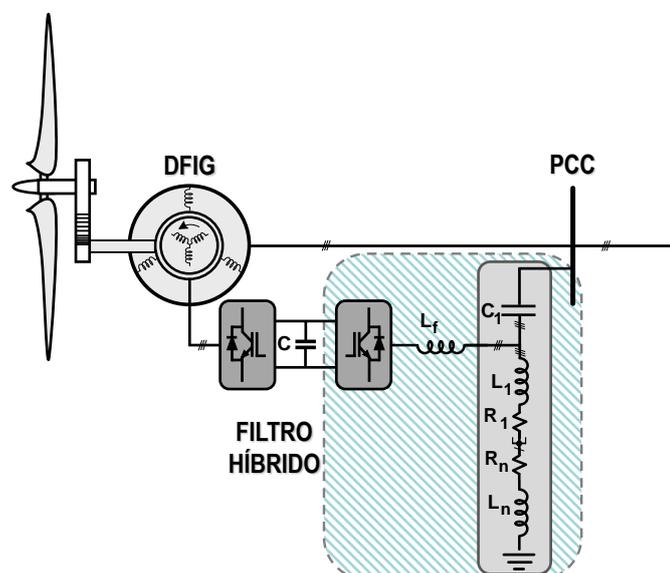
A topologia proposta visa minimizar os efeitos dos harmônicos gerados pelos *WECSs*, através de filtragem híbrida, no qual a compensação das harmônicas de maiores amplitudes é realizada através da malha passiva. As demais harmônicas são compensadas pela malha ativa do filtro.

No decorrer deste capítulo será apresentado o dimensionamento da malha passiva, bem como a estratégia de controle utilizada para o filtro ativo.

### 4.1 Malha Passiva

A malha passiva deste filtro deve ser projetada para compensar as harmônicas de menores ordens que são justamente as harmônicas de maiores amplitudes. Logo, para esta

Figura 31 – Estrutura proposta para o *DFIG*.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 1 – Limites de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120 V à 69 kV eficaz).

Distorção harmônica máxima da corrente em percentagem de $I_L$						
h: Ordem das harmônicas ímpares						
$I_{sc}/I_L$	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
< 20*	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 < 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 10000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 10000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

**Harmônicas pares são limitadas a 25% do limite das harmônicas ímpar imediatamente superior**  
 Não é permitido componente contínua (Retificador de meia-onda, por exemplo)  
 \* Todos os equipamentos de geração de energia elétrica são limitados pelos valores desta linha independente de sua capacidade de curto - circuito  $I_{sc}/I_L$   
 $I_{sc}$ : Corrente de Curto-Circuito máxima no PCC  
 $I_L$ : Corrente máxima solicitada pela carga, na frequência fundamental, no PCC

Fonte: (IEEE..., 1993).

estrutura de filtro, foi utilizado o filtro passivo de dupla sintonia, objetivando a compensação de harmônicas contendo componentes de sequência simétrica e componentes de sequência assimétrica, pois dessa forma, as demais harmônicas serão compensadas pelo filtro ativo, que será explanado mais adiante.

É necessário dimensionar os elementos passivos para o diagrama funcional da topologia proposta apresentado na Figura 31. Como o filtro passivo é de dupla sintonia, é necessário determinar dois valores de indutância e dois valores de resistência.

A determinação da corrente eficaz fundamental ( $I_1$ ) é obtido através da relação entre a corrente de curto-circuito da rede ( $I_{sc}$ ) com a taxa de distorção harmônica ( $K_{Tx}$ ) crítica permitida para geração, sendo o valor da variável  $K_{Tx}$  obtido com base na Tabela 1. A equação da corrente fundamental é dada por:

$$I_1 = I_{sc} \cdot K_{Tx}. \quad (4.1)$$

A Equação 4.2 apresentada por Kassick (2010) é utilizada para determinar a resistência harmônica na frequência que deseja-se compensar ( $R_h$ ), através da taxa de distorção harmônica individual ( $k_h$ ) na mesma frequência da resistência harmônica.

$$R_h = \frac{k_h \cdot I_1}{(I_h^2 - k_h^2 \cdot I_1^2)} \cdot \left[ R_g \cdot k_h \cdot I_1 \pm \sqrt{(R_g \cdot I_1)^2 + (h \cdot \omega \cdot L_g)^2 \cdot (I_h^2 - k_h^2 \cdot I_1^2)} \right]. \quad (4.2)$$

Onde,  $I_1$  representa o valor eficaz da componente fundamental da corrente do gerador e  $I_h$  o valor eficaz da componente harmônica de ordem h da corrente do gerador,  $L_g$  indutância da rede e  $R_g$  resistência da rede.

Neste trabalho, optou-se em compensar através da malha passiva a terceira harmônica por ser um componente assimétrica, e a quinta harmônica por ser uma componente simétrica. Como a conexão dos aerogeradores com a rede é feita através de transformadores  $\Delta - Y$ , a escolha da compensação da terceira harmônica implica em menores perdas no transformador, bem como menores custo relacionados a manutenção do transformador, visto que a intensidade das componentes homopolares no transformador será minimizada.

Para a abordagem utilizada adota-se dois valores de  $K_{Tx}$ , visto que os aerogeradores apresentam harmônicos não característicos (BOLLEN *et al.*, 2010), ou seja, harmônicos de ordem superior com maior amplitude em relação a harmônico de ordem inferior. Assim, a harmônica de 5ª ordem é superior a de 3ª ordem. Logo adota-se um  $K_{Tx}$  para a 5ª ( $K_{Tx5}$ ) superior ao da 3ª ( $K_{Tx3}$ ).

Em (4.3) é apresentada a função  $f(R_h, k_h)$  na qual pretende-se minimizar os parâmetros  $R_h$  e  $k_h$ , fornecendo portanto, valores de  $K_h$  que estejam dentro da norma da IEEE 519-1992.

$$f(R_h, k_h) = \begin{cases} I_1^4 \cdot R_h^2 - 2 \cdot I_1^2 \cdot I_h^2 \cdot R_h^2 \cdot k_h^2 - 2 \cdot R_g \cdot I_1^2 \cdot I_h^2 \cdot R_h^2 \cdot k_h^2 + I_1^4 \cdot R_h^2 \cdot k_h^4 + \\ 2 \cdot R_g \cdot I_1^4 \cdot R_h \cdot k_h^4 + I_1^4 \cdot R_g^2 \cdot k_h^4 - I_1^4 \cdot R_g^2 \cdot k_h^2 - (h \cdot \omega)^2 \cdot L_g^2 \cdot I_1^2 \cdot I_h^2 \cdot k_h^2 + \\ + (h \cdot \omega)^2 \cdot L_g^2 \cdot I_1^2 + k_h^4 \end{cases} \quad (4.3)$$

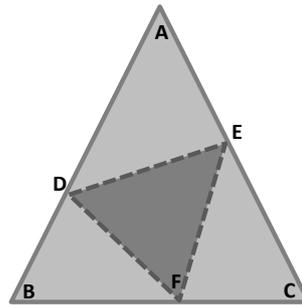
Para a determinação dos valores mínimos da função  $f(R_h, k_h)$ , utilizou-se o método Nelder-Mead Simplex, onde  $R_h$  e  $k_h$ , são os parâmetros a serem estimados, objetivando portanto  $R_h^*$  e  $k_h^*$  tal que  $f(R_h^*, k_h^*) < f(R_h, k_h)$ ,  $\forall (R_h, k_h) \in$  a vizinhança de  $(R_h^*, k_h^*)$ , ou seja busca-se um mínimo local de  $f(R_h, k_h)$ .

Definição: o **Simplex** é um conjunto de vetores (pontos) em um espaço  $n$ -dimensional.

Segundo Lagarias *et al.* (1998) o método Nelder-Mead é utilizado para minimizar uma função não linear de  $n$  variáveis utilizando apenas valores da função, sem qualquer informação da derivada (explícita ou implícita), abrangendo uma ampla faixa de função para isso é traçado uma região na qual verifica-se o valor do mínimo local.

Para duas variáveis, o simplex é um triângulo, onde o método de pesquisa utilizado compara os valores da função nos três vértices de um triângulo. Logo, o pior vértice, onde  $f(R_h, k_h)$  é maior, é rejeitado sendo substituído por um novo vértice. Dessa forma um novo triângulo é formado e a pesquisa pelo menor valor continua. O processo gera uma sequência de triângulos (podendo ser de diferentes formas), para as quais os valores da função nos vértices

Figura 32 – Método Simplex.



Fonte: Próprio Autor.

ficam cada vez menores. O tamanho dos triângulos vão reduzindo até que sejam determinadas as coordenadas do ponto mínimo.

Na Figura 32 é apresentado o modo de interação do simplex, no qual o triângulo  $ABC$  representa o primeiro triângulo formado. A partir deste triângulo, verifica-se o ponto mínimo da função. Como este valor obtido não é o mínimo da função, o triângulo  $ABC$  é rejeitado, formando-se portanto, um novo triângulo  $DEF$ , realizando o mesmo processo descrito anteriormente.

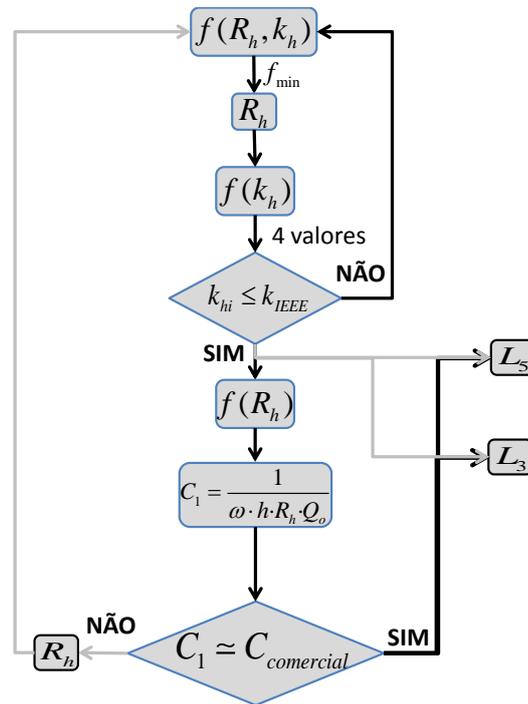
Este método pode ser aplicado a qualquer função, que não precisa ser contínua ou diferenciável. Este método não calcula derivadas, logo atende a uma ampla faixa de funções, sendo assim escolhido para ser aplicado na determinação dos parâmetros do filtro.

Para determinar o ponto mínimo da função  $f(R_h, k_h)$ , foi utilizado o *software* MATLAB, onde através da função *fminsearch()* o método de Nelder-Mead é aplicado.

O fluxograma para a determinação dos parâmetros da malha passiva é apresentado na Figura 33.

O primeiro passo deste fluxograma é determinar através de uma função de minimização, o valor da resistência da quinta harmônica ( $R_5$ ), na qual será utilizada pelo filtro passivo. Após a determinação deste parâmetro, o mesmo é substituído na função  $f(R_h, k_h)$ , objetivando determinar o valor da percentagem harmônica ( $k_h$ ). Por ser uma função de 4ª ordem, obtém-se quatro respostas possíveis para o valor de  $k_5$ , escolhe-se o menor dos valores obtido e verifica, se este valor é inferior ao valor permitido pela norma *IEEE* 519-1992,  $k_{hi} \leq k_{IEEE}$ . Caso a resposta obtida seja negativa, será recalculado um novo valor para o  $R_5$ , ou seja, um novo valor para a quinta harmônica, com a finalidade de que se obtenha um valor de  $k_5$  abaixo da norma. Com um  $k_5$  menor que o permitido pela norma *IEEE* 519-1992 determina-se o valor da capacitância  $C_1$

Figura 33 – Fluxograma para a determinação da capacitância.



Fonte: Próprio Autor.

para a quinta harmônica, através da seguinte equação apresentada em Kassick (2010).

$$C_1 = \frac{1}{\omega \cdot h \cdot R_h \cdot Q_o} \quad (4.4)$$

Onde,  $Q_o$  corresponde ao fator de qualidade ótimo, obtido através de (3.5), no qual considera-se o fator de dessintonia máximo equivalente a 5% e  $R_5$  é a resistência para a quinta harmônica.

