



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ENGENHARIA ELÉTRICA**

**RAMON DA SILVA VALENTIM**

**ESTUDO COMPARATIVO SOBRE SISTEMAS DE SINCRONIZAÇÃO EM RELAÇÃO  
AO DESEMPENHO DE UMA TURBINA TIPO III**

**FORTALEZA**

**2023**

RAMON DA SILVA VALENTIM

ESTUDO COMPARATIVO SOBRE SISTEMAS DE SINCRONIZAÇÃO EM RELAÇÃO AO  
DESEMPENHO DE UMA TURBINA TIPO III

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Morais.

FORTALEZA

2023

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

---

V246e Valentim, Ramon da Silva.  
Estudo comparativo sobre sistemas de sincronização em relação ao desempenho de uma turbina do tipo III  
/ Ramon da Silva Valentim. – 2023.  
92 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia,  
Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.

Orientação: Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Morais.

1. Sistemas de Sincronização. 2. MDSOGI-FLL. 3. MSOSF. 4. Sistema de Turbina do Tipo 3. 5. DFIG.  
I. Título.

CDD 621.3

---

RAMON DA SILVA VALENTIM

ESTUDO COMPARATIVO SOBRE SISTEMAS DE SINCRONIZAÇÃO EM RELAÇÃO AO  
DESEMPENHO DE UMA TURBINA TIPO III

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao  
Curso de Graduação em Engenharia Engenharia  
Elétrica do Centro de Tecnologia da Universi-  
dade Federal do Ceará, como requisito parcial à  
obtenção do grau de bacharel em Engenharia  
Engenharia Elétrica.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo  
Morais (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco  
Universidade de Fortaleza (Unifor)

A Deus, por sempre me guiar em cada um dos meus caminhos. Aos meus pais, Francisco e Sudanizia, que sempre acreditaram em mim e me motivaram a continuar, apesar das circunstâncias.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por ser a minha fonte de força e determinação nos momentos difíceis e desafiadores da minha vida.

Aos meu pais, Fracisco de Assis Valentim e Sudanizia Galucho da Silva Valentim, que sempre me apoiaram e me ensinaram a jamais desistir

Ao Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Moraes, pela excelente orientação, pela paciência e pelas valiosas sugestões, que contribuíram imensamente para o meu aprendizado.

Aos professores participantes da banca examinadora Dr. Dalton de Araújo Honório e Dr. Juliano de Oliveira Pacheco pelo tempo disponível, pelas valiosas colaborações e sugestões.

Ao Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima, pela excelente orientação durante a iniciação científica e pelo valioso conhecimento repassado.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, que de alguma forma contribuíram com o meu crescimento pessoal, profissional e acadêmico.

Aos amigos e colegas do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração a Sistemas de Energia (LAPIS), pelos momentos de aprendizagem e pelo compartilhamento de conhecimento.

Aos meus amigos pessoais, Carlos Eduardo, Manuel Valdez e Rafael Costa, por toda ajuda e momentos de descontração e amizade.

Aos meus colegas da turma de graduação, que fizeram parte desta longa jornada de aprendizagem e crescimento.

"A pesquisa é a criação de novos  
conhecimentos." (Neil Armstrong)

## RESUMO

Os sistemas de sincronização são algoritmos de controle utilizados para fazer a detecção de algumas das principais variáveis da rede elétrica. Eles são capazes de rastrear grandezas como o ângulo de fase, a frequência e as componentes de sequência, do fasor tensão da rede elétrica. Nesse sentido, cada uma destas grandezas são informações necessárias nos sistemas de controle dos conversores de potência da geração distribuída. É a partir destas informações que os conversores são capazes de assegurar a integração dos sistemas de geração com a rede elétrica, garantindo um fluxo contínuo de transferência potência. Dessa forma, com o aumento da demanda da geração distribuída, por fontes de energias renováveis e com a existência de normas de rede cada vez mais exigentes, diversos estudos têm sido desenvolvidos na área dos sistemas de sincronização. Neste trabalho foi desenvolvido um estudo comparativo entre dois algoritmos de sincronização: o Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem Modificado com Malha de Captura de Frequência (MDSOGI-FLL) e o Filtro de Sequência de Segunda Ordem Modificado (MSOSF). Para introduzir o assunto, inicialmente foi apresentado alguns dos principais sistemas de sincronização presentes na literatura. Além disso, o MDSOGI-FLL e o MSOSF foram analisados, de forma isolada, com alguns distúrbios comuns da rede elétrica, a fim de verificar as suas funções de sincronização e a capacidade de filtragem de cada um dos sistemas. Posteriormente, foi feito um aprofundamento em relação a estrutura e as características de um sistema de turbina eólica do tipo 3, que é o tipo de sistema de turbina mais utilizado no setor de energia eólica. Por fim, foi feita a aplicação e a análise dos dois sistemas de sincronização na simulação de um sistema de turbina do tipo 3, onde foram aplicados distúrbios envolvendo desbalanços de tensão e componentes harmônicas de tensão. O ambiente de simulação utilizado para a realização de todos os ensaios do estudo foi o PSCAD EMTDC.

**Palavras-chave:** Sistemas de Sincronização; MDSOGI-FLL; MSOSF; Sistema de turbina do tipo 3; DFIG.



## ABSTRACT

Synchronization systems are control algorithms used to detect some of the main variables in the electrical grid. They are able to track variables such as the phase angle, frequency, and sequence components of the voltage phasor of the electrical grid. In this sense each of these variables are necessary information which are used in the control systems of distributed generation power converters. It is through this information that converters are able to ensure the integration of the generation systems with the electrical grid, guaranteeing a continuous flow of power transfer. In this way, with the increased demand for distributed generation, for energy renewable sources and with the existence of increasingly demanding grid codes, several studies have been developed in the area of synchronization systems. In this work, a comparative study between two synchronization systems was developed: the Modified Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop (MDSOGI-FLL) and the Modified Second Order Sequence Filter (MSOSF). To introduce the subject, some of the main synchronization systems in the literature were initially presented. In addition, the MDSOGI-FLL and MSOSF were analyzed, in isolation, with some common disturbances of the electrical grid, in order to verify their synchronization functions and the filtering capability of each of the systems. Subsequently, a deepening was done in relation to the structure and characteristics of a type 3 wind turbine system, which is the most used type of turbine system in the wind energy area. Finally, the application and analysis of the two synchronization systems was carried out in the simulation of a type 3 turbine system, where disturbances involving voltage unbalances and voltage harmonic components were applied. The simulation environment used to carry out all the tests in the study was PSCAD EMTDC.

**Keywords:** Synchronization Systems; MDSOGI-FLL; MSOSF; Type 3 wind turbine system, DFIG.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema do DFIG . . . . .	20
Figura 2 – Estrutura do PLL . . . . .	25
Figura 3 – Estrutura do SRF-PLL . . . . .	25
Figura 4 – Estrutura do DDSRF-PLL . . . . .	27
Figura 5 – Rede de Desacoplamento . . . . .	27
Figura 6 – Estrutura do SOGI-QSG . . . . .	28
Figura 7 – Estrutura do DSOGI-PLL . . . . .	29
Figura 8 – Estrutura do MSTOGI-PLL . . . . .	30
Figura 9 – Estrutura interna do MSTOGI . . . . .	31
Figura 10 – Estrutura do DSC-PLL . . . . .	32
Figura 11 – Estrutura Interna do DSC-PLL . . . . .	32
Figura 12 – Estrutura do CDSC-PLL . . . . .	33
Figura 13 – Estrutura do SOGI-FLL . . . . .	33
Figura 14 – Sistema do DSOGI-FLL . . . . .	34
Figura 15 – Sistema do DSOGI-FLL Normalizado . . . . .	35
Figura 16 – SOGI-QSG Modificado . . . . .	36
Figura 17 – Resposta em Frequência de $Q(s)$ e $Q'(s)$ . . . . .	37
Figura 18 – Malha de controle do MSOSF . . . . .	38
Figura 19 – Resposta em frequência - MSOSF . . . . .	39
Figura 20 – Integradores do MSOSF . . . . .	40
Figura 21 – Integradores do MDSOGI-FLL . . . . .	41
Figura 22 – Malha de Rejeição CC do MSOSF . . . . .	41
Figura 23 – Malha de Rejeição CC do MDSOGI-FLL . . . . .	42
Figura 24 – Circuito isolado simples . . . . .	43
Figura 25 – Desbalanço de tensão do sistema . . . . .	43
Figura 26 – Filtragem da sequência positiva da tensão – MDSOGI-FLL . . . . .	43
Figura 27 – Filtragem do Desbalanço - MSOSF . . . . .	44
Figura 28 – Circuito isolado simples . . . . .	45
Figura 29 – Componente CC no sistema . . . . .	45
Figura 30 – CC - MDSOGI-FLL . . . . .	46
Figura 31 – CC - MSOSF . . . . .	46

Figura 32 – Circuito isolado simples . . . . .	47
Figura 33 – Harmônicas do sistema . . . . .	48
Figura 34 – Disposição do espectro das harmônicas Fase A . . . . .	48
Figura 35 – Harmônicas - MDSOGI-FLL . . . . .	49
Figura 36 – Harmônicas - MSOSF . . . . .	49
Figura 37 – Sistema de turbina do tipo 3 . . . . .	51
Figura 38 – Variação do sistema de turbina do tipo 3 . . . . .	52
Figura 39 – Circuito do crowbar . . . . .	53
Figura 40 – Sistema do DFIG operando no modo super-síncrono . . . . .	54
Figura 41 – Circuito equivalente do DFIG . . . . .	55
Figura 42 – Esquema do Conversor do Lado da rede . . . . .	57
Figura 43 – Consideração adotada no método do controle vetorial . . . . .	57
Figura 44 – Modelo Dinâmico do Conversor . . . . .	59
Figura 45 – Diagrama de Controle do CLR . . . . .	60
Figura 46 – Esquemático do conversor do lado da máquina . . . . .	61
Figura 47 – Controle de potência do CLM . . . . .	63
Figura 48 – Simulação do sistema de potência do parque eólico . . . . .	65
Figura 49 – Simulação dos parâmetros do bloco do parque eólico . . . . .	67
Figura 50 – Simulação do sistema de controle do CLR . . . . .	68
Figura 51 – Simulação do sistema de controle do CLM . . . . .	68
Figura 52 – Simulação PI com anti wind-up . . . . .	68
Figura 53 – Simulação do sistema de modulação para o DFIG . . . . .	69
Figura 54 – Simulação do MDSOGI-FLL . . . . .	70
Figura 55 – Estrutura interna do bloco do MDSOGI-FLL . . . . .	70
Figura 56 – FLL aplicado ao MDSOGI . . . . .	71
Figura 57 – Simulação do sistema do MSOSF . . . . .	71
Figura 58 – FLL aplicado ao MSOSF . . . . .	72
Figura 59 – Simulação do DSOGI-FLL . . . . .	73
Figura 60 – FLL aplicado ao DSOGI . . . . .	73
Figura 61 – Sistemas utilizados para a geração de desbalanço de tensão e harmônicas . . . . .	74
Figura 62 – Carga não-linear utilizada . . . . .	74
Figura 63 – Tensões de Fase do Lado da Rede . . . . .	75

Figura 64 – Tensão do elo CC para o DSOGI-FLL . . . . .	76
Figura 65 – Tensão do elo CC para o MDSOGI-FLL . . . . .	76
Figura 66 – Tensão do elo CC para o MSOSF-FLL . . . . .	77
Figura 67 – Relação entre Potência de Referência do Estator e Potência do Estator Medida com DSOGI-FLL . . . . .	78
Figura 68 – Relação entre Potência de Referência do Estator e Potência do Estator Medida com MDSOGI-FLL . . . . .	78
Figura 69 – Relação entre Potência de Referência do Estator e Potência Medida do Estator, com MSOSF-FLL . . . . .	78
Figura 70 – Relação entre Potência de Reativa de Referência e Potência Reativa Medida, com DSOGI-FLL . . . . .	79
Figura 71 – Relação entre Potência de Reativa de Referência e Potência Reativa Medida, com MDSOGI-FLL . . . . .	80
Figura 72 – Relação entre Potência de Reativa de Referência e Potência Reativa Medida, com MSOSF-FLL . . . . .	80
Figura 73 – Relação entre Torque Eletromagnético e Torque Mecânico, com DSOGI-FLL	81
Figura 74 – Relação entre Torque Eletromagnético e Torque Mecânico, com MDSOGI-FLL	81
Figura 75 – Relação entre Torque Eletromagnético e Torque Mecânico, com MSOSF-FLL	82

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Fator de desequilíbrio K . . . . .	44
Tabela 2 – Capacidade de Rejeição CC . . . . .	47
Tabela 3 – Percentual de Distorção das Harmônicas da Fase A . . . . .	48
Tabela 4 – Distorção Harmônica Total por Fase . . . . .	50
Tabela 5 – Tabela Resumo do Desempenho das Simulações - Capacidade de Filtragem	50
Tabela 6 – Parâmetros de Simulação da Máquina Assíncrona - DFIG . . . . .	65
Tabela 7 – Parâmetros Relacionados a Turbina Eólica . . . . .	66
Tabela 8 – Valores Obtidos para a Tensão do elo CC . . . . .	77
Tabela 9 – Valores Obtidos para a Tensão do elo CC para o DSOGI-FLL . . . . .	77
Tabela 10 – Valores Mensurados para a Potência Ativa do Estator . . . . .	79
Tabela 11 – Potência Ativa do Estator para o DSOGI-FLL . . . . .	79
Tabela 12 – Valores Obtidos para a Potência Reativa do Estator . . . . .	80
Tabela 13 – Valores Obtidos para a Potência Reativa do Estator com DSOGI-FLL . . . . .	80
Tabela 14 – Torque eletromagnético para o MDSOGI-FLL e para o MSOSF-FLL . . . . .	82
Tabela 15 – Torque Eletromagnético para o DSOGI-FLL . . . . .	82
Tabela 16 – Torque mecânico equivalente para o MDSOGI-FLL e para o MSOSF-FLL . . . . .	82
Tabela 17 – Torque mecânico equivalente para o DSOGI-FLL . . . . .	83

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	analógico-digital
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
CDSC-PLL	Cancelamento de Sinal Atrasado em Cascata com Malha de Captura de Fase
CLM	conversor do lado da máquina
CLR	conversor do lado da rede
DDSRF-PLL	Sistema de Referência Síncrono Duplo e Desacoplado com Malha de Captura de Fase
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
DSC-PLL	Cancelamento de Sinal Atrasado com Malha de Captura de Fase
DSOGI-FLL	Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Malha de Captura de Frequência
DSOGI-PLL	Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Malha de Captura de Fase
DSP	Processadores Digitais de Sinal
DVR	Restaurador Dinâmico de Tensão
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FLL	Malha de Captura de Frequência
FPSC	<i>Fundamental Positive Sequence Calculator</i>
IEA	Agência Internacional de Energia
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LAPIS	Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência e Integração a Sistemas de Energia
MDSOGI-FLL	Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem Modificado com Malha de Captura de Frequência
MSOSF	Filtro de Sequência de Segunda Ordem Modificado
MSTOGI-PLL	Integrador Generalizado Misto de Segunda e Terceira Ordem com Malha de Captura de Fase

NSOGI-FLL	Integrador Generalizado de Segunda Ordem Normalizado com Malha de Captura de Frequência
ONS	Operador Nacional do Sistema
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	controlador proporcional integral
PLL	Malha de Captura de Fase
PNSC	<i>Positive and Negative Sequence Calculator</i>
PSC	<i>Positive Sequence Calculator</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SOGI-FLL	Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Malha de Captura de Frequência
SOGI-QSG	Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Gerador de Sinal em Quadratura
SRF-PLL	Sistema de Referência Síncrono com Malha de Captura de Fase
VCO	oscilador controlado por tensão

## LISTA DE SÍMBOLOS

$v'$	Tensão de saída do SOGI-QSG
$\varepsilon_v$	Sinal de erro do SOGI-QSG
$\omega'$	Frequência do SOGI-QSG
$k$	Ganho do SOGI-QSG
$qv'$	Sinal em quadratura do SOGI-QSG
$\omega_0$	Frequência do MSTOGI
$V_g$	Tensão de entrada do MSTOGI
$V_\beta$	Tensão de saída do MSTOGI
$V'$	Tensão do DSC
$N$	Valor de atraso do sinal
$T$	Período fundamental da rede
$h$	Ordem da harmônica
$k'$	Número de operadores de atraso
$n$	Fator de atraso
$\gamma$	Ganho gama do FLL
$\varepsilon_f$	Erro do FLL
$\Gamma$	Constante de normalização do FLL
$t_s$	Tempo de assentamento do FLL
$V$	Tensão resultante da soma das saídas do SOGI-QSG
$k'_0$	Ganho de rejeição DC
$m_p$	Ganho inicial do MSOSF
$m_f$	Ganho final do MSOSF
$m_{dc}$	Ganho de Rejeição DC do MSOSF
$\omega$	Frequência do MSOSF
$K$	Fator de desequilíbrio
$V_a$	Tensão da fase A



$V_b$	Tensão da fase B
$V_c$	Tensão da fase C
$V_m$	Tensão média entre as fases
$V_p$	Tensão de pico
$s$	Variável de escorregamento da máquina
$\omega_s$	Frequência angular do estator
$\omega_r$	Frequência angular do rotor
$V_s^s$	Tensão do estator no referencial do estator
$R_s$	Resistência do estator
$I_s$	Corrente do estator
$R_R$	Resistência do rotor
$I_R$	Corrente do rotor
$\psi_R$	Fluxo magnético do rotor
$\psi_s$	Fluxo magnético do estator
$\omega_1$	Frequência angular síncrona
$\omega_2$	Frequência de escorregamento da máquina
$L_m$	Indutância de magnetização
$L_\sigma$	Indutância do DFIG
$i_g^s$	Corrente que sai do DFIG para rede
$T_e$	Torque eletromagnético
$n_p$	número de pólos da máquina
$i_f$	Corrente do filtro de saída do CLR
$V_{gd}$	Tensão da rede elétrica no eixo direto
$V_{gq}$	Tensão da rede elétrica no eixo em quadratura
$i_{gd}$	Corrente no eixo direto
$i_{gq}$	Corrente no eixo em quadratura
$V_d$	Tensão do eixo direto
$V_q$	Tensão do eixo em quadratura

$L$	Indutância do filtro aplicado ao CLR
$V_{dc}$	Tensão do elo CC
$V_s$	Tensão da rede elétrica
$i_{dref}$	Tensão do eixo em quadratura
$P_s$	Potência ativa do estator
$Q_s$	Potência reativa do estator
$P$	Potência mecânica da turbina
$T$	Torque mecânico
$\rho$	Densidade relativa do ar
$A_r$	Área do rotor
$V_w$	Velocidade do vento
$C_p$	Coefficiente de potência
$W_m$	Velocidade da máquina
$K_{wup}$	Ganho de wind-up
$K_{pq}$	Ganho proporcional
$K_{iq}$	Ganho integrativo
$tri$	Modulação triangular 1
$tri_R$	Modulação triangular 2
$\omega_n$	Frequência atural do sistema
$\zeta$	Fator de amortecimento
$V_{pm\acute{a}x}$	Valor máximo de tensão do elo DC
$V_{pm\acute{i}n}$	Valor mínimo de tensão do elo DC
$P_{sm\acute{a}x}$	Valor máximo de potência ativa do estator
$P_{sm\acute{i}n}$	Valor mínimo de potência ativa do estator
$Q_{spm\acute{a}x}$	Valor máximo de potência reativa do estator
$Q_{sm\acute{i}n}$	Valor mínimo de potência reativa do estator
$T_{em\acute{i}n}$	Torque eletromagnético mínimo
$T_{mm\acute{i}n}$	Torque mecânico mínimo