Após determinar o valor comercial de  $C_1$ , isolando  $R_5$  de (4.4), determina-se um novo  $R_5$ , para a quinta harmônica. Verifica-se novamente se o valor obtido apresenta uma percentagem de distorção harmônica, referente a quinta harmônica, inferior ao permitido pela norma. Sendo a resposta positiva, tem-se o valor da resistência sintonizada para a quinta harmônica. De maneira análoga calcula-se o valor de  $R_3$  para a resistência da terceira harmônica. Neste caso não é necessário determinar o valor da capacitância, pois o mesmo já foi determinado anteriormente, apenas determinar o menor valor de  $k_3$  que esteja contida dentro da norma da *IEEE 519-1992*.

Após determinar o valor comercial de  $C_1$ , determina-se os valores das indutâncias  $L_5$  e  $L_3$ . Conforme apresentado em (4.5) e (4.6) respectivamente.

$$L_5 = \frac{1}{(\omega \cdot 5)^2 \cdot C_{comercial}} \quad (4.5)$$

$$L_3 = \frac{1}{(\omega \cdot 3)^2 \cdot C_{comercial}} \quad (4.6)$$

Logo,  $R_1$  e  $L_1$  são os valores correspondentes a 5ª harmônica, para determinar os valores de  $R_n$  e  $L_n$ , utiliza-se as seguintes equações apresentadas por Moraes (2014).

$$R_n = \frac{R_3 - R_5}{3}. \quad (4.7)$$

$$L_n = \frac{L_3 - L_5}{3}. \quad (4.8)$$

## 4.2 Malha Ativa

Nesta seção será abordada a modelagem matemática, bem como a estratégia de controle utilizada para a estrutura do filtro ativo.

### 4.2.1 Modelagem Matemática

As equações utilizadas nesta análise, foram obtidas a partir dos trabalhos publicados por Asiminoaei *et al.* (2006) e Lam e Wong (2006b), onde a estrutura utilizada em seus trabalhos são semelhantes a estrutura proposta.

Para a modelagem da estrutura do filtro ativo, foram analisadas duas etapas de funcionamento. Na primeira foi analisado o circuito para a frequência fundamental e no segundo momento, foi realizado o estudo visando analisar as harmônicas do sistema. Nesta segunda etapa foram analisadas as harmônicas de sequência simétrica e de forma análoga, as harmônicas de sequência assimétrica.

O filtro utilizado tem seu princípio de funcionamento baseado em fonte de corrente controlada:

$$i_{APF} = FG \cdot i_{sh}, \quad (4.9)$$

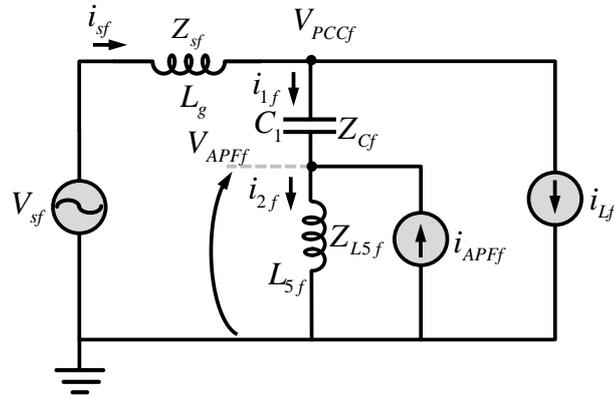
onde,  $i_{APF}$  corresponde a corrente injetada pelo filtro ativo,  $FG$  o ganho da malha de corrente e  $i_{sh}$  a corrente da rede.

#### 4.2.1.1 Análise para a Frequência Fundamental

A configuração do circuito a ser analisado para a frequência fundamental do sistema é apresentado na Figura 34.

Onde,  $V_{sf}$  representa a componente fundamental da tensão da rede,  $Z_{sf}$  a impedância da rede para a frequência fundamental,  $L_g$  indutância da rede,  $i_{sf}$ ,  $i_{APFf}$  e  $i_{Lf}$  são respectivamente correntes da rede, do filtro e do estator na frequência fundamental,  $C_1$  a capacitância da malha

Figura 34 – Circuito equivalente monofásico para a frequência fundamental.



Fonte: Próprio Autor.

passiva,  $L_{5f}$  a indutância do filtro passivo,  $Z_{L5f}$  a impedância do filtro na frequência fundamental e  $V_{PCCf}$  a tensão no PCC para a frequência fundamental.

Vale lembrar que intrínseco aos indutores  $L_{sf}$  e  $L_{5f}$  existem as resistências  $R_{sf}$  e  $R_{5f}$ , onde  $R_{5f}$  representa a resistência do fio, bem como a resistência intrínseca na constituição do reator, o resistor da rede,  $R_{sf}$  que está associado às perdas na rede. Na Figura 34 os valores das resistências foram omitidos.

Considerando que para a frequência fundamental, o conversor não injeite harmônico no sistema então temos que,  $i_{APFf} = 0$ , logo, aplicando a lei de Kirchhoff de corrente temos  $i_{1f} = i_{2f}$ .

A tensão sobre o indutor da malha passiva, indicada na Figura 34, é obtida através da seguinte equação levando em consideração  $i_{1f} = i_{2f}$  tem-se:

$$V_{APFf} = Z_{L5f} \cdot i_{1f}. \quad (4.10)$$

Aplicando lei de Kirchhoff de tensão em  $V_{PCCf}$ , tem-se:

$$V_{PCCf} = V_{sf} - Z_{sf} \cdot i_{sf}. \quad (4.11)$$

A corrente que flui através da malha passiva é dada por:

$$i_{1f} = \frac{V_{PCCf} - V_{APFf}}{Z_{C1f}}, \quad (4.12)$$

substituindo (4.11) em (4.12) tem-se:

$$i_{1f} = \frac{V_{sf} - Z_{sf} \cdot i_{sf} - V_{APFf}}{Z_{C1f}}, \quad (4.13)$$

substituindo (4.13) em (4.10) e isolando  $V_{APFf}$ :

$$V_{APFf} = \frac{Z_{L5f} \cdot (V_{sf} - Z_{sf} \cdot i_{sf})}{Z_{C1f} + Z_{L5f}}. \quad (4.14)$$

A corrente da fonte pode ser obtida através da lei de Kirchhoff de corrente aplicada ao nó  $V_{PCCf}$ , então:

$$i_{sf} = i_{1f} + i_{Lf}, \quad (4.15)$$

isolando  $i_{1f}$  em (4.10) e substituindo em (4.15), tem-se:

$$i_{sf} = \frac{V_{APFf}}{Z_{L5f}} + i_{Lf}, \quad (4.16)$$

substituindo (4.16) em (4.14) e isolando  $V_{APFf}$  obtém-se:

$$V_{APFf} = \frac{Z_{L5f} \cdot (V_{sf} - Z_{sf} \cdot i_{Lf})}{Z_{C1f} + Z_{sf} + Z_{L5f}}. \quad (4.17)$$

Supondo que a rede seja forte, ou seja,  $Z_{sf} = 0$  em (4.17) obtém-se a seguinte equação:

$$V_{APFf} = \frac{V_{sf}}{\frac{Z_{C1f}}{Z_{L5f}} + 1}. \quad (4.18)$$

Supondo que  $Z_{C1f} \gg Z_{L5f}$  em (4.18):

$$V_{APFf} = \frac{\frac{Z_{L5f}}{Z_{C1f}} \cdot V_{sf}}{\frac{Z_{L5f}}{Z_{C1f}} + 1}, \quad (4.19)$$

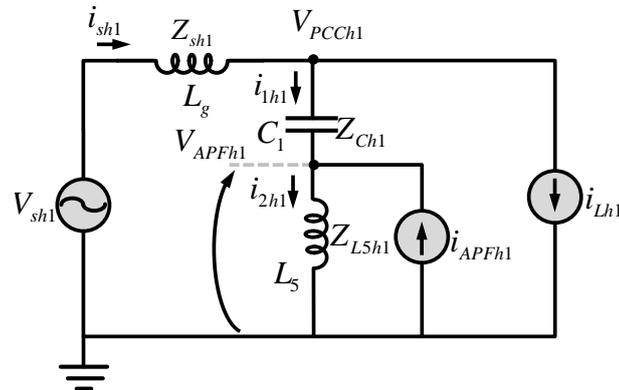
$V_{APFf}$ , pode ser tão pequeno quanto maior for  $Z_{C1f}$  em relação a  $Z_{L5f}$ , ou simplesmente,  $Z_{C1f}$  apenas. Ou seja, um maior de  $Z_{C1f}$  implica em um capacitor  $C_1$  da malha passiva menor.

#### 4.2.1.2 Análise das Harmônicas

Para esta seção levou-se em consideração dois momentos. No primeiro momento, será visto o comportamento das harmônicas simétricas contidas no sistema, portanto as correntes são analisadas como componentes simétricas recebendo sub-índice  $h1$ . No segundo momento, será realizado um estudo para a análise da harmônica assimétrica, neste caso recebendo o sub-índice  $h2$ .

O equacionamento matemático que segue, é realizado com referência à Figura 35. Pode-se perceber que trata-se do primeiro momento da análise, ou seja, será verificado o comportamento para as harmônicas simétricas.

Figura 35 – Circuito equivalente monofásico para as harmônicas simétricas.



Fonte: Próprio Autor.

Vale ressaltar que a análise da corrente do filtro é constituída das harmônicas simétricas e assimétricas, conforme indicado na seguinte expressão:

$$i_{APFh} = FG \cdot i_{sh} = FG \cdot (i_{sh1} + i_{sh2}), \quad (4.20)$$

onde,  $i_{sh1}$  e  $i_{sh2}$ , são parcelas referentes as harmônicas simétricas e assimétricas, respectivamente.

Sendo que a corrente que  $i_{APFh}$  apresenta duas componentes:

$$i_{APFh} = i_{APFh1} + i_{APFh2}. \quad (4.21)$$

Através do princípio da superposição, será realizado a princípio o estudo para as harmônicas simétricas.

A tensão sobre o reator do filtro é dado por:

$$V_{APFh1} = Z_{L5h1} \cdot i_{2h1}. \quad (4.22)$$

Aplicando lei dos nós em  $V_{APFh1}$ :

$$i_{2h1} = i_{1h1} + i_{APFh1}. \quad (4.23)$$

Como  $i_{APFh1} = FG \cdot i_{sh1}$  e substituindo em (4.23)

$$i_{2h1} = i_{1h1} + FG \cdot i_{sh1}, \quad (4.24)$$

substituindo (4.24) em (4.22):

$$V_{APFh1} = Z_{L5h1} \cdot (i_{1h1} + FG \cdot i_{sh1}). \quad (4.25)$$

Aplicando Lei de Kirchhoff para tensão no nó  $V_{PCC_{h1}}$ , obtém-se:

$$V_{PCC_{h1}} = V_{sh1} - Z_{sh1} \cdot i_{sh1}. \quad (4.26)$$

Calculando a corrente sobre o capacitor  $C_1$ ,

$$i_{1h1} = \frac{V_{PCC_{h1}} - V_{APF_{h1}}}{Z_{C1h1}}. \quad (4.27)$$

Substituindo (4.26) em (4.27):

$$i_{1h1} = \frac{V_{sh1} - Z_{sh1} - V_{APF_{h1}}}{Z_{C1h1}}. \quad (4.28)$$

Substituindo (4.28) em (4.25)

$$V_{APF_{h1}} = \frac{Z_{L5h1} \cdot (V_{sh1} - Z_{sh1} \cdot i_{sh1} + Z_{C1h1} \cdot FG \cdot i_{sh1})}{Z_{C1h1} + Z_{L5h1}}. \quad (4.29)$$