$T_{em\acute{a}x}$	Torque eletromagnético máximo
$T_{m\acute{a}x}$	Torque mecânico máximo
$V_{dc}$	Tensão do elo DC
$T_{meq}$	Torque mecânico equivalente
$\Delta T_e$	Varição do torque eletromagnético
$\Delta P$	Varição da potência ativa do estator
$\Delta Q$	Varição da potência reativa do estator
$\Delta V$	Varição da tensão do elo DC
$\Delta T_m$	Varição do torque mecânico

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>20</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos</b>	<b>23</b>
<b>1.2</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>23</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE SINCRONIZAÇÃO</b>	<b>24</b>
<b>2.1</b>	<b>PLL</b>	<b>24</b>
<b>2.2</b>	<b>SRF-PLL</b>	<b>25</b>
<b>2.3</b>	<b>DDSRF-PLL</b>	<b>26</b>
<b>2.4</b>	<b>SOGI-QSG</b>	<b>27</b>
<b>2.5</b>	<b>DSOGI-PLL</b>	<b>29</b>
<b>2.6</b>	<b>MSTOGI-PLL</b>	<b>30</b>
<b>2.7</b>	<b>DSC-PLL</b>	<b>31</b>
<b>2.8</b>	<b>DSOGI-FLL</b>	<b>33</b>
<b>2.9</b>	<b>MDSOGI-FLL</b>	<b>35</b>
<b>2.10</b>	<b>MSOSF</b>	<b>37</b>
<b>2.11</b>	<b>Comparação MDSOGI-FLL e MSOSF</b>	<b>39</b>
<b>2.12</b>	<b>Desbalanço de Tensão - MDSOGI-FLL e MSOSF</b>	<b>42</b>
<b>2.13</b>	<b>DC-Offset - MDSOGI-FLL e MSOSF:</b>	<b>45</b>
<b>2.14</b>	<b>Harmônicas - MDSOGI-FLL e MSOSF:</b>	<b>47</b>
<b>2.15</b>	<b>Conclusão:</b>	<b>50</b>
<b>3</b>	<b>SISTEMA DE TURBINA DO TIPO 3</b>	<b>51</b>
<b>3.1</b>	<b>Conversor do lado da rede (CLR)</b>	<b>56</b>
<b>3.2</b>	<b>Conversor do lado da máquina (CLM)</b>	<b>61</b>
<b>3.3</b>	<b>Conclusão</b>	<b>63</b>
<b>4</b>	<b>ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O DSOGI-FLL, MDSOGI-FLL E O MSOSF SOBRE A OPERAÇÃO DO DFIG</b>	<b>65</b>
<b>4.1</b>	<b>Ambiente de Simulação</b>	<b>65</b>
<b>4.2</b>	<b>Simulação - MDSOGI-FLL</b>	<b>69</b>
<b>4.3</b>	<b>Simulação - MSOSF-FLL</b>	<b>70</b>
<b>4.4</b>	<b>Simulação - DSOGI-FLL</b>	<b>72</b>
<b>4.5</b>	<b>Distúrbios aplicados para efeito de análise</b>	<b>73</b>

<b>4.6</b>	<b>Resultados . . . . .</b>	<b>75</b>
<b>4.7</b>	<b>Discussão . . . . .</b>	<b>82</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>86</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>88</b>

## 1 INTRODUÇÃO

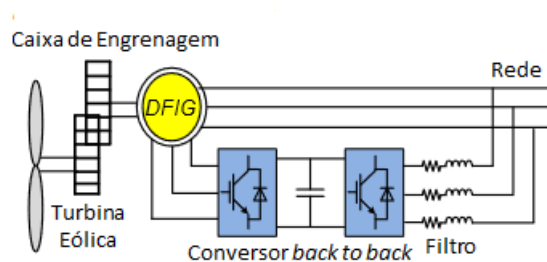
A crise energética que surgiu como consequência da invasão da Ucrânia pela Rússia trouxe diversas consequências para o mercado internacional de energia. De acordo com a Agência Internacional de Energia (IEA), um dos principais problemas observados durante este período foram as altas nos preços do gás natural e do carvão (IEA, 2023). Este aumento dos preços impactou diretamente na produção de energia elétrica, já que estes recursos ainda são utilizados nos sistemas de geração.

Contudo, apesar desta recente crise energética, um ponto positivo a ser destacado foi a contínua expansão dos sistemas de geração por energias renováveis. Em 2022 houve um aumento de quase 10% na capacidade total mundial de sistemas renováveis IRENA (2023). Isso demonstrou a resiliência de algumas das principais fontes de energia renovável como a eólica e a solar, durante o período.

Para o caso da energia eólica, em particular, há uma boa perspectiva de expansão em relação a cenários futuros. É esperado que até 2027 haja um aumento de cerca de 550 GW na capacidade mundial para eólicas *onshore* (GWEC, 2023). Já no Brasil, de acordo com o relatório de InfoVento da ABEEólica (2023), é esperado que até 2029 a capacidade instalada de eólicas seja de 50,7 GW. Dessa forma, com a perspectiva de crescimento deste tipo de geração, as expectativas pelo surgimento e utilização de novas tecnologias tem aumentado também.

Um das principais tecnologias que ainda é bastante utilizada para a geração distribuída em eólica é o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG). O DFIG também é conhecido na literatura como sistema de turbina do tipo 3, onde este tipo de turbina eólica é o tipo de turbina mais implementada no mundo (EL-SHARKAWI, 2016). A Figura 1 ilustra o esquema do sistema de turbina do tipo 3.

Figura 1 – Sistema do DFIG



Fonte: Abdelrahem *et al.* (2016).

Como o próprio nome sugere, o DFIG é um gerador de indução que é alimentado

por duas vias. Geralmente o enrolamento do estator é conectado à rede elétrica e o enrolamento do rotor é ligado a uma unidade conversora chamada de *back to back* (HANSEN, 2017).

O conversor *back to back* é um conversor estático bidirecional que possui um papel bastante importante no funcionamento do DFIG. É por meio dele que é feita a integração do gerador com a rede elétrica. Nesse sentido, ele atua fazendo a adequação da energia elétrica do gerador, de modo que ela seja repassada para a rede, sem muitos problemas e vice-versa (XU *et al.*, 2018). Apesar disso, a operação do DFIG ainda pode ser afetada de várias maneiras.

Os distúrbios de origem da rede elétrica principalmente os relacionados a qualidade de energia elétrica podem prejudicar a sua operação. As componentes harmônicas, os desbalanços de tensão e as componentes corrente contínua (CC) podem modificar o torque eletromagnético da máquina, além de causar variações de potência e até mesmo problemas mecânicos (RANI *et al.*, 2021). O surgimento destes distúrbios pode acontecer de inúmeras maneiras distintas.

As componentes harmônicas normalmente podem ser originadas a partir de dispositivos ou cargas que apresentam característica não linear na rede (componentes chaveados). Um bom exemplo disso são os próprios conversores estáticos da geração distribuída que podem ser enxergados como fontes de inserção de correntes harmônicas na rede (IEEE-STD-1159, 2019). Nesse sentido, para o caso do DFIG que apresenta um conversor bidirecional, é possível tanto injetar harmônicos na rede como receber harmônicos da rede elétrica, afetando a sua operação.

Por outro lado, as componentes CC podem surgir no sistema do DFIG como consequência do próprio dispositivo utilizado para o controle dos conversores estáticos. A conversão analógica-digital de Processadores Digitais de Sinal (DSP) aplicados ao sistema de controle pode ser um importante fator neste problema. Durante o processo digitalização de um sinal analógico por conversores analógico-digital (A/D) é bastante comum encontrar componentes CC nos sinais trabalhados (LYONS, 2004).

Para lidar melhor com alguns destes distúrbios, podem ser utilizadas diferentes tipos de técnicas de controle aplicadas ao DFIG. Algumas das alternativas mais comuns na literatura são a utilização de controladores para a compensação de sinais e a utilização de diferentes sistemas de sincronização.

Os métodos de compensação por controladores geralmente visam inserir um sinal com o objetivo de anular possíveis efeitos indesejados, nas formas de onda de tensão. Um exemplo disso é o Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR), apresentado em Peykarporsan *et al.* (2021). O DVR geralmente é utilizado em série ao sistema com o intuito de lidar com tensões

desequilibradas (PEYKARPORSAN *et al.*, 2021).

Por outro lado, também há os sistemas de sincronização, que são algoritmos de controle bastante utilizados em conversores estáticos, na geração distribuída. A ideia central destes algoritmos é fazer o rastreamento das informações de algumas das principais variáveis da rede elétrica: frequência, ângulo de fase e a componente de sequência positiva (ULLAH; ASHRAF, 2019). Nesse sentido, além de participarem na sincronização do gerador com a rede, eles precisam ser capazes de atender a certas especificações de normas de rede. Estas normatizações, por sua vez, visam garantir a integração do sistema de geração com a rede, de forma contínua e estável (IRENA, 2022a). Nesse ínterim, o sistema de geração precisa ter a sua continuidade assegurada mesmo diante de possíveis cenários desfavoráveis da rede.

Alguns destes cenários são as situações de variação de tensão que podem surgir pelos desbalanços e distorções de tensão. Isso pode ser melhor observado no submódulo 2.9 de Requisitos mínimos de qualidade de energia elétrica para acesso ou integração à Rede Básica (2020) do Operador Nacional do Sistema (ONS). Neste submódulo são especificados limites máximos de distorção harmônicas individual e total durante o procedimento de instalação e conexão nos ponto de ligação.

Dessa forma, é possível entender que os sistemas de sincronização possuem um papel importante tanto ao atender as diferentes exigências dos protocolos de rede como também ao lidar com os possíveis distúrbios da rede elétrica. Nesse sentido, existem vários tipos de algoritmos capazes de lidar com estas situações.

Neste trabalho será realizado um estudo comparativo a respeito de dois diferentes sistemas de sincronização aplicados ao DFIG: O Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem Modificado com Malha de Captura de Frequência (MDSOGI-FLL) e o Filtro de Sequência de Segunda Ordem Modificado (MSOSF) apresentado em Naqvi e Singh (2023).

As principais motivações por trás deste estudo comparativo são as semelhanças tanto na estrutura de controle dos sincronizadores como nas suas respectivas funções relacionadas a sincronização. Ambos os algoritmos apresentam característica de rejeição de componente CC e extração de componente de sequência positiva. Além disso, eles também conseguem lidar em diferentes níveis com as componentes harmônicas.

Todas estas características serão melhor apresentadas no Capítulo 2, onde é feita uma comparação isolada entre estes dois sistemas.

Durante o estudo será feita apenas a utilização dos algoritmos de sincronização puros,



ou seja, sem qualquer implementação de controladores externos para a compensação de sinais, dado a complexidade da aplicação.

## 1.1 Objetivos

– Objetivo Geral:

- Comparar o desempenho de operação de uma turbina do tipo 3, sob a ação de alguns distúrbios da rede elétrica (harmônicos e desbalanços de tensão), utilizando dois sistemas de sincronização (MSOSF e MDSOGI-FLL) com detecção de sequência positiva, rejeição de harmônicos e de nível CC.

– Objetivos Específicos:

- Simular e comparar o desempenho dos dois sistemas de sincronização citados, de forma isolada, por meio do *software* PSCAD/EMTDC;
- Aplicar os referidos sistemas de sincronização no sistema de controle do DFIG via *software* PSCAD/EMTDC;
- Apresentar e analisar os resultados obtidos graficamente via simulação do DFIG, verificando os prós e contras de cada sistema de sincronização ao lidar com diferentes distúrbios da rede.

## 1.2 Organização do Trabalho

No Capítulo 2 é apresentado alguns dos principais sistemas de sincronização encontrados na literatura, ressaltando as suas vantagens e desvantagens. Além disso, durante o capítulo são apresentados o MDSOGI-FLL e o MSOSF onde é feita uma comparação isolada entre os dois sistemas.

No Capítulo 3 é feito um maior aprofundamento em relação ao DFIG, apresentando algumas das suas principais características: conversor do lado da rede, conversor do lado do rotor, funções básicas e sistema de controle.

Já o Capítulo 4 destina-se a aplicação do MDSOGI-FLL e do MSOSF na simulação do DFIG, analisando o comportamento e a performance de cada um dos sincronizadores individualmente, diante dos distúrbios comuns da rede elétrica.

Por fim, no Capítulo 5 (Conclusão) é feita a apresentação dos resultados obtidos e também são propostas algumas sugestões que podem ser exploradas em trabalhos futuros.

## 2 SISTEMAS DE SINCRONIZAÇÃO

A utilização de fontes de energias renováveis como a solar e a eólica para a geração distribuída, tem sido uma realidade cada vez mais presente no cenário mundial. De acordo com o relatório de perspectiva de transições energéticas mundiais do (IRENA, 2022b), a parcela de geração de eletricidade vindo de energias renováveis deve aumentar para 65% até 2030.

Nesse sentido, uma das principais formas de interfaceamento entre os sistemas de geração eólica e solar e a rede elétrica são os conversores estáticos. Estes conversores precisam ser capazes de adaptar os parâmetros de geração aos parâmetros da rede, para que haja uma sintonia entre estes sistemas (DANTAS, 2018). É a partir desta ideia que surge a necessidade de haver sistemas de sincronização.

Os sistemas de sincronização são algoritmos que visam rastrear algumas das principais variáveis da rede elétrica como o ângulo de fase do fasor tensão, a amplitude do fasor tensão e até mesmo a frequência do sistema. Neste cenário, existe uma grande preocupação e uma grande procura por sistemas de sincronização que consigam detectar estas variáveis de forma eficiente e imediata (FONSECA *et al.*, 2018). Contudo, estes sistemas também devem atender algumas especificações definidas nos normas de rede.

As normas de rede fazem determinadas exigências para a garantia de continuidade dos serviços de geração. Para o caso da eólica e para o caso da solar existem algumas situações específicas estabelecidas. No item 5.4 do submódulo 2.1 dos procedimentos de rede da ONS é especificado que estas centrais de geração devem possuir sistemas de controle que contornem o seu desligamento diante de possíveis situações de instabilidade de tensão (ONS, 2020).

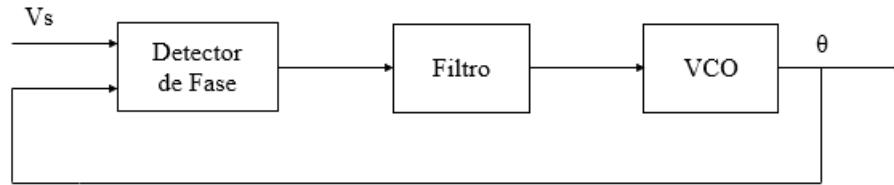
Dessa forma, é fundamental conhecer alguns sistemas de sincronização que podem ser utilizados tanto para realizar a sincronização do sistema de geração com a rede elétrica, como para auxiliar na continuidade deste serviço em diferentes cenários: desbalanço de tensão e distorções harmônicas.

### 2.1 PLL

A Malha de Captura de Fase (PLL) é uma técnica utilizada para rastrear o ângulo de fase de um sinal de entrada (NICASTRI; NAGLIERO, 2010), (HSIEH; HUNG, 1996). A sua estrutura pode ser melhor observada na Figura 2.

Conforme pode ser visto na Figura 2, a estrutura do PLL pode ser dividida em

Figura 2 – Estrutura do PLL



Fonte: Adaptado de GUO *et al.* (2011).

três blocos distintos. O primeiro é o bloco de detecção de fase, que é responsável por pegar a diferença entre o ângulo de fase do sinal de entrada e o ângulo de fase do sinal de saída, obtido pelo PLL (GUO *et al.*, 2011). Essa diferença, obtida na saída da detecção de fase, irá gerar um erro de fase que passará por um filtro.

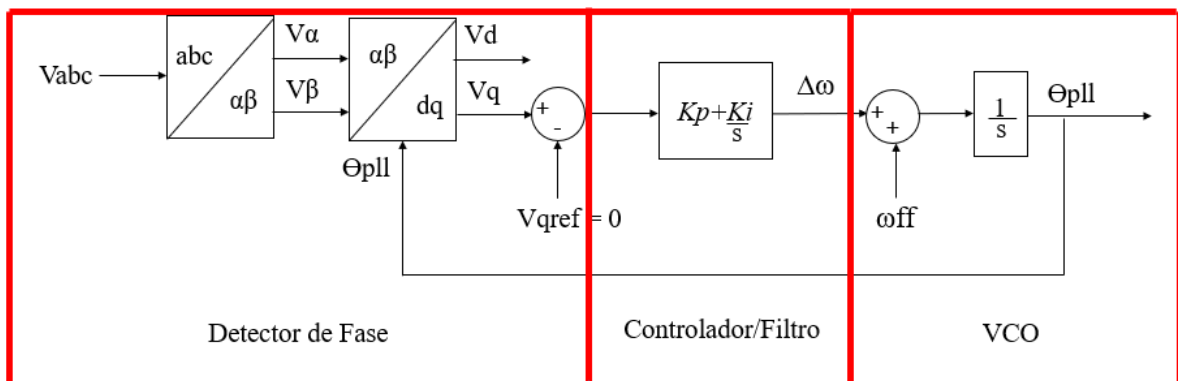
O filtro utilizado na estrutura do PLL apresenta a característica de filtro passa-baixa. Nesse sentido, a sua principal tarefa é promover uma atenuação das componentes de alta frequência (BOBROWSKA-RAFAL *et al.*, 2011). Sendo assim, o sinal filtrado pelo filtro passa-baixa é utilizado pelo oscilador controlado por tensão (VCO) para gerar o ângulo de fase na saída.

Esta estrutura do PLL é bastante comum e pode ser reaproveitada para o funcionamento de vários outros tipos de sistemas de sincronização. Alguns destes exemplos serão melhor abordados nos tópicos seguintes.

## 2.2 SRF-PLL

O Sistema de Referência Síncrono com Malha de Captura de Fase (SRF-PLL) é um dos algoritmos de sincronização mais utilizados em sistemas trifásicos (GUO *et al.*, 2011). A sua estrutura de controle pode ser observada a partir da Figura 3.

Figura 3 – Estrutura do SRF-PLL



Fonte: Adaptado de Nicastrì e Nagniero (2010).

Conforme pode ser visualizado na Figura 3, a estrutura do SRF-PLL é muito semelhante a estrutura vista na Figura 2. A principal diferença é que no bloco de detecção de fase é aplicado a transformada de Clarke (DUESTERHOEFT *et al.*, 1951) para os valores das tensões das fases e posteriormente é aplicada a transformada de Park (PARK, 1929).

Além disso, existe uma outra diferença importante nesta estrutura. O SRF-PLL consegue fazer a detecção da componente de sequência positiva (TEODORESCU *et al.*, 2011). Dessa forma, o valor de  $V_d$  é igual ao valor da amplitude desta componente.

Apesar de ser bastante utilizado, o SRF-PLL possui algumas desvantagens. A principal delas é que em situações de desbalanço de tensão e distorções harmônicas, a detecção do ângulo de fase pode acabar se tornando imprecisa e até mesmo a componente de sequência positiva em alguns casos (TEODORESCU *et al.*, 2011). Isso pode ocorrer principalmente na presença de distorções harmônicas com frequências mais baixas como a 5<sup>o</sup> harmônica, por exemplo.