Isolando  $i_{2h1}$  em (4.22) e substituindo em (4.29):

$$i_{1h1} = \frac{V_{APF_{h1}}}{Z_{L5h1}} - FG \cdot i_{sh1}. \quad (4.30)$$

Através da Lei de Kirchhoff de corrente sobre o nó  $V_{PCC_{h1}}$ , tem:

$$i_{sh1} = i_{1h1} + i_{Lh1}. \quad (4.31)$$

Substituindo (4.30) em (4.31):

$$i_{sh1} = \frac{V_{APF_{h1}} + Z_{L5h1} \cdot i_{Lh1}}{(1 + FG) \cdot Z_{L5h1}}. \quad (4.32)$$

Aplicando (4.32) em (4.30):

$$V_{APF_{h1}} = \frac{Z_{L5h1} \cdot [(1 + FG) \cdot V_{sh1} + (Z_{C1h1} \cdot FG - Z_{sh1}) \cdot i_{sh1}]}{[Z_{C1h1} + Z_{sh1} + Z_{L5h1} \cdot (1 + FG)]}. \quad (4.33)$$

Substituindo (4.33) em (4.30) e (4.30) em (4.31):

$$i_{sh1} = \frac{V_{sh1} + (Z_{C1h1} + Z_{L5h1}) \cdot i_{Lh1}}{[Z_{C1h1} + Z_{sh1} + Z_{L5h1} \cdot (1 + FG)]}, \quad (4.34)$$

como  $V_{sh}$ , através da Figura 35, é a fonte do sistema elétrico (modelado como barramento infinito), pode-se adotar:

$$V_{sh} = 0, \quad (4.35)$$

sendo portanto, uma fonte livre de harmônicos, ou seja uma fonte ideal. Logo, a seguinte consideração é válida:

$$V_{sh} = V_{sh1} + V_{sh2}, \quad (4.36)$$

$$V_{sh} = V_{sh1} = V_{sh2} = 0,$$

onde,  $V_{sh1}$  corresponde a componente simétrica do sistema e  $V_{sh2}$  a componente assimétrica.

Aplicando (4.36) em (4.34):

$$i_{sh1} = \frac{(Z_{C1h1} + Z_{L5h1}) \cdot i_{Lh1}}{[Z_{C1h1} + Z_{sh1} + Z_{L5h1} \cdot (1 + FG)]}, \quad (4.37)$$

$i_{sh1}$  pode ser tão pequeno quanto menor for  $Z_{C1h1}$  e  $Z_{L5h1}$ . Quanto maior for  $FG$  melhor será o desempenho do filtro. Contudo, se  $FG$  aumentar, a estabilidade do sistema estará comprometida.

Se  $|Z_{C1h1} + Z_{sh1}| \cong 0$ , não haverá risco de ressonância verificado através de (4.37), tendo em vista  $Z_{L5h1} \cdot (1 + FG)$ .

Em caso de filtragem perfeita:

$$i_{sh1} = 0. \quad (4.38)$$

A corrente  $i_{Lh1}$  ficaria presa à malha formada pela carga e o filtro híbrido, logo:

$$i_{1h1} = i_{Lh1}. \quad (4.39)$$

Das suposições apresentadas em (4.36) e (4.38), obtém-se:

$$V_{sh1} - V_{PCCh1} = i_{sh1} \cdot Z_{sh1}, \quad (4.40)$$

$$V_{PCCh1} = 0. \quad (4.41)$$

De (4.41) e (4.39), obtém-se:

$$V_{PCCh1} - V_{APFh1} = V_{APFh1}, \quad (4.42)$$

$$V_{APFh1} = Z_{C1h1} \cdot i_{1h1}, \quad (4.43)$$

$$Z_{C1h1} \cdot i_{1h1} = Z_{L5h1} \cdot i_{2h1}. \quad (4.44)$$

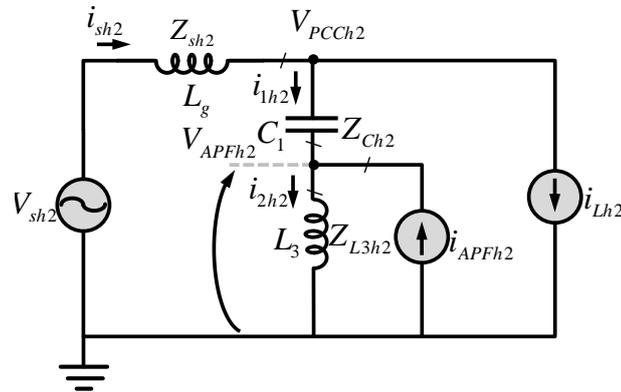
De (4.44):

$$V_{APFh1} = Z_{C1h1} \cdot i_{1h1}. \quad (4.45)$$

Isolando  $i_{2h1}$  de (4.44):

$$i_{2h1} = \frac{Z_{C1h1}}{Z_{L5h1}} \cdot i_{1h1}. \quad (4.46)$$

Figura 36 – Circuito equivalente monofásico para as harmônicas simétricas.



Fonte: Próprio Autor.

Substituindo (4.46) em (4.23):

$$i_{APFh1} = \left( \frac{Z_{C1h1}}{Z_{L5h1}} - 1 \right) \cdot i_{1h1}, \quad (4.47)$$

substituindo (4.39) em (4.47), obtém-se a corrente do filtro ativo em função da corrente que flui no estator,

$$i_{APFh1} = \left( \frac{Z_{C1h1}}{Z_{L5h1}} - 1 \right) \cdot i_{Lh1}. \quad (4.48)$$

Para a análise das harmônicas de sequência assimétrica, o raciocínio segue de modo análogo ao estudo para as harmônicas de sequência simétrica.

Na Figura 36 é apresentado o circuito equivalente monofásico para componentes harmônicas assimétricas.

Portanto, para determinar a corrente que flui através do filtro ativo, é necessário determinar a corrente que flui pelo filtro para a sequência assimétrica, bem como a corrente que flui através da sequência simétrica, pois através da superposição, é possível determinar a corrente através do filtro ativo. Como em (4.47) é apresentado a corrente de sequência simétrica, portanto é necessário determinar a corrente que flui através do filtro de sequência assimétrica, logo,

$$i_{APFh2} = \left( \frac{Z_{C1h2}}{Z_{L3h2}} - 1 \right) \cdot i_{Lh2}. \quad (4.49)$$

#### 4.2.1.3 Análise da Estabilidade e da Potência Nominal

Para analisar a estabilidade da estrutura do filtro ativo, é necessário determinar a princípio a da função de transferência da corrente do estator em função da corrente do filtro,

obtida através da transformada de Laplace, dada por:

$$G(s) = \frac{I_{sh}(s)}{I_{Lh}(s)}, \quad (4.50)$$

através da superposição aplicada em (4.37), tem-se:

$$G(s) = \frac{I_{sh1}(s)}{I_{Lh1}(s)} + \frac{I_{sh2}(s)}{I_{Lh2}(s)}. \quad (4.51)$$

Passando  $i_{Lh1}$  para o primeiro membro em (4.37) e aplicando a transformada de Laplace, tem a seguinte função de transferência:

$$G_1(s) = \frac{I_{sh1}(s)}{I_{Lh1}(s)} = \frac{C_1 \cdot L_5 \cdot s^2 + 1}{C_1 \cdot [L_s + L_5(1 + FG)] \cdot s^2 + 1}, \quad (4.52)$$

de modo análogo, substituindo os sub-índices, bem como o indutor correspondente ao filtro para as harmônicas de sequência assimétrica, tem-se:

$$G_2(s) = \frac{I_{sh2}(s)}{I_{Lh2}(s)} = \frac{C_1 \cdot L_3 \cdot s^2 + 1}{C_1 \cdot [L_s + L_3(1 + FG)] \cdot s^2 + 1}, \quad (4.53)$$

de modo geral, a função de transferência é obtida através de:

$$G(s) = G_1(s) + G_2(s), \quad (4.54)$$

precisa-se portanto, determinar o ganho  $FG$ . Assim, a determinação deste parâmetro é obtido através de *ROUTH-HURWITZ*, aplicado em (4.52) e (4.53). Dessa forma é definida uma faixa de valores de  $FG$  que garantem a estabilidade do sistema.

A potência nominal proposta pelo filtro híbrido, é dada por:

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot V_{APF} \cdot i_{APF}, \quad (4.55)$$

onde,  $V_{APF}$  e  $i_{APF}$  são respectivamente a tensão sobre o filtro ativo e a corrente injetada pelo filtro ativo. Portanto,  $V_{APF}$  é dado por:

$$V_{APF} = V_{APFf} + V_{APFh}, \quad (4.56)$$

como  $V_{APFh} = V_{APFh1} + V_{APFh2}$ , sendo que o cálculo para  $V_{APFh2}$  é resolvido de maneira análoga ao apresentado (4.46). Logo, tem-se:

$$V_{APFh2} = Z_{C1h2} \cdot i_{Lh2}. \quad (4.57)$$

Logo,  $V_{APFh}$  é dado por:

$$V_{APFh} = Z_{C1h1} \cdot i_{Lh1} + Z_{C1h2} \cdot i_{Lh2}, \quad (4.58)$$

onde,  $Z_{C1h} = Z_{C1h1} + Z_{C1h2}$  e  $i_{Lh} = i_{Lh1} + i_{Lh2}$ , substituindo em (4.58), tem-se:

$$V_{APFh} = Z_{C1h} \cdot i_{Lh}, \quad (4.59)$$

substituindo (4.19) em (4.59), tem-se:

$$V_{APF} = \frac{V_{sf}}{\frac{Z_{C1f}}{Z_{L5f}} + 1} + Z_{C1h} \cdot i_{Lh}. \quad (4.60)$$

Substituindo (4.49) e (4.48) em (4.21), tem-se a corrente do filtro em função da corrente do estator de sequência simétrica e assimétrica, dada por:

$$i_{APFh} = \left( \frac{Z_{C1h1}}{Z_{L5h1}} - 1 \right) \cdot i_{Lh1} + \left( \frac{Z_{C1h2}}{Z_{L3h2}} - 1 \right) \cdot i_{Lh2}. \quad (4.61)$$

Como o capacitor da malha passiva, é dada por:

$$Z_{C1h1} + Z_{C1h2} = Z_{C1h}. \quad (4.62)$$

Substituindo (4.62) em (4.61):

$$i_{APFh} = Z_{C1h} \cdot \left( \frac{i_{Lh1}}{Z_{L5h1}} + \frac{i_{Lh2}}{Z_{L3h2}} \right) - (i_{Lh1} + i_{Lh2}). \quad (4.63)$$

Para a corrente injetada, tem-se:

$$i_{APF} = i_{APFf} + i_{APFh}. \quad (4.64)$$

Sabe-se que a corrente da componente fundamental é nula, logo de (4.64) tem-se:

$$i_{APF} = i_{APFh}. \quad (4.65)$$

Portanto, substituindo (4.65) e (4.60) em (4.55), tem-se:

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot \left( \frac{V_{sf}}{\frac{Z_{C1f}}{Z_{L5f}} + 1} + Z_{C1h} \cdot i_{Lh} \right) \cdot FG \cdot i_{sh}. \quad (4.66)$$

Considerando que para a 3ª e 5ª harmônicas o filtro passivo possui impedância sobre a capacitância muito baixa ( $Z_{C1h} \approx 0$ ), tem-se:

$$S_{APF3\phi} = 3 \cdot \left( \frac{V_{sf}}{\frac{Z_{C1f}}{Z_{L5f}} + 1} \right) \cdot FG \cdot i_{sh}. \quad (4.67)$$

#### 4.2.1.4 Regulação do Elo CC

Conforme apresentado em (LAM; WONG, 2006b), durante a operação do filtro híbrido de potência, se a integração da potência no elo CC,  $P_{CC}$ , não for zero, isto significa que existe variação da tensão no elo CC, ou seja:

$$\int_{t_0}^t P_{CC}(\tau) d\tau = \frac{C}{2} \cdot [v_{CC}^2(t) - v_{CC}^2(t_0)], \quad (4.68)$$

onde,  $C$  corresponde a capacitância no barramento CC,  $v_{CC}(t)$  representa a tensão sobre o capacitor num período após  $t - t_0$  e  $v_{CC}(t_0)$  é a tensão inicial sobre o capacitor. A fim de manter a tensão no barramento CC uniforme, a sua potência deve ser controlada de modo a manter  $P_{CC}$  durante um período de tempo igual a zero.