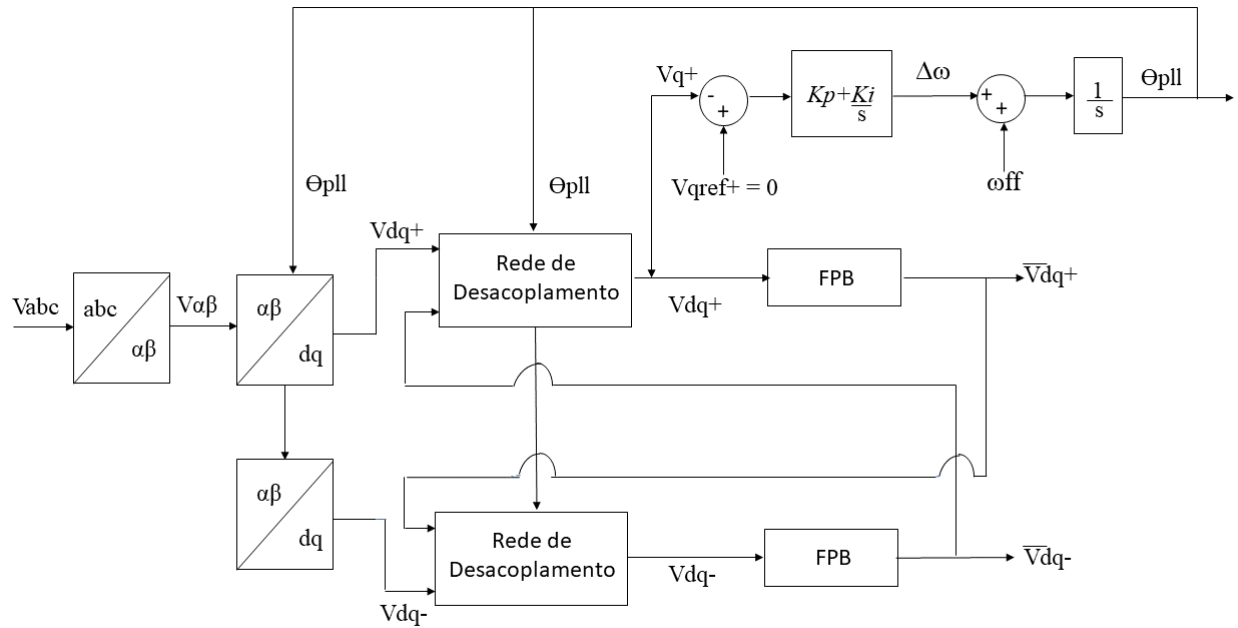
### 2.3 DDSRF-PLL

Diferentemente do que acontece com o método SRF-PLL, o Sistema de Referência Síncrono Duplo e Desacoplado com Malha de Captura de Fase (DDSRF-PLL) se baseia em 2 referenciais girantes no mesmo sistema de coordenadas (SINGH; BASAK, 2019). Um referencial dq é destinado a componente de sequência positiva e o outro referencial dq é destinado a componente de sequência negativa. As figuras 4 e 5 ilustram a sua estrutura e a sua função de desacoplamento.

Nesse sentido, a partir da Figura 4 é possível observar que além da estrutura tradicional do SRF-PLL, há duas redes principais de desacoplamento na sua composição. Estas rede de desacoplamento são responsáveis por extrair as componentes de sequência positiva e negativa do sistema (MÄKINEN; TUUSA, 2013). Essa característica, por sua vez, traz uma vantagem interessante ao sistema.

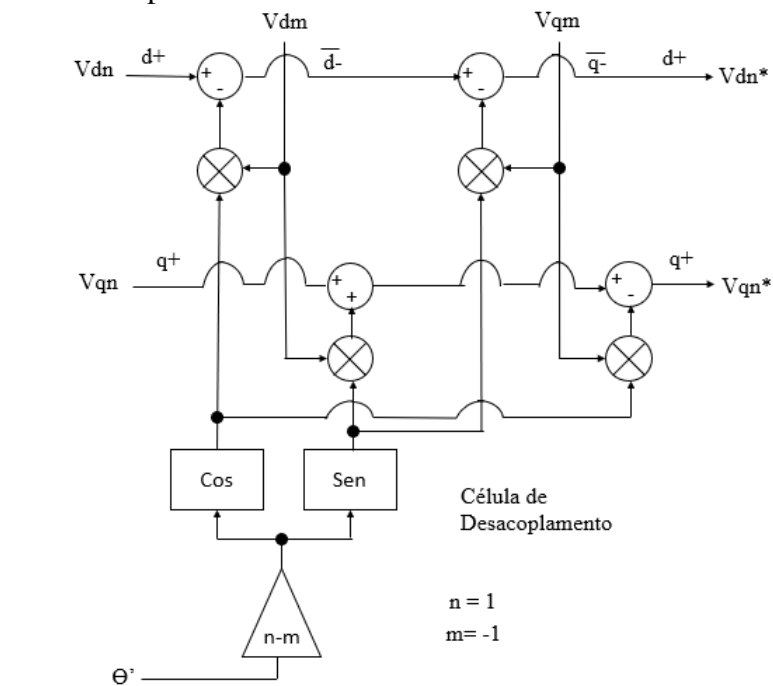
A principal vantagem do DDSRF-PLL é que ele consegue detectar a componente de sequência positiva de forma mais satisfatória, mesmo diante de possíveis desbalanços de tensão (NOURALINEJAD *et al.*, 2014). Isso acontece porque é possível extrair de forma isolada as componentes de sequência, ao contrário do que acontece no SRF-PLL.

Figura 4 – Estrutura do DDSRF-PLL



Fonte: Adaptado de Filipović *et al.* (2019).

Figura 5 – Rede de Desacoplamento



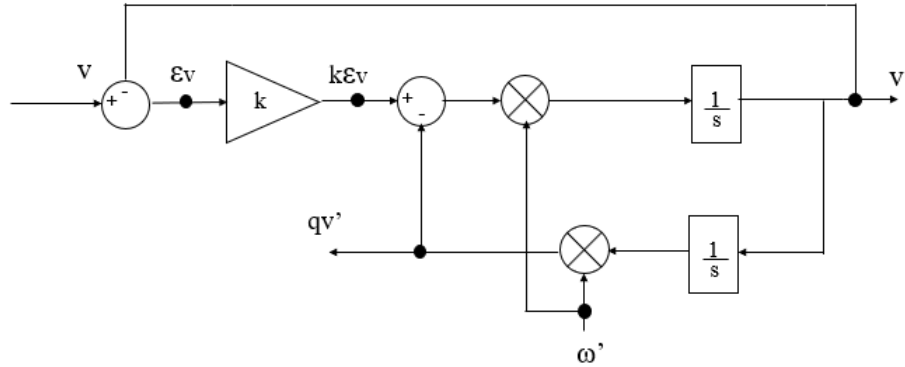
Fonte: Adaptado de Filipović *et al.* (2019).

## 2.4 SOGI-QSG

A estrutura do Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Gerador de Sinal em Quadratura (SOGI-QSG) foi proposta em Rodriguez *et al.* (2006a). Contudo, também é possível encontrar na literatura a denominação de GI – QSG, como em Xin *et al.* (2016). A Figura 6

ilustra melhor a estrutura do SOGI-QSG.

Figura 6 – Estrutura do SOGI-QSG



Fonte: Adaptado de Rodriguez *et al.* (2008).

Um dos objetivos do SOGI-QSG é realizar a filtragem de uma tensão de entrada  $v$ , gerando duas tensões de saída  $v'$  e  $qv'$ . As tensões de saída do SOGI-QSG são normalmente chamadas de sinais em quadratura, porque estes sinais de tensão são ortogonais (WANG, 2020). Na equação (2.1) é apresentada a função de transferência geral do SOGI-QSG.

$$SOGI(s) = \frac{v'(s)}{k\varepsilon_v} = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.1)$$

Onde  $v'$  é a tensão de saída,  $\varepsilon_v$  é o sinal de erro e  $\omega'$  é a frequência do filtro.

Com esta função de transferência é possível verificar que o SOGI-QSG partilha do mesmo princípio de funcionamento de um integrador senoidal de ganho infinito em frequências próximas a  $\omega'$  (RODRIGUEZ *et al.*, 2006a). Essa característica é bastante importante porque é através dela que é possível detectar diferentes frequências para um dado sistema. Isso não ocorre para o caso de um sistema com integrador puro em que o seu ganho é infinito apenas para a frequência de 0 Hz.

Por outro lado, as funções de transferência relacionadas as variáveis de saída do SOGI-QSG podem ser observadas respectivamente em (2.1) e (2.2):

$$\frac{v'(s)}{v} = \frac{ks}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.2)$$

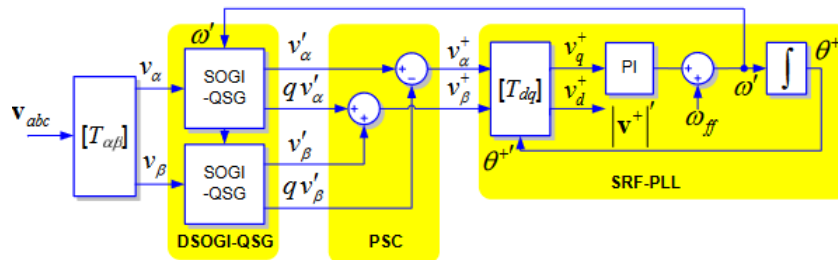
$$\frac{qv'(s)}{v} = \frac{k\omega'}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.3)$$

Nesse sentido, ao se analisar a resposta em frequência das duas funções é possível chegar a algumas conclusões. A função de transferência em (2.3) apresenta um comportamento bastante semelhante ao de um filtro passa-faixa de segunda ordem (WANG, 2020). Neste caso ao se alterar o valor de  $k$  no numerador é possível ampliar a sua faixa de atuação em diferentes frequências. A mesma ideia vale para a função de transferência (2.2). Contudo, a função de transferência em (2.2) apresenta o comportamento de um filtro passa-baixa (RODRIGUEZ *et al.*, 2009).

## 2.5 DSOGI-PLL

O Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Malha de Captura de Fase (DSOGI-PLL) foi apresentado em Rodríguez *et al.* (2006b). Ele consiste na utilização de quatro elementos: o Bloco da transformação de Clarke, o SOGI-QSG duplo, o *Positive Sequence Calculator* (PSC) e o sistema SRF-PLL. Esta estrutura pode ser melhor observada na Figura 7.