Em (LAM; WONG, 2006b), verifica-se o diagrama de controle de potência do elo CC, no qual verifica-se que a potência do filtro ativo, é obtida através de uma subtração entre  $\bar{P}_{CC}$ ,  $\tilde{p}_s$ , onde a primeira representa a potência no barramento CC compensada e a segunda representa a potência oscilante da rede, extraída por meio de um filtro passa-alta, aplicado sobre a potência da rede. Esta potência é obtida através subtração entre a potência do estator e as potências do filtro híbrido. Então obtém-se a seguinte expressão:

$$P_{CC}(s) = \frac{s^2 \cdot [-(P_L(s) + P_{Perdas}(s)) \cdot D_{HP}(s)]}{s^2 \cdot [1 - D_{HP}(s)] + s \cdot K_P + K_I} + \frac{s^2 \cdot [P_{PF}(s) \cdot D_{HP}(s)]}{s^2 \cdot [1 - D_{HP}(s)] + s \cdot K_P + K_I}. \quad (4.69)$$

Onde,  $P_L$  representa a potência do estator,  $P_{PF}$  a potência do filtro passivo e  $P_{Perdas}$  as perdas intrínsecas do conversor bem como as perdas por chaveamento. O filtro passa - alta é representado por  $D_{HP}$ . Este filtro é responsável para separar a componente oscilante, da potência da rede. Os ganhos  $K_P$  e  $K_I$  são respectivamente os ganhos proporcionais e integrais do  $PI$ . Para a determinação destes ganhos é utilizado *ROUTH-HURWITZ*.

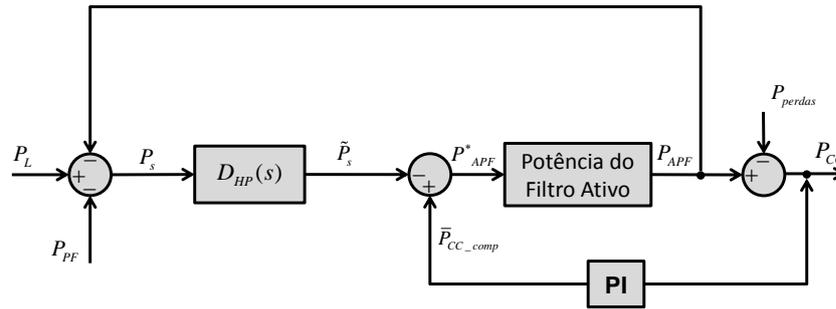
Na Figura 37 é apresentado o diagrama de blocos para o controle da potência do elo CC.

Por fim, a potência no barramento CC é obtida através da subtração entre a potência do filtro passivo com as perdas do conversor.

Para a regulação do elo CC foi considerado que os conversores possuam um rendimento 100%, ou seja,  $P_{CC} = P_{CA}$ , e que a potência de entrada é fornecida pela malha passiva e a potência de saída é entregue ao rotor. Portanto, a tensão e a corrente de entrada no domínio do tempo são dadas por:

$$v_i(t) = v_{pi} \cdot \sin(\omega_i \cdot t), \quad (4.70)$$

Figura 37 – Diagrama de controle de potência do elo CC.



Fonte: Próprio Autor.

onde,  $v_i$  é a tensão da rede,  $v_{pi}$  a tensão de pico de entrada e  $\omega_i$  a frequência de entrada. Para a corrente tem-se:

$$i_i(t) = i_{pi} \cdot \sin(\omega_i \cdot t + \phi_i), \quad (4.71)$$

onde,  $i_i$  é a corrente da rede,  $i_{pi}$  a corrente de pico de entrada,  $\omega_i$  a frequência de entrada e  $\phi_i$  o ângulo de defasagem. Logo, para a potência instantânea de entrada do filtro ativo é determinada através de (4.72)

$$p_i(t) = v_{pi} \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \cdot i_{pi} \cdot \sin(\omega_i \cdot t + \phi_i),$$

$$p_i(t) = p_{pi} \cdot \left[ \frac{\cos(\phi_i) - \cos(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i)}{2} \right]. \quad (4.72)$$

É possível perceber através de (4.72) as duas parcelas que compõem esta expressão, uma parcela de potência de nível CC e outra parcela de nível CA. Logo, separando as duas parcelas, tem-se:

$$p_i(t) = \frac{p_{pi}}{2} \cdot \cos(\phi_i) - \frac{p_{pi}}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i). \quad (4.73)$$

De modo análogo para a potência de saída do conversor, tem-se:

$$p_o(t) = \frac{p_{po}}{2} \cdot \cos(\phi_o) - \frac{p_{po}}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_o \cdot t + \phi_o). \quad (4.74)$$

Considerando que o conversor possua um rendimento de 100%, as duas componentes de nível CC,  $p_{po}$  e  $p_{pi}$  são iguais e a diferença entre as duas componentes CA fluem para o capacitor do elo CC. Portanto, a variação da potência é dada por:

$$\Delta p(t) = p_o(t) - p_i(t),$$

$$\Delta p(t) = \frac{1}{2} [p_{po} \cdot \cos(2 \cdot \omega_o \cdot t + \phi_o) - p_{pi} \cdot \cos(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i)]. \quad (4.75)$$

A variação da energia sobre o capacitor é dada por:

$$\Delta E(t) = E_{MAX}(t) - E_{MIN}(t), \quad (4.76)$$

onde,  $E_{MAX}(t)$  corresponde a energia máxima armazenada sobre o capacitor e  $E_{MIN}(t)$  a energia mínima armazenada.

Para determinar  $\Delta E(t)$  é necessário determinar a energia armazenada no capacitor através da integral aplicada sobre  $\Delta p(t)$ , no intervalo  $t_0$  e  $t$ , correspondendo ao início e ao final do carregamento do capacitor, respectivamente. Por questão de simplicidade, foi considerado que a forma de onda da tensão e da corrente sejam senoides puras. Isto se deve ao fato de ainda não existir um modelo matemático informando sobre a forma de onda do conteúdo harmônico produzido pelo aerogerador tipo DFIG. Portanto, tem-se:

$$E(t) = \int_{t_0}^t \frac{1}{2} [p_{po} \cdot \cos(2 \cdot \omega_o \cdot t + \phi_o) - p_{pi} \cdot \cos(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i)] dt,$$

$$E(t) = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \frac{p_{po}}{2 \cdot \omega_o} \cdot [\sin(2 \cdot \omega_o \cdot t + \phi_o) - \sin(2 \cdot \omega_o \cdot t_0 + \phi_o)] - \\ - \frac{p_{pi}}{2 \cdot \omega_i} \cdot [\sin(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i) - \sin(2 \cdot \omega_i \cdot t_0 + \phi_i)] \end{array} \right. \quad (4.77)$$

A máxima energia é obtida considerando que:

$$E_{MAX} = \left\{ \begin{array}{l} \sin(2 \cdot \omega_o \cdot t + \phi_o) = 1 \\ \sin(2 \cdot \omega_o \cdot t_0 + \phi_o) = -1 \\ \sin(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i) = -1 \\ \sin(2 \cdot \omega_i \cdot t_0 + \phi_i) = 1 \end{array} \right.$$

Para a energia mínima, tem-se:

$$E_{MIN} = \left\{ \begin{array}{l} \sin(2 \cdot \omega_o \cdot t + \phi_o) = -1 \\ \sin(2 \cdot \omega_o \cdot t_0 + \phi_o) = 1 \\ \sin(2 \cdot \omega_i \cdot t + \phi_i) = 1 \\ \sin(2 \cdot \omega_i \cdot t_0 + \phi_i) = -1 \end{array} \right.$$

Portanto, a partir das observações realizadas, a seguinte expressão é obtida:

$$\Delta E(t) = \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{p_{po}}{\omega_o} + \frac{p_{pi}}{\omega_i} \right) - \left( -\frac{p_{po}}{\omega_o} - \frac{p_{pi}}{\omega_i} \right) \right],$$

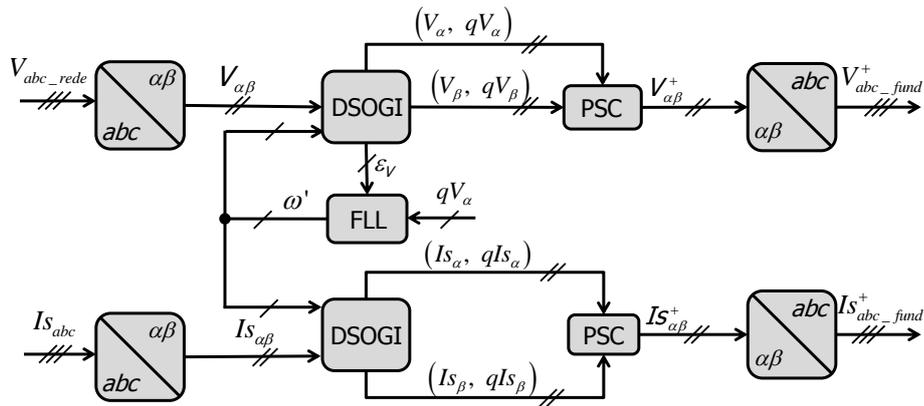
$$\Delta E(t) = \frac{p_{po}}{\omega_o} + \frac{p_{pi}}{\omega_i}. \quad (4.78)$$

Conforme apresentado por Kassakian *et al.* (1991) a variação de energia sobre o capacitor é dada por:

$$\Delta E(t) = \left( \frac{1}{2} \right) \cdot C \cdot \left[ \left( V_{dc} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} \right)^2 - \left( V_{dc} - \frac{\Delta v_{dc}}{2} \right)^2 \right], \quad (4.79)$$



Figura 39 – Circuito de sincronização.



Fonte: Próprio Autor.

elo CC, deverão ser compensadas pelo controle, pois estão associadas a perdas do conversor do lado da rede, bem como as perdas decorrentes do elo CC. Por fim, o sinal de referência utilizado pelo *PWM*, será composto responsável para a compensação das harmônicas bem como das perdas anteriormente citadas.

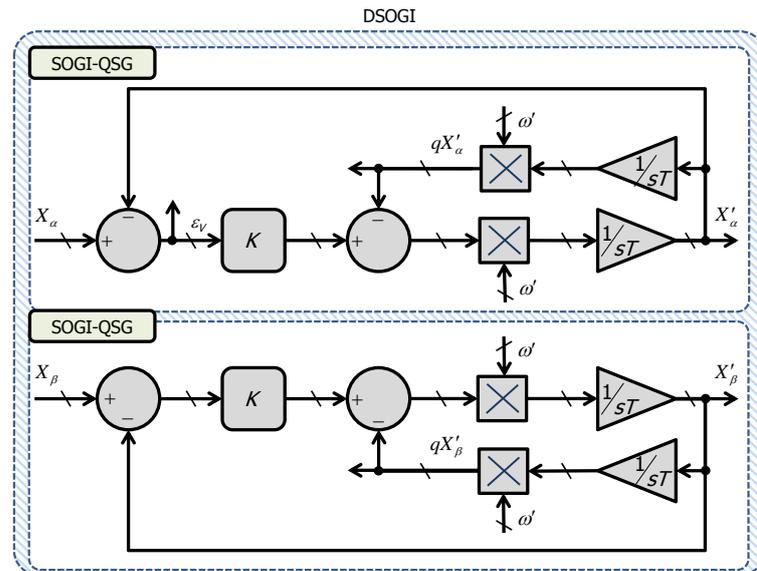
#### 4.2.2.1 Circuito de Sincronização

Através deste circuito é possível gerar as componentes fundamentais tanto para tensão quanto para corrente, conforme é demonstrado na Figura 39.

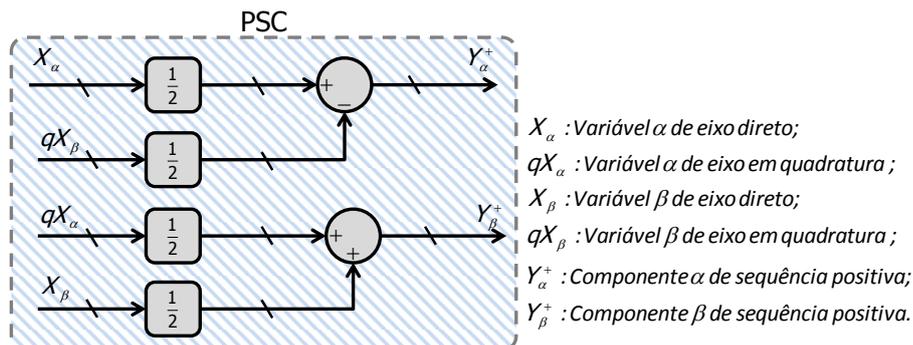
No circuito de sincronização apresentado na Figura 39, através da transformada de Clarke é realizado a decomposição das componentes de tensão da rede e corrente do estator em coordenadas estacionárias. Estes valores são portanto utilizados por dois *DSOGI*, sendo um para tensão e outro para corrente. Cada *DSOGI* produz quatro sinais de saída, gerando portanto,  $X_\alpha$ ,  $X_{q\alpha}$ ,  $X_\beta$  e  $X_{q\beta}$ . Os valores genéricos apresentados por  $X$  podem ser neste caso corrente e tensão. Estes sinais possuem portanto, componentes de sequência positiva e negativa, como pode-se observar no diagrama de blocos apresentado na Figura 40.

Os valores de saída do *DSOGI* são utilizados como entrada no bloco do *PSC*, sendo este bloco responsável para produzir as componentes positivas no referencial estacionário. O diagrama de blocos do *PSC* é observado na Figura 41.

Após obter os valores das componentes nos referenciais estacionários é realizada a transformação inversa de Clarke, para produzir componentes fundamentais de sequência positiva.

Figura 40 – Diagrama de blocos do *DSOGI*.

Fonte: Próprio Autor.

Figura 41 – Diagrama de blocos do *PSC*.

Fonte: Próprio Autor.

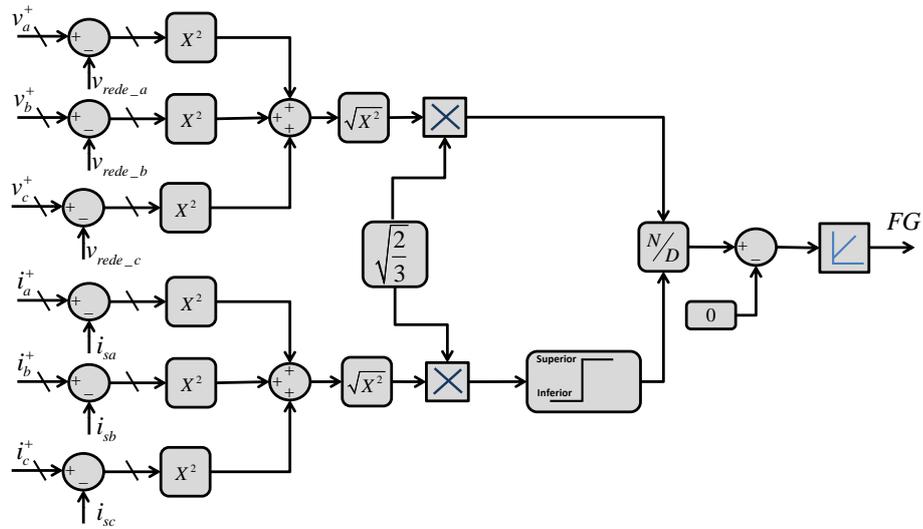
#### 4.2.2.2 Impedância Harmônica

A impedância harmônica do sistema é extraída através das correntes harmônicas do estator juntamente com a tensão harmônica do estator. O diagrama de blocos para o cálculo da impedância harmônica é apresentado na Figura 42.

Conforme mencionado anteriormente, a tensão de sequência positiva de cada fase, é subtraída de seu valor original, gerando portanto a componente harmônica presente na tensão, em seguida é obtido o seu valor coletivo. Para a determinação da corrente harmônica presente no sistema, o procedimento é semelhante ao adotado para a tensão.

Obtido os valores da tensão harmônica e dividindo pela corrente harmônica, obtém-se portanto, a impedância harmônica do sistema. Este valor é comparado com zero, pois o objetivo é obter uma baixa impedância. Assim, as componentes harmônicas presentes no sistema

Figura 42 – Impedância harmônica.



Fonte: Próprio Autor.

irão fluir pelo filtro.

### 4.3 Considerações Finais

Conforme apresentado na introdução deste capítulo, o *DFIG* durante a sua operação, além de injetar potência na rede, influencia na distorção da forma de onda da corrente, problema este provocado devido as harmônicas produzidas por este aerogerador. Além deste problema, já se conhece que as harmônicas produzidas por este tipo de máquina, podem conter harmônicos não característicos. Diante deste problema, neste capítulo foi apresentado uma estrutura que visa minimizar os problemas ocasionados por esta máquina, através de filtro híbrido, no qual apresenta em sua estrutura uma malha passiva, com dupla sintonia e uma malha ativa.

A modelagem da malha passiva é complexa visto que, a princípio, para a determinação das componentes é feita com base em aproximação. Para tanto foi necessário utilizar ferramenta computacional, através do método de Nelder-Mead Simplex, conforme descrito na seção referente.

Para a malha ativa, foi realizado a modelagem matemática, na qual foi necessário considerar três casos a serem estudados. O primeiro analisado abordou o cálculo visando apenas a frequência fundamental. Já para os demais foram levados em consideração as harmônicas de sequência simétrica e assimétrica, e o cálculo da estrutura da malha passiva.

Por fim, é apresentado o diagrama envolvendo cada passo do controle da malha ativa.



Tabela 2 – Parâmetros da rede.

Parâmetros	Valores Nominais	Unidades
Tensão $3\phi$	690	V
Resistência $R_g$	0.01	$\Omega$
Relação de curto circuito $RCC$	15	
Indutância $L_g$	49,46	$\mu\text{H}$
Frequência $f$	60	Hz

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 3 – Parâmetros do *DFIG*.

Parâmetros	Valores Nominais	Unidades
Tensão $3\phi$	690	V
Potência nominal	1,5	MVA
Resistência do estator $R_s$	0,0043	<i>p.u.</i>
Reatância do estator $X_s$	0,0809	<i>p.u.</i>
Resistência do rotor referenciada ao estator $R_r$	0,0048	<i>p.u.</i>
Reatância do rotor referenciada ao estator $X_r$	0,0871	<i>p.u.</i>
Reatância de magnetização $X_m$	3,459	<i>p.u.</i>
Frequência $f$	60	Hz

Fonte: (LI *et al.*, 2010).

harmônicos.

Vale ressaltar que foram realizadas algumas tentativas de diferentes formas, para inserir harmônicas na rede através do aerogerador, por exemplo alterando a saturação da máquina. Porém, através desta, a inserção de harmônicos não foi possível. Assim, foi utilizada a técnica apresentada na Figura 43, conforme mencionado anteriormente.

Os parâmetros da rede são apresentados na Tabela 2.

Os Parâmetros do aerogerador utilizado para a simulação estão apresentados na Tabela 3.

Para o cálculo dos parâmetros da malha passiva foi considerado para o cálculo da quinta harmônica  $K_{Tx} = 2\%$  e para a terceira harmônica  $K_{Tx} = 2\%$ . Os valores obtidos estão apresentados na Tabela 4.

Devido à presença dos elementos passivos, espera-se que ocorra deslocamento na

Tabela 4 – Parâmetros da malha passiva.

Parâmetros	Valores Nominais	Unidades
Capacitância $C_1$	680	$\mu\text{F}$
Indutância $L_1$	41,39	$\mu\text{H}$
Resistência $R_1$	0,0052	$\Omega$
Indutância $L_n$	24,53	$\mu\text{H}$
Resistência $R_n$	0,0019	$\Omega$

Fonte: Próprio Autor.

forma de onda da corrente do rotor. Este fato é verificado através dos resultados obtidos.

O valor da capacitância no elo CC utilizada em ambas as simulações foi de  $4700 \mu F$ .

O *software* utilizado para a simulação foi o *PSCAD/EMTDC*. Na próxima seção são mostrados e discutidos os resultados obtidos.

### 5.3 Resultados de Simulações

Os resultados obtidos são apresentados no decorrer desta seção, onde será observado três etapas distintas durante a simulação. A primeira etapa analisada compreende o momento que antecede a inserção dos harmônicos, a segunda corresponde ao instante no qual são inseridos os harmônicos a terceira etapa corresponde ao instante no qual o sistema atinge o regime permanente.

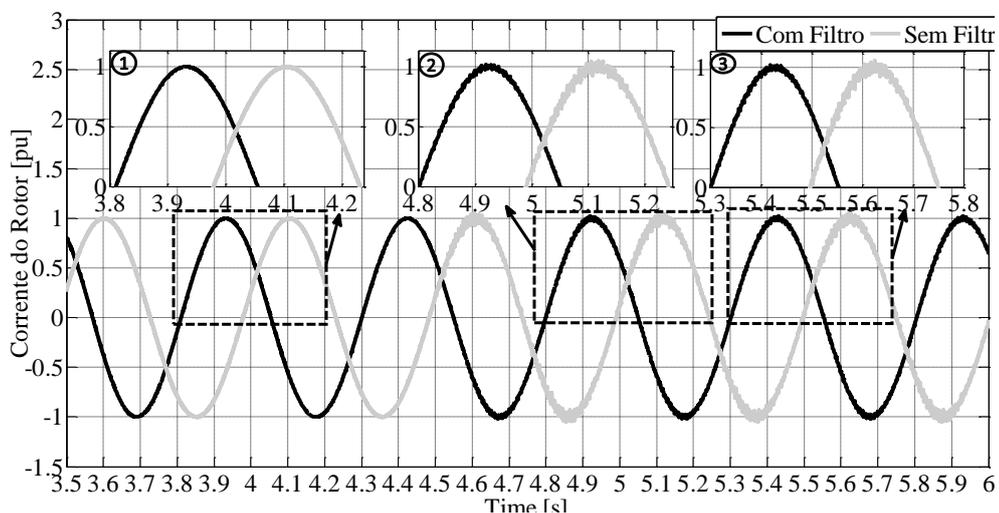
O modelo com filtro, está relacionada a topologia proposta. Já para a topologia clássica foi relacionada com o modelo sem filtro, conforme são apresentados no resultados.

Na Figura 44, é vista a forma de onda da corrente do rotor, dada em *p.u.*

Devido à presença da malha passiva, ocorre o deslocamento entre as fases. São apresentados três quadros, o primeiro mostra que ambas as correntes apresentam ondulações moderadas. O segundo estágio, com a inserção dos harmônicos, mostra que para a técnica clássica (sem Filtro), pode-se observar elevadas distorções, quando comparada a estratégia proposta (com Filtro), e por fim, no terceiro estágio, já em regime permanente, verifica-se que o modelo utilizando a topologia proposta, apresentou menor *ripple* de corrente.