Figura 7 – Estrutura do DSOGI-PLL



Fonte: Rodríguez *et al.* (2006b).

A componente do PSC encontrada na estrutura é baseada no desenvolvimento de estudos, envolvendo as componentes de sequência que foram inicialmente apresentadas no trabalho de Fortescue (1918). Nesse sentido, como o próprio nome e a Figura 7 sugerem, o PSC pode ser utilizado para extrair a componente de sequência positiva do fasor tensão da rede. Esta componente possui uma função bastante parecida com a função da rede de desacoplamento do DDSRF-PLL. Contudo, a principal diferença é que não é feito o cálculo para a componente de sequência negativa no DSOGI-PLL.

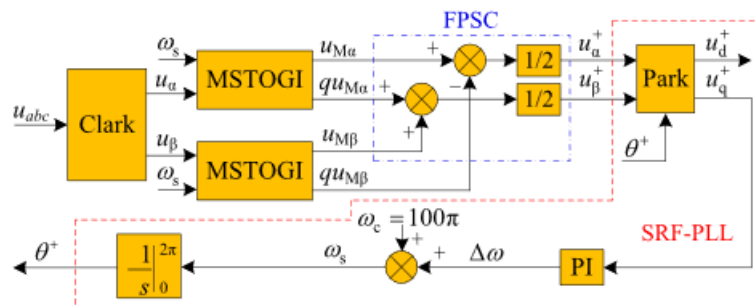
Apesar desta semelhança, a principal vantagem do DSOGI-PLL é que ele apresenta uma melhor adaptabilidade as variações de frequência. Isso ocorre porque o SOGI-QSG é uma estrutura que possui uma certa insensibilidade em relação as variações da frequência de entrada (RODRÍGUEZ *et al.*, 2006b).

Por outro lado, uma das principais desvantagens desta estrutura é que ela geralmente não lida tão bem com as distorções harmônicas. Isso ocorre porque os filtros presentes nos blocos de cada SOGI-QSG não são capazes de eliminar completamente as distorções harmônicas para frequências mais baixas (LOKESH; MISHRA, 2020). Desse modo, isso pode acabar afetando a operação do SRF-PLL na detecção do ângulo de fase.

## 2.6 MSTOGI-PLL

O Integrador Generalizado Misto de Segunda e Terceira Ordem com Malha de Captura de Fase (MSTOGI-PLL) foi proposto em Zhang *et al.* (2018). A sua estrutura de controle pode ser dividida em 4 componentes distintas: o bloco da transformação de Clarke, o bloco do MSTOGI, o *Fundamental Positive Sequence Calculator* (FPSC) e o sistema do SRF-PLL.

Figura 8 – Estrutura do MSTOGI-PLL



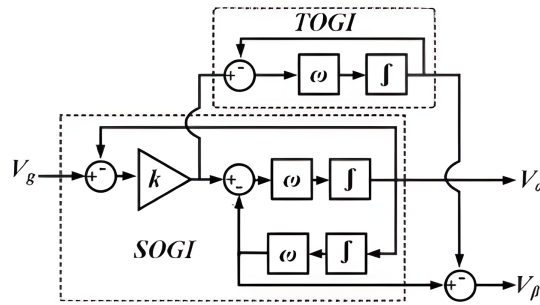
Fonte: Zhang *et al.* (2018).

Conforme pode ser visto na Figura 8, o MSTOGI-PLL é bastante semelhante com o DSOGI-PLL ilustrado na Figura 8. Contudo, a principal diferença entre estes sistemas sincronização é justamente o bloco do MSTOGI que possui uma malha de controle adicional ao bloco do SOGI-QSG. Essa malha de controle adicional *Third Order Generalized Integrator* (TOGI) apresenta uma característica importante para a rejeição da componente CC. Isso pode ser melhor visualizado na Figura 9.

Em condições normais o SOGI-QSG pode acabar permitindo a existência da componente CC na sua saída. Isso acontece porque a estrutura do filtro passa-baixa do SOGI-QSG não é capaz de eliminar completamente a componente CC na sua saída (PRAKASH *et al.*, 2019). Desse modo, a ramificação apresentada na Figura 9 acaba se tornando uma alternativa bastante interessante para a eliminação deste problema.



Figura 9 – Estrutura interna do MSTOGI



Fonte: Prakash *et al.* (2019).

Com a inclusão dessa malha de controle adicional no SOGI-QSG, a nova função transferência da saída passa a ser:

$$\frac{V_{\beta}}{V_g} = \frac{k\omega_o(s^2 + \omega_o^2)}{(s + \omega_o)(s^2 + k\omega_o s + \omega_o^2)} \quad (2.4)$$

Onde  $k$  é um ganho constante e  $\omega_o$  é a frequência do sistema.

Ao fazer a análise da resposta em frequência da função de transferência (2.4) é possível chegar a uma conclusão de melhoria em relação ao sistema anterior do SOGI-QSG. Isso ocorre porque esta nova função transferência apresenta a característica de um filtro passa-banda, fazendo com que seja possível atenuar a componente CC (ZHANG *et al.*, 2018).

## 2.7 DSC-PLL

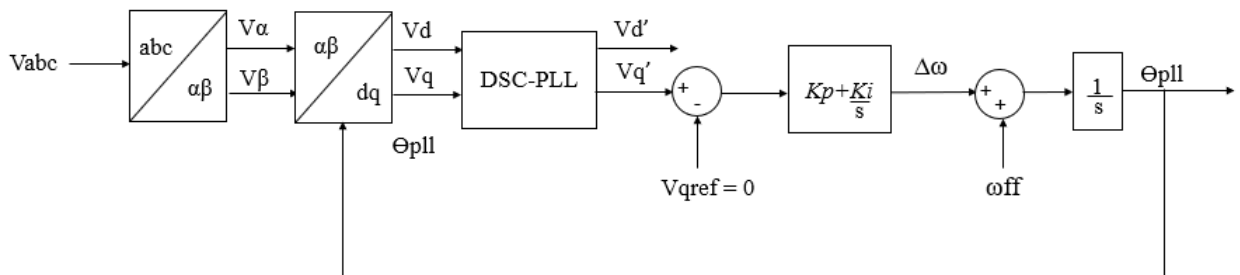
O Cancelamento de Sinal Atrasado com Malha de Captura de Fase (DSC-PLL), se baseia em uma técnica que visa realizar a anulação de determinados sinais, utilizando o princípio da superposição de sinais com atraso (ULLAH; ASHRAF, 2019), (GOLESTAN *et al.*, 2016). A sua estrutura pode ser melhor observada na Figura 10. Já na Figura 11 é possível verificar a estrutura interna do bloco do DSC-PLL.

Conforme pode ser observado na Figura 11, o DSC-PLL é constituído de quatro partes distintas: o bloco da transformação de Clarke, o bloco da transformação de Park, o bloco do próprio DSC e o próprio o sistema do PLL.

A equação do bloco do DSC pode ser dada como:

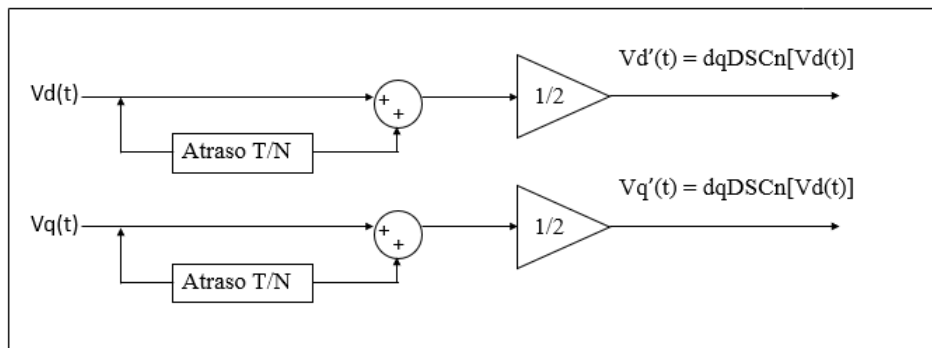
$$DSC_n = \frac{1}{2} \left[ V'(t) + V'(t - \frac{T}{N}) \right] \quad (2.5)$$

Figura 10 – Estrutura do DSC-PLL



Fonte: Adaptado de Jo *et al.* (2015).

Figura 11 – Estrutura Interna do DSC-PLL



Fonte: Huang e Rajashekara (2016).

Onde  $N$  é o valor de atraso do sinal e  $T$  é o período fundamental da rede.

Uma das vantagens desta técnica é que nela é possível fazer uma associação de vários blocos de DSC-PLL em série. Esta associação, por sua vez, é conhecida como Cancelamento de Sinal Atrasado em Cascata com Malha de Captura de Fase (CDSC-PLL). A sua estrutura pode ser ilustrada na Figura 12. O CDSC-PLL funciona como um filtro que pode atuar removendo várias harmônicas de tensão no ponto de conexão comum, antes do cálculo das componentes de sequência e do processo de estimação da fase (CHONG *et al.*, 2014).

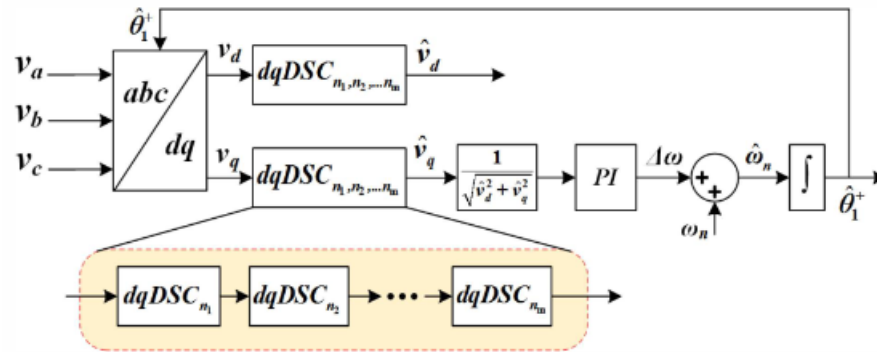
Dependendo do módulo da resposta em frequência do dqDSC é possível eliminar diferentes tipos de harmônicas (GOLESTAN *et al.*, 2015). Para  $|dqDSC_n(j\omega)| = 1$  por exemplo:

$$h = n(k \pm \frac{1}{2}) \quad (2.6)$$

Onde  $h$  é a ordem da harmônicas desejada,  $k$  é o número de operadores e  $n$  é o fator de atraso.

Contudo, uma das principais desvantagens desta técnica é justamente a sua própria implementação. Isso ocorre porque para eliminar várias componentes harmônicas simultanea-

Figura 12 – Estrutura do CDSC-PLL



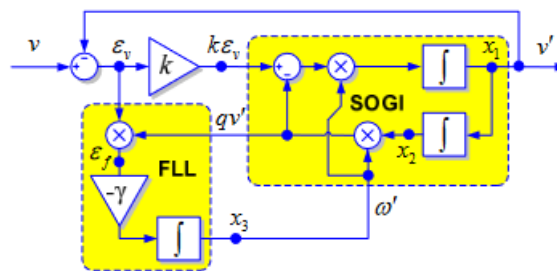
Fonte: Huang e Rajashekara (2016).

mente é necessário inserir mais fatores de atraso. Nesse sentido, o sistema acaba ficando mais sobrecarregado. Desse modo, o CDSC-PLL exige um maior esforço computacional para a sua aplicação (HUANG; RAJASHEKARA, 2017).

## 2.8 DSOGI-FLL

A Malha de Captura de Frequência (FLL) é uma estrutura que permite rastrear a frequência da rede elétrica. Ela foi proposta inicialmente em Rodriguez *et al.* (2006a) para atuar juntamente com o SOGI-QSG. O conjunto destas estruturas recebe o nome na literatura de Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Malha de Captura de Frequência (SOGI-FLL). A estrutura do SOGI-FLL é apresentada na Figura 13.

Figura 13 – Estrutura do SOGI-FLL



Fonte: Rodriguez *et al.* (2008).

A função de transferência resultante deste conjunto pode ser dada por:

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v} = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.7)$$

Onde  $\varepsilon_v$  é o sinal de erro,  $v$  e  $v'$  são as tensões de entrada e saída do SOGI-QSG e  $\omega'$  é frequência de saída do FLL.

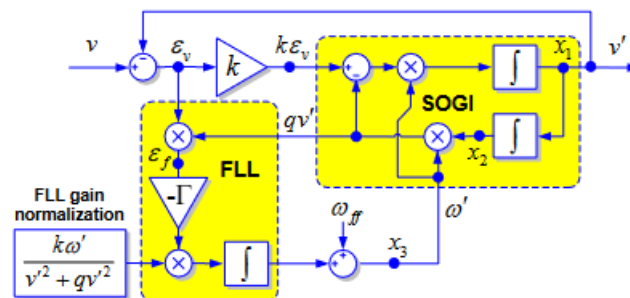
O principal propósito da estrutura do FLL é ficar comparando constantemente os valores da frequência da entrada e da frequência do SOGI-QSG, gerando um erro. O valor de  $\varepsilon_f$  (erro do FLL) será diferente dependendo do valor da frequência da entrada e da frequência do SOGI. Se  $\omega < \omega'$  por exemplo, o valor do erro de frequência  $\varepsilon_f$  será positivo (TEODORESCU *et al.*, 2011). Sendo assim, o erro gerado será processado por uma constante negativa  $\gamma$  e por um integrador, realimentando o sistema novamente. É a partir desta dinâmica que o FLL consegue chegar a um valor de frequência próximo ao da rede.

Ao se analisar a dinâmica de espaço de estados do conjunto SOGI-FLL é possível fazer a substituição da variável  $\gamma$  por  $\Gamma$  para se obter um sistema linearizado do FLL (RODRIGUEZ *et al.*, 2009). Essa substituição é melhor ilustrada na equação (2.8). Já a equação (2.9) ilustra a relação da constante  $\Gamma$  e o tempo de assentamento  $t_s$  do FLL.

$$\gamma = \frac{k\omega'}{V^2} \quad (2.8)$$

$$t_s(FLL) = \frac{5}{\Gamma} \quad (2.9)$$

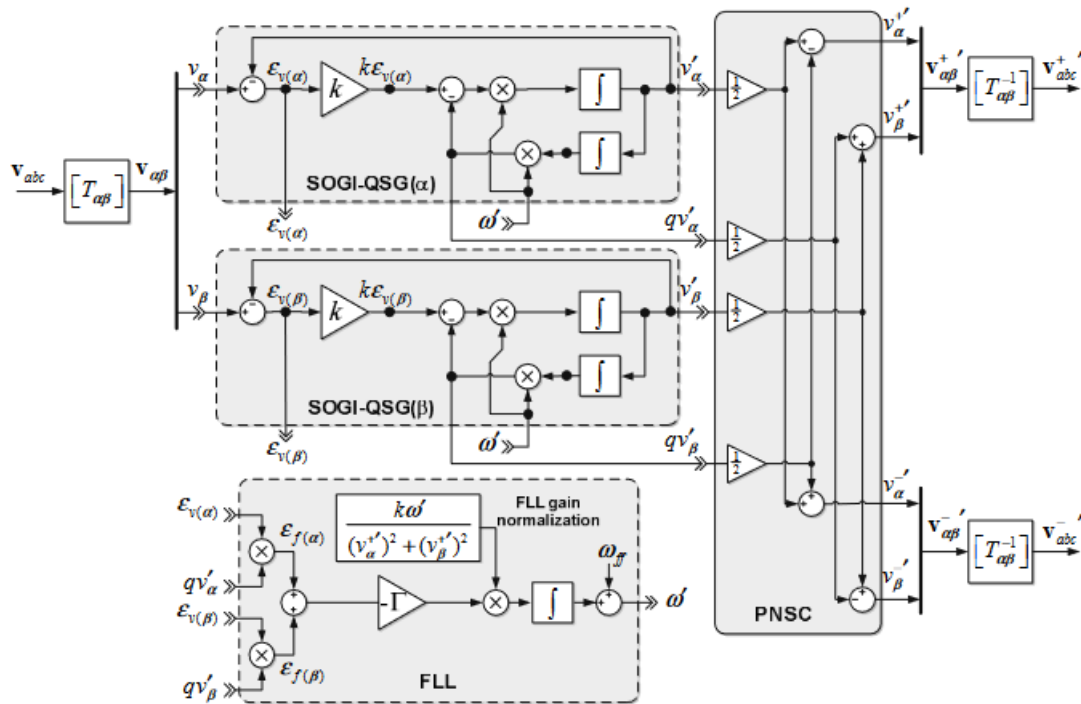
Figura 14 – Sistema do DSOGI-FLL



Fonte: Rodriguez *et al.* (2008).

A partir desta linearização, o conjunto do SOGI-FLL recebe na literatura o nome de Integrador Generalizado de Segunda Ordem Normalizado com Malha de Captura de Frequência (NSOGI-FLL). Este sistema normalmente é utilizada para aplicações em sistemas monofásicos e a sua estrutura pode ser visualizada na Figura 14. Contudo, ela pode ainda ser ampliada para a utilização em sistemas trifásicos. Para que isso ocorra são utilizados dois blocos de SOGI-QSG com o FLL. Este conjunto normalmente recebe o nome de Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem com Malha de Captura de Frequência (DSOGI-FLL). A sua composição pode ser observada na Figura 15.

Figura 15 – Sistema do DSOGI-FLL Normalizado



Fonte: Rodriguez *et al.* (2009).

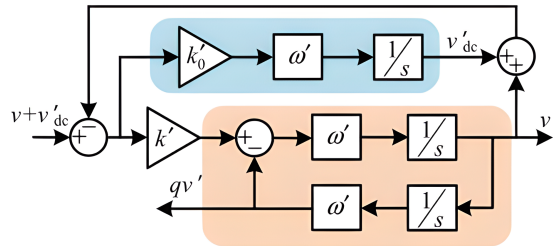
A estrutura do DSOGI-FLL tradicional oferece várias características interessantes ao lidar com diferentes tipos de distúrbios da rede elétrica. Apesar disso, uma das suas principais desvantagens é justamente ao lidar com a presença de componentes que não conseguem ser totalmente atenuadas na sua filtragem, como é o caso da componente CC. O DSOGI-FLL geralmente pode se tornar bastante impreciso no rastreamento da frequência da rede elétrica, quando está sob influência deste tipo de distorção (PATIL; PATEL, 2016).

## 2.9 MDSOGI-FLL

O MDSOGI-FLL foi inicialmente proposto em Patil e Patel (2016). A estrutura do MDSOGI-FLL é um aprimoramento da estrutura padrão do DSOGI-FLL. O seu principal diferencial é a existência de uma malha adicional de rejeição de componente CC, no bloco de cada SOGI-QSG. Esta ramificação na estrutura do SOGI-QSG foi inicialmente apresentada em Karimi-Ghartemani *et al.* (2012) e pode ser ilustrada na Figura 16.

As funções de transferência relacionadas a este novo sistema podem ser ilustradas respectivamente em (2.10), (2.11) e (2.12).