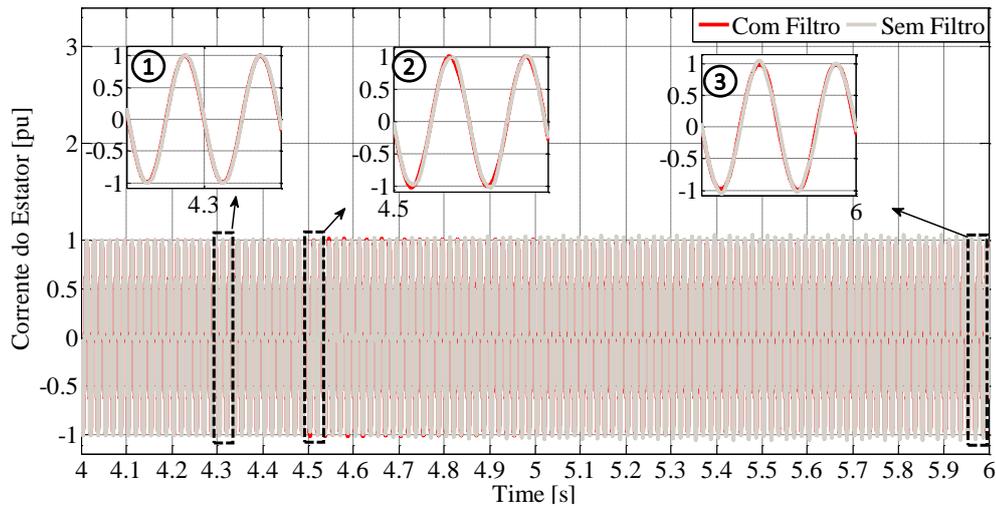
Na Figura 45 é verificado a forma de onda da corrente do estator. Devido a presença

Figura 44 – Corrente do rotor.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 45 – Corrente do estator.



Fonte: Próprio Autor.

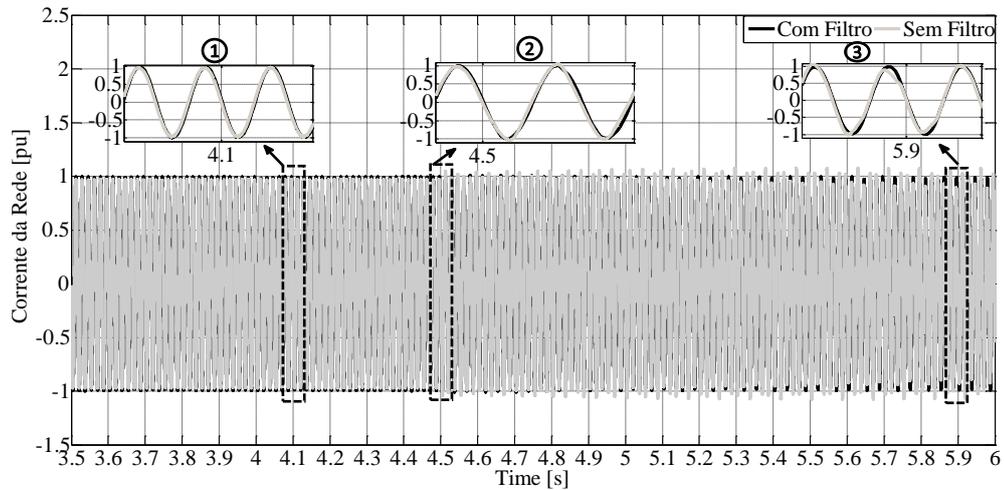
da malha passiva na topologia proposta, ocorre o deslocamento da forma de onda, quando comparada com a estratégia utilizando o modelo clássico. Verifica-se que no primeiro quadro ambas as formas de onda são semelhantes, porém, com a inserção dos harmônicos, verificado nos dois últimos quadros, o a topologia clássica apresenta em sua forma de onda um leve achatamento no pico da corrente.

A Figura 46 mostra a forma de onda da corrente da rede. No primeiro estágio as formas de onda são semelhantes, isto indica que ambas as topologias apresentam distorções da mesma ordem, porém para os próximos estágios, verifica-se que na estrutura proposta a forma de onda da corrente permanece senoidal, enquanto que no modelo tradicional, apresenta leve distorção próximo ao pico da onda. Este leve achatamento, provavelmente se deve a presença da terceira harmônica.

A Figura 47 mostra as correntes no filtro híbrido divididas em duas parcelas, a saber: a corrente total do filtro híbrido, e a parcela correspondente ao filtro ativo. O primeiro estágio, mostra as formas de ondas das correntes após ser inserido as componentes harmônicas. No segundo estágio, o sistema ainda em regime transitório e no terceiro estágio apresenta o sistema em regime permanente.

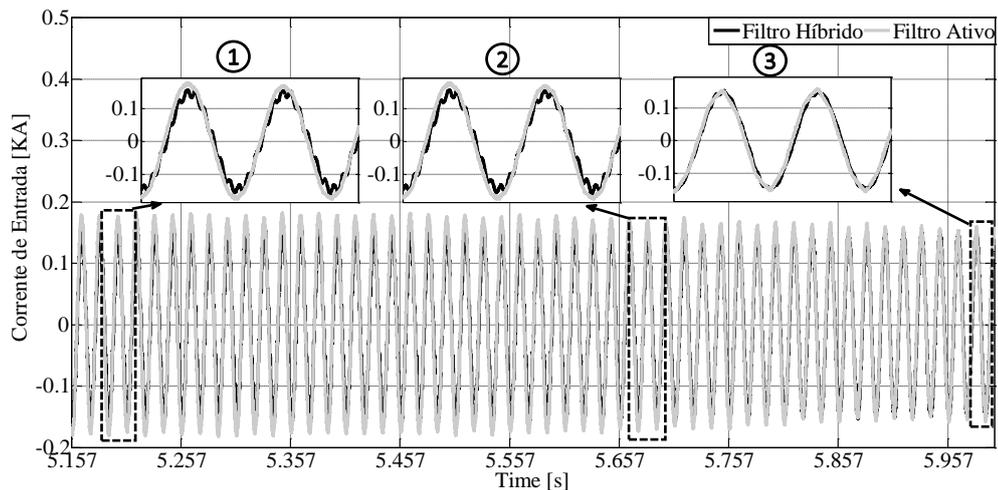
Verifica-se que as formas de onda da corrente total do filtro híbrido, apresenta elevadas distorções, enquanto que a parcela de corrente relativa ao filtro ativo apresenta menores distorções. Após o regime permanente ambas as parcelas apresentam formas bastante semelhantes, dado que a diferença entre elas é a corrente que flui pela malha passiva (3ª e 5ª harmônicas). É importante lembrar que a maior parte da corrente que flui pelo filtro ativo é originário da

Figura 46 – Corrente da rede.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 47 – Corrente do filtro.



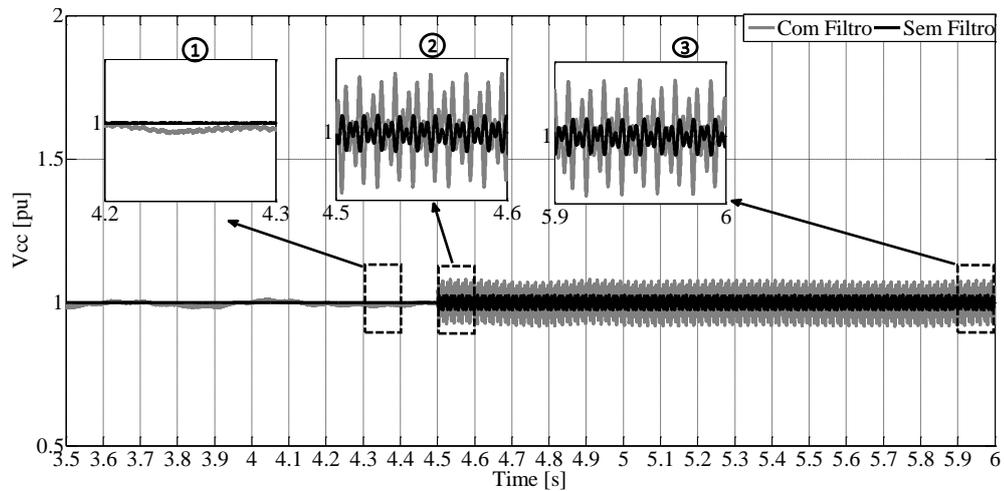
Fonte: Próprio Autor.

energia que flui pelo conversor *back-to-back*, uma vez que o aerogerador está operando em condição supersíncrona. Isto significa que o fluxo de energia por este conversor tem o sentido do rotor para a rede elétrica.

A forma de onda da tensão no elo CC é apresentada na Figura 48, onde é verificado que ambas as topologias apresentam resultados semelhantes no primeiro estágio, porém, após a inserção dos harmônicos, ambas as estruturas apresentam aumento na ondulação da tensão no elo CC.

Vale ressaltar que, para a estrutura do filtro híbrido, o valor de referência da tensão do elo CC foi fixado em 500 V enquanto que para a estrutura tradicional, o valor de referência foi fixado em 1200 V. Isto foi possível devido a presença da malha passiva. Pois o capacitor

Figura 48 – Tensão no elo CC.

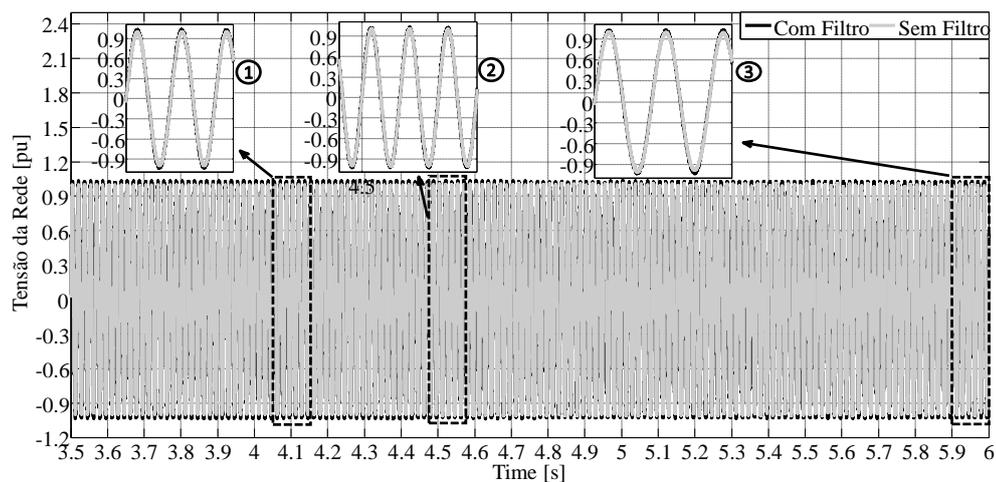


Fonte: Próprio Autor.

juntamente com os indutores, permitem reduzir as tensões nos terminais do conversor, tanto para a componente fundamental quanto para as harmônicas. Os valores percentuais registrados para ondulação de tensão para a topologia com filtro híbrido foi igual a 8%, enquanto que para a topologia tradicional foi igual a 3%.

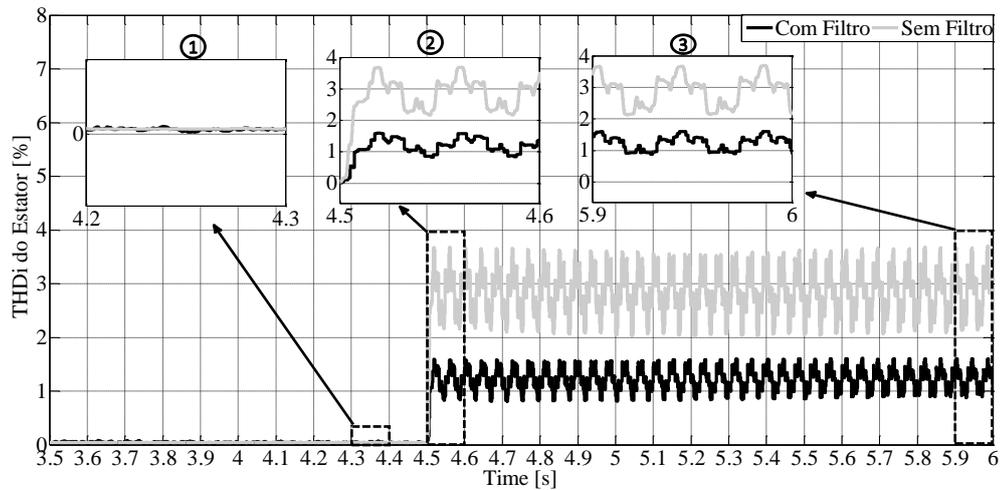
A tensão na rede elétrica nos três estágios analisados, apresentam comportamento semelhante sendo portanto, possível verificar na Figura 49. Este resultado é esperado devido o fato da rede ser forte.

Figura 49 – Tensão na rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor.

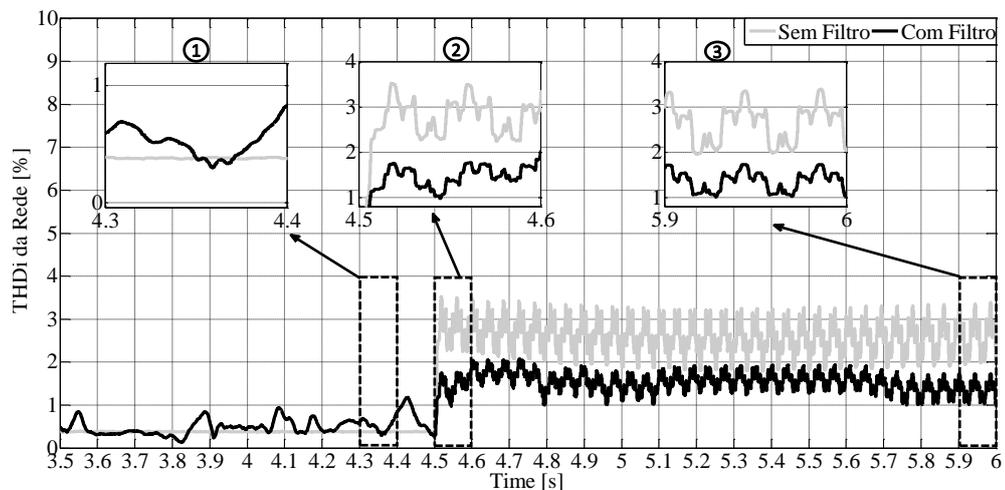
O *THD* de corrente do estator é apresentado na Figura 50. No primeiro estágio, ambas as topologias apresentam comportamento semelhante com níveis de distorções harmônicas

Figura 50 – *THD* de corrente do estator.

Fonte: Próprio Autor.

totais em torno de 0,04%. Para os demais estágios é verificado que a estrutura do filtro híbrido, apresenta valor de *THD* médio, aproximadamente 1,3% enquanto que para o modelo clássico, a taxa de distorção harmônica média é aproximadamente 2,8%.

Os resultados apresentados na Figura 51, refere-se ao *THD* de corrente da rede. Em todos os estágios apresentados, ambas as estruturas apresentam um *THD* abaixo da norma *IEEE* 519-1992, ou seja, abaixo de 5%. Quando ocorre a inserção de harmônicos, o modelo proposto apresenta *THD* médio aproximadamente igual a 1,5%, enquanto que para a topologia clássica o valor do *THD* corresponde a 2,8%.

Figura 51 – *THD* de corrente na rede elétrica.

Fonte: Próprio Autor.

## 5.4 Análise Final

Conforme os resultados apresentados nesta seção verificou-se a redução da tensão do barramento CC para 500 V. Este é um valor bem inferior ao nível de tensão comumente empregado nos aerogeradores para este mesmo nível de potência e tensão nominal da rede, onde geralmente os valores estão compreendidos entre 1,2 e 1,5 kV.

Esta importante característica será refletida nas especificações das chaves e elementos passivos do barramento, uma vez que permitirá o projeto utilizando dispositivos para menores níveis de tensão de operação, o que significa menor custo para todo o sistema.

Contudo foi verificado que a estrutura proposta ainda apresenta uma variação de tensão no elo CC em torno de 8%, após a inserção dos harmônicos. De posse desses resultados, verifica-se a necessidade de uma análise mais detalhada a respeito do projeto do controlador e da modelagem.

O elevado nível de distorção harmônica inserido através do controle do conversor do lado da máquina, não prejudicou o desempenho da topologia proposta, como também quase não prejudicou a topologia clássica. Vale ressaltar que o *THD* ainda permaneceu abaixo dos 5% para ambos os casos.

## 6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 Conclusão Geral

Este trabalho mostrou o desenvolvimento de uma nova topologia para turbinas eólicas baseadas em gerador de indução duplamente alimentado, aplicada ao conversor do lado da rede, no qual é inserido um filtro híbrido, onde foi analisado cada aspecto do controle utilizado, tanto para a malha passiva, quanto para a malha ativa.

Durante o desenvolvimento deste trabalho, alguns problemas surgiram, para o cálculo dos parâmetros da malha passiva, que foram contornados através do método para a minimização da função utilizando para este caso, o método Nelder-Mead Simplex. Através dos resultados obtidos, foi verificado que o método analisado mostrou-se eficiente. Ao utilizar a malha passiva para compensar harmônicos de maiores amplitudes, implica que o filtro ativo utilizado, irá compensar menores amplitudes harmônicas.

Para turbinas eólicas com potência de até 1 MW, ou seja, turbinas que poderão ser utilizadas por grandes indústrias, inserindo-se no contexto da minigeração. A implementação desta topologia, visa além da geração de energia, filtrar os harmônicos inseridos devido as grandes máquinas presentes na indústria. Dessa forma, evita-se banco de capacitores para efetuar a correção do fator de potência, por exemplo.

Aerogeradores com potência nominal de 1,5 MW, possuem uma tensão no barramento CC, com valores compreendidos entre 1,2 e 1,5 kV. Para a topologia proposta, o valor da tensão foi reduzido para um valor nominal de 500 V. Esta característica implica em redução dos esforços nas chaves dos conversores, bem como redução do custo do conversor, pois as chaves irão operar numa menor faixa de tensão. A redução de tensão obtida para o elo CC implica em diminuição no custo dos capacitores que compõe este barramento.

Os grandes parques eólicos, principalmente os parques que utilizam os aerogeradores equipados com a tecnologia *DFIG*, têm buscado soluções para a redução de harmônicos produzidos pelo próprio parque, ao utilizar a topologia proposta. Devido cada aerogerador possuir filtro híbrido, não há necessidade de utilizar filtros adicionais no parque, para compensar harmônicos produzidos pelos aerogeradores. Logo, esta solução pode significar uma redução substancial no custo para o proprietário do parque eólico.

## 6.2 Sugestões Futuras

Como proposta para continuidade deste trabalho, alguns itens podem ser citados:

1. Um estudo mais aprofundado sobre a estratégia de controle proposta neste trabalho, buscando inserir novos conteúdos harmônicos no sistema, durante a simulação, uma vez que seria possível avaliar melhor o filtro ativo;
2. Realizar estudos mais detalhados com relação a potência consumida pela topologia proposta e pela topologia clássica;
3. Implementação da estratégia de controle através do *dSPACE*;
4. Realizar estudo comparativo envolvendo os resultados simulados com os resultados experimentais;
5. Pesquisar novas técnicas de controle, para a malha ativa, que visem a seletividade dos harmônicos, visando dessa forma uma redução do custo.

## REFERÊNCIAS

- ABNIKI, H.; NATEGHI, S.; GHANDEHARI, R.; RAZAVI, M. Harmonic analyzing of wind farm based on harmonic modeling of power system components. In: **Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2012 11th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 667–672.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984. ISSN 0093-9994.
- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. 1. ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN 9780470118931.
- AKHMATOV, V. **Analysis of Dynamic Behaviour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power**. Tese (Tese de Doutorado) — Technical University of Denmark, 2003.
- ANAYA-LARA, O.; JENKINS, N.; EKANAYAKE, J.; CARTWRIGHT, P.; HUGHES, M. **Wind Energy Generation: Modelling and Control**. [S.l.]: Wiley, 2009. ISBN 9780470748237.
- ANEEL. Agência Nacional de Energia Elétrica. **Capacidade de Geração do Brasil**. [S.l.], 2014. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>. Acesso em: 05 jan. 2014.
- ASIMINOAEI, L.; WIECHOWSKI, W.; BLAABJERG, F.; KRZESZOWIAK, T.; KEDRA, B. A new control structure for hybrid power filter to reduce the inverter power rating. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2712–2717. ISSN 1553-572X.
- BO, C.; XIANGJUN, Z.; YAO, X. Three tuned passive filter to improve power quality. In: **Power System Technology, 2006. PowerCon 2006. International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–5.
- BOLLEN, M. H. J.; CUNDEVA, S.; RONNBERG, S.; WAHLBERG, M.; YANG, K.; YAO, L. A wind park emitting characteristic and non-characteristic harmonics. In: **Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International**. [S.l.: s.n.], 2010. p. S14–22–S14–26.
- CARVALHO, P. **Geração Eólica**. [S.l.]: IMPRENSA UNIVERSITÁRIA, 2003. ISBN 85-7485-039-x.
- CGEE, Centro de Gestão e Estudos Estratégicos. **Análises e Percepções para o Desenvolvimento de uma Política de CT&I no Fomento da Energia Eólica no Brasil**. Brasil: Centro de Gestão e Estudos Estratégicos, 2012.
- CHANG, G.; CHU, S.; WANG, H. A new approach for placement of single-tuned passive harmonic filters in a power system. In: **Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 814–817 vol.2.
- CLARKE, E. **Circuit Analysis of AC Power Systems**. New York: Wiley, 1943. vol. I.
- CRESEB. Centro de Referência para Energia Solar e Eólica. **Atlas do potencial eólico brasileiro**. Brasília: Centro de referência para energia solar e eólica, 2001.

DJUROVIC, S.; WILLIAMSON, S. Influence of supply harmonic voltages on dfig stator current and power spectrum. In: **Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

DJUROVIC, S.; WILLIAMSON, S. Investigation of the impact of speed-ripple and inertia on the steady-state current spectrum of a dfig with unbalanced rotor. In: **Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

DUTRA, R. M. **Propostas de Políticas Específicas para Energia Eólica no Brasil após a Primeira Fase do PROINFA**. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.

EPE. Empresa de Pesquisa Energética. **Leilões**. [S.l.]: Empresa de Pesquisa Energética, 2012.

FAN, L.; YUVARAJAN, S.; KAVASSERI, R. Harmonic analysis of a dfig for a wind energy conversion system. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 1, p. 181–190, 2010. ISSN 0885-8969.

GAILLARD, A.; POURE, P.; SAADATE, S. Active filtering capability of wecs with dfig for grid power quality improvement. In: **Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2365–2370.

GRAHAM, Q. The m. m. f. wave of polyphase windings: With special reference to sub-synchronous harmonics. **A.I.E.E., Journal of the**, v. 46, n. 2, p. 118–127, 1927. ISSN 0095-9804.

GWEC. Global Wind Energy Council. **The Global Status of Wind Power in 2012**. [S.l.]: Global Wind Energy Council, 2013. 1-17 p.

IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. **IEEE Std 519-1992**, p. 1–112, 1993.

JOKSIMOVIC, G.; DJUROVIC, M.; PENMAN, J. Cage rotor mmf: Winding function approach. **Power Engineering Review, IEEE**, v. 21, n. 4, p. 64–66, 2001. ISSN 0272-1724.

KASSAKIAN, J. O.; ASHLICHT, M.; VERGHESE, G. C. **Principles of Power Electronics**. 1. ed. [S.l.]: ADDISON WESLEY, 1991. ISBN 0201096897.

KASSICK, E. Harmônicas em sistemas industriais de baixa tensão. In: **INEP , 2010. UFSC, Universidade Federal de Santa Catarina**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–103.

KOVACS, P. K. **Transient Phenomena in Electrical Machines**. Amsterdam, Netherland: Elsevier, 1984.

LAGARIAS, J. C.; REEDS, J. A.; WRIGHT, M. H.; WRIGHT, P. E. Convergence properties of the nelder-mead simplex method in low dimensions. **Society for Industrial and Applied Mathematics**, v. 9, n. 1, p. 112–147, 1998.

LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: **Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 235–241.

- LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: **Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 235–241.
- LEONHARD, W. **Control of Electrical Drives**. 3. ed. New York: Springer, 2001.
- LI, S.; HASKEW, T. A.; JACKSON, J. Integrated power characteristic study of dfig and its frequency converter in wind power generation. **Renewable Energy an International Journal**, v. 35, n. 1, p. 42–51, 2010.
- LIAO, Y.; RAN, L.; PUTRUS, G.; SMITH, K. Evaluation of the effects of rotor harmonics in a doubly-fed induction generator with harmonic induced speed ripple. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 18, n. 4, p. 508–515, 2003. ISSN 0885-8969.
- LIMA, F. K. A.; SHIMODA, D. V. P.; ALMADA, J. B. e. a. Dfig using its fact features through the grid-side converter in grid-connected wind power application. **International Conference on Renewable Energies and Power Quality**, March 2012.
- LIMA, F. K. d. A. **Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão**. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.
- LINDHOLM, M.; RASMUSSEN, T. Harmonic analysis of doubly fed induction generators. In: **Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 837–841 Vol.2.
- LIU, S. Y. **Controle Direto de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- MING-CAI, K.; JIA-HUA, Z. Compensates the double tuned filter element parameter change based on the controllable reactor. In: **Electricity Distribution, 2008. CICED 2008. China International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–4.
- MORAIS, E. E. C. **Filtro Híbrido a Quatro Fios e Quatro Braços**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.
- PAPATHANASSIOU, S.; PAPADOPOULOS, M. Harmonic analysis in a power system with wind generation. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 21, n. 4, p. 2006–2016, 2006. ISSN 0885-8977.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929. ISSN 0096-3860.
- PETERSSON, A. **Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines**. Tese (Tese de Doutorado) — Chamers University of Technology, 2005.
- QUANG, N. P.; DITTRICH, J. A. **Vector Control of Three-Phase AC Machines**. Berlin: Springer, 2008. ISBN 978-3-540-79028-0.
- RIVAS, D.; MORAN, L.; DIXON, L.; ESPINOZA, J. Improving passive filter compensation performance with active techniques. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 50, n. 1, p. 161–170, 2003. ISSN 0278-0046.

- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. In: **Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 755–760. ISSN 1553-572X.
- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; MUJAL, R.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 58, n. 1, p. 127–138, 2011. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 5173–5178. ISSN 1553-572X.
- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; ETXEBERRIA, I.; HERMOSO, J.; TEODORESCU, R. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters. In: **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2239–2246.
- SHOSTAN, S.; DETTMANN, K.-D.; PURELLKU, I.; SCHULZ, D. Harmonics and powers of doubly fed induction generators at balanced sinusoidal voltages. In: **Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2010 International School on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 213–217.
- SHOSTAN, S.; DETTMANN, K.-D.; THANH, T. D.; SCHULZ, D. Harmonic propagation in a doubly fed induction generator of a wind energy converter. In: **Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 101–108.
- SENINI, S.; WOLFS, P. Systematic identification and review of hybrid active filter topologies. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 394–399 vol.1.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999. ISSN 0278-0046.
- TEIXEIRA, D. A. **Análise das Distorções Harmônicas - Estudo de caso de um Sistema Industrial**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.
- TOMASQUIM, T. M. **Novo modelo do setor elétrico brasileiro**. Brasil: Synergia, 2011.
- TREMBLAY, E.; ATAYDE, S.; CHANDRA, A. Direct power control of a dfig-based wecs with active filter capabilities. In: **Electrical Power Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- VESTAS. Vestas v164. Disponível em: <<http://www.vestas.com>>. Acesso em: 10 dez. 2013. 2013.
- WATANABE, E. H.; AREDES, M.; SASSO, E. M. Investigação dos modelos de circuitos de sincronismo trifásicos baseados na teoria das potências real e imaginária instantâneas (p-pll e q-pll). **Congresso Brasileiro de Automática**, Setembro 2002.

WESTLAKE, A. J. G.; BUMBY, J. R.; SPOONER, E. Damping the power-angle oscillations of a permanent-magnet synchronous generator with particular reference to wind turbine applications. **Electric Power Applications, IEE Proceedings -**, v. 143, n. 3, p. 269–280, 1996. ISSN 1350-2352.

WILLIAMSON, S.; DJUROVIC, S. Origins of stator current spectra in dfigs with winding faults and excitation asymmetries. In: **Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 563–570.

WU, C.-J.; CHIANG, J.-C.; YEN, S.-S.; LIAO, C.-J.; YANG, J.-S.; GUO, T.-Y. Investigation and mitigation of harmonic amplification problems caused by single-tuned filters. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 13, n. 3, p. 800–806, 1998. ISSN 0885-8977.

ZHANG, D.; XU, W.; LIU, Y. On the phase sequence characteristics of interharmonics. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 20, n. 4, p. 2563–2569, 2005. ISSN 0885-8977.

## APÊNDICE A – TRANSFORMADA DE CLARKE E PARK

### A.1 Introdução

Nesta seção será apresentada as transformadas de Clarke e Park. Ambas as transformadas reduzem um sistema de três dimensões em um sistema representado por duas dimensões. No primeiro, os referenciais são estacionários, enquanto que no segundo, os referenciais são girantes. A seguir será apresentado com mais detalhe cada transformada.

### A.2 Transformada de Clarke

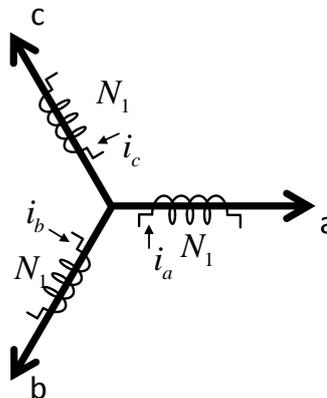
Na transformada de Clarke ou transformada  $\alpha\beta 0$ , o sistema trifásico é convertido para um sistema de 2 vetores ortogonais e estacionários. A sequência zero do sinal, só existirá em sistemas a 4 fios, desequilibrados (para o caso de correntes) ou sistemas desbalanceados (para o caso de tensões).

Na Figura 52 é representado o sistema de eixos trifásico, baseado nas equações abaixo,

$$\begin{aligned} x_a(t) &= \sqrt{2}V \cos(\omega t), \\ x_b(t) &= \sqrt{2}V \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ x_c(t) &= \sqrt{2}V \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

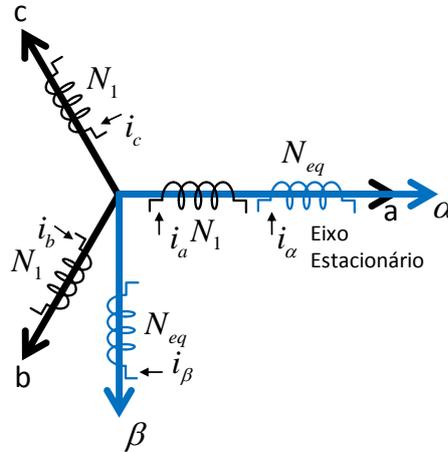
onde  $x_a, x_b$  e  $x_c$  são variáveis genéricas que podem ser corrente quanto tensão.

Figura 52 – Sistema de eixos trifásico.



Fonte: Próprio Autor

Figura 53 – Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica.



Fonte: Próprio Autor

Conforme verifica-se na Figura 53, verifica-se um sistema com dois eixos estacionários e ortogonais entre si.

De forma geral tem-se as seguintes equações em coordenadas estacionárias,

$$x_{\alpha} = x_a - \sin 30 \cdot x_b - \sin 30 \cdot x_c, \quad (\text{A.2})$$

$$x_{\beta} = 0 \cdot x_a + \cos 30 \cdot x_b - \cos 30 \cdot x_c. \quad (\text{A.3})$$

de forma generalizada, tem-se

$$x_{\alpha} = k_1 \cdot \left( x_a - \frac{1}{2} \cdot x_b - \frac{1}{2} \cdot x_c \right), \quad (\text{A.4})$$

$$x_{\beta} = k_1 \cdot \left( 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_c \right). \quad (\text{A.5})$$

Inserindo a componente Homopolar tem-se,

$$x_0 = k_1 \cdot (k_2 \cdot x_a + k_2 \cdot x_b - k_2 \cdot x_c). \quad (\text{A.6})$$

De posse das equações (A.4), (A.5) e (A.6), escrevendo na forma matricial tem-se,

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_0 \end{bmatrix} = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

onde a letra  $x$  refere-se a grandeza que deve ser transformada e os índices  $\alpha$  e  $\beta$  representam os eixos desalinhados entre si  $90^\circ$ .

Conforme verifica-se em (A.7) destaca-se a matriz de transformação de Clarke, determinada por,

$$T_{Ck} = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

onde  $T_{Ck}$  significa transformada de Clarke.

Conforme a invariância em potência, é possível realizar a seguinte transformação,

$$T_{Ck} \cdot T_{Ck}^{-1} = I_3. \quad (\text{A.9})$$

resolvendo A.9, tem-se que  $K_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$  e  $K_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , substituindo esses valores em (A.7) tem-se,

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.10})$$

A transformada inversa de Clarke é indicada em A.11

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.11})$$

Para o sistema 3 fios a componente homopolar  $x_0$  é nula, logo a representação para um sistema trifásico a 3 fios tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.12})$$

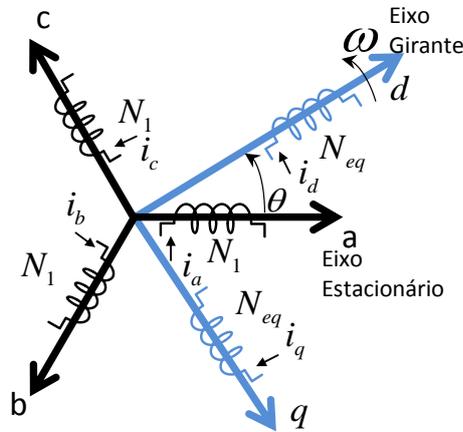
através da decomposição dos vetores simétricos  $x_\alpha$ ,  $x_\beta$  e  $x_c$ .

No caso das máquinas elétricas,  $x$  além de representar corrente e tensão como mencionado anteriormente pode também representar o fluxo magnético.

### A.3 Transformada de Park

A transformada de Park ou transformada  $dq0$  é muito importante para o estudo do controle de campo orientado, pois suas grandezas representadas tornam-se constantes no tempo. Devido a isso o modelo matemático das máquinas tornam-se simplificadas.

Figura 54 – Transformação física de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica com referencial síncrono.



Fonte: Próprio Autor

Para a transformada de Park, os eixos são compostos por dois vetores ortogonais, torna-se girante com uma determinada frequência, como pode-se verificar na Figura 54.

A resolução é semelhante a apresentada na seção anterior para a transformada  $\alpha\beta 0$ .

Logo, a transformada de Park é representado através de A.13

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.13})$$

e a sua transformada inversa como

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.14})$$

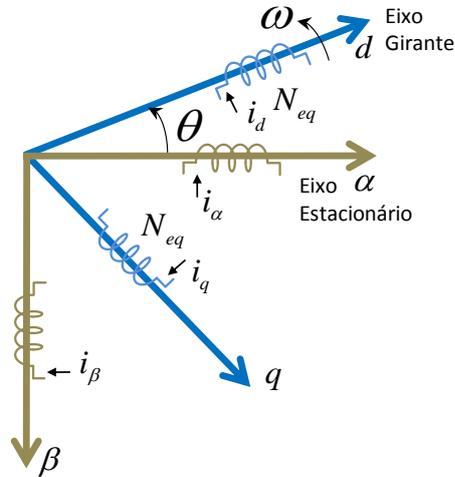
onde  $\theta$  corresponde ao ângulo de sincronismo obtido através de um sistema de sincronização.

Para um sistema trifásico equilibrado, não há componentes de sequência zero, logo tem-se

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.15})$$

As componentes  $dq0$  aplicam-se ao valores instantâneos das grandezas a serem transformadas, não são aplicados aos valores eficazes.

Figura 55 – Transformação física entre um referencial estacionário com referencial síncrono.



Fonte: Próprio Autor

Conforme apresentado na Figura 55, é possível a partir da transformada  $\alpha\beta$  obter a transformada  $dq$  ou vice-versa.

Em (A.16) é apresentado a equação matemática para o sistema descrito na Figura 55.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.16})$$

e a sua representação inversa na forma matricial como

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

De posse das equações (A.16) e (A.17), torna-se possível realizar a mudança do sistema das coordenadas estacionárias para as coordenadas girantes, e vice-versa.