Figura 16 – SOGI-QSG Modificado



Fonte: Xin *et al.* (2016).

$$D'(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k'_0 \omega' s^2}{\Delta(s)} \quad (2.10)$$

$$Q'(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k \omega'^2 s}{\Delta(s)} \quad (2.11)$$

$$V_{d_c}'(s) = \frac{k_0 \omega' (s^2 + \omega'^2)}{\Delta(s)} \quad (2.12)$$

Onde o valor do denominador de  $\Delta(s)$  pode ser dado por:

$$\Delta(s) = s^3 + (k' + k'_0) \omega' s^2 + \omega'^2 s + k_0 \omega'^3 \quad (2.13)$$

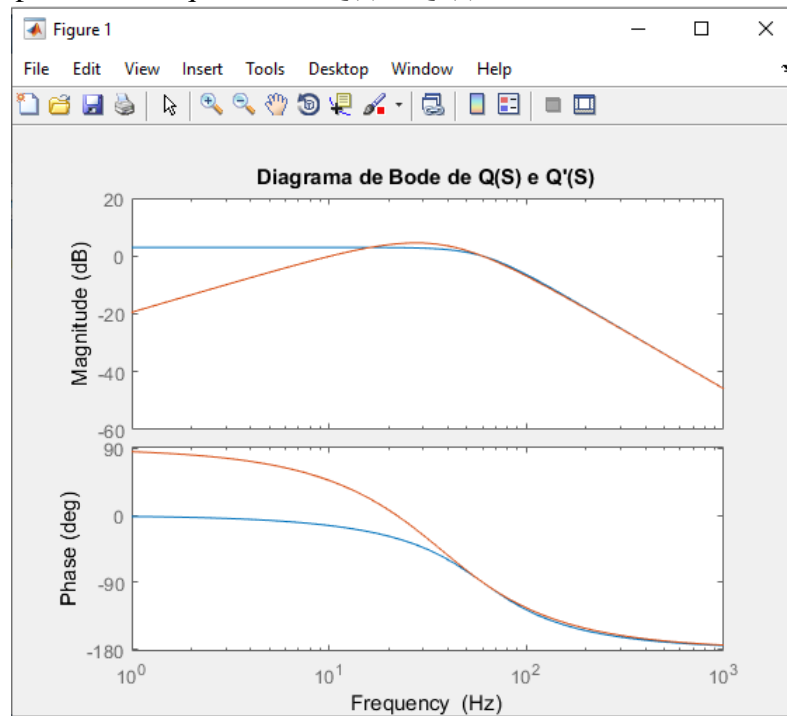
Onde  $k_0$  é o ganho de rejeição e  $k$  é o ganho do SOGI-QSG.

A partir destas equações é possível notar a presença da variável de ganho de rejeição no sistema do SOGI-QSG. Este parâmetro do ganho de rejeição pode ser projetado em relação a um valor específico de  $k'$  de acordo com a equação (2.14):

$$k_0^3 = 3kk_0^3 + (3k^2 + 9)k_0 + k^3 - 4.5k = 0 \quad (2.14)$$

Nesse sentido, a partir da determinação destes parâmetros é possível fazer uma comparação do desempenho da estrutura SOGI-QSG e do SOGI-QSG modificado. Levando em consideração as equações (2.3) e (2.11) pode-se chegar ao resultado da Figura 17, onde foram utilizados os seguintes valores para determinar a resposta em frequência:  $k = 1.41$ ,  $k_0 = 0.22$  e  $\omega' = 2\pi 60$  rad/s.

Figura 17 – Resposta em Frequência de  $Q(s)$  e  $Q'(s)$ .



Fonte: Autor.

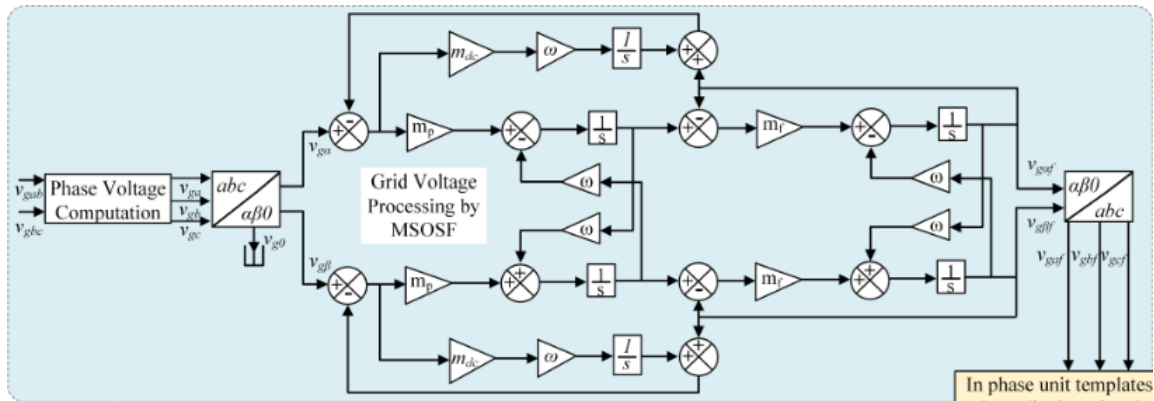
A Figura 17 ilustra uma das principais vantagens do SOGI-QSG modificado em relação a estrutura padrão do SOGI-QSG. A função  $Q'(s)$  se comporta como um filtro passa-banda ao contrário do que acontece com  $Q(s)$  que se comporta como um filtro passa-baixa (PATIL; PATEL, 2016). Nesse sentido, esta característica é considerada como uma vantagem para o SOGI modificado porque  $Q'(s)$  consegue fazer uma maior atenuação dos sinais com frequência abaixo da frequência fundamental. Dessa forma, isso pode ser bastante importante tanto para a eliminação de distorções por componente DC quanto para a eliminação de harmônicas de ordem mais baixas.

## 2.10 MSOSF

O MSOSF foi apresentado pela primeira vez em Naqvi e Singh (2023). O MSOSF foi implementado inicialmente para realizar o controle de um conversor trifásico em uma planta de energia solar. A sua estrutura de controle pode ser melhor observada na Figura 18.

Como o próprio nome sugere, o MSOSF é um tipo de filtro de sequência. Normalmente, uma das principais finalidades destes tipos de filtros é realizar a extração de uma das componentes de sequência dos sinais filtrados (XIN *et al.*, 2016), (YUAN *et al.*, 2000). Esta particularidade, por sua vez, resulta em uma característica que é bastante semelhante com a

Figura 18 – Malha de controle do MSOSF



Fonte: Naqvi e Singh (2023).

função da rede de desacoplamento do DDSRF-PLL e com a função do *Positive and Negative Sequence Calculator* (PNSC) do DSOGI-FLL, que extrai as componentes de sequência positiva e negativa. Apesar desta similaridade, os filtros de sequência não se limitam a apresentar somente este tipo de característica, sendo o MSOSF é um exemplo disso.

Um dos principais diferenciais do MSOSF enquanto filtro de sequência, é a sua capacidade de processar diferentes tipos de distorções, simultaneamente. A estrutura do MSOSF possibilita a rejeição de componente , assim como também consegue lidar com as componentes harmônicas (NAQVI; SINGH, 2023). Para o caso da rejeição em específico é possível observar isso de maneira ainda mais explícita no seu próprio sistema. A estrutura de controle do MSOSF apresentada na Figura 18 possui duas malhas de rejeição que são bastante semelhantes com o sistema do MSTOGI-PLL na Figura 9 e com o sistema do SOGI-FLL modificado na Figura 16.

A função de transferência do sistema do MSOSF é representada pela equação (2.15):

$$TF_{MSOSF}(s) = \frac{m_p m_f s}{s^3 + A s^2 - B s - C} \quad (2.15)$$

$$A = m_{dc} \omega + m_f - 2\omega j \quad (2.16)$$

$$B = \omega^2 - m_{dc} m_f \omega - m_p m_f + 2m_{dc} \omega^2 j + m_f \quad (2.17)$$

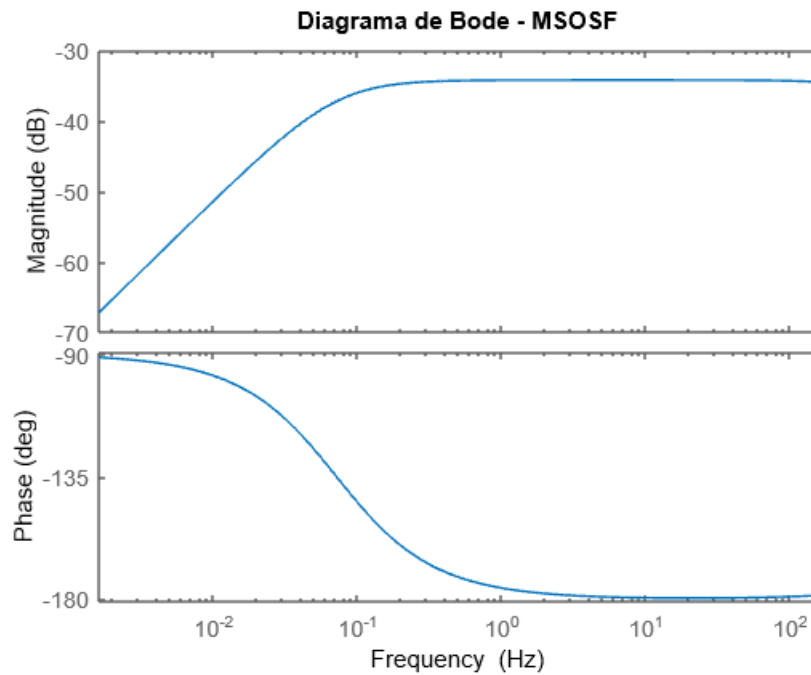
$$C = m_{dc} \omega^3 + m_{dc} m_f \omega^2 j \quad (2.18)$$



Onde  $m_p$  e  $m_f$  são os ganhos do MSOSF e  $m_{dc}$  é o ganho da malha de rejeição CC. Os valores adotados para

Desse modo, a partir destes ganhos é possível traçar o diagrama de bode do sistema do MSOSF. A resposta em frequência do MSOSF pode ser ilustrada na Figura 19.

Figura 19 – Resposta em frequência - MSOSF



Fonte: Autor

Ao se analisar o comportamento da resposta em frequência da Figura 19, é possível chegar a conclusão que o MSOSF apresenta uma característica muito semelhante a de um filtro passa-alta. Isso se dá porque ele é capaz de maximizar os ganhos para frequências mais altas e atenuar os ganhos para frequências mais baixas. Nesse sentido, é possível associar a capacidade de rejeição de componente CC do MSOSF, a sua capacidade de atenuar os efeitos de distúrbios oriundos de frequências mais baixas do sistema.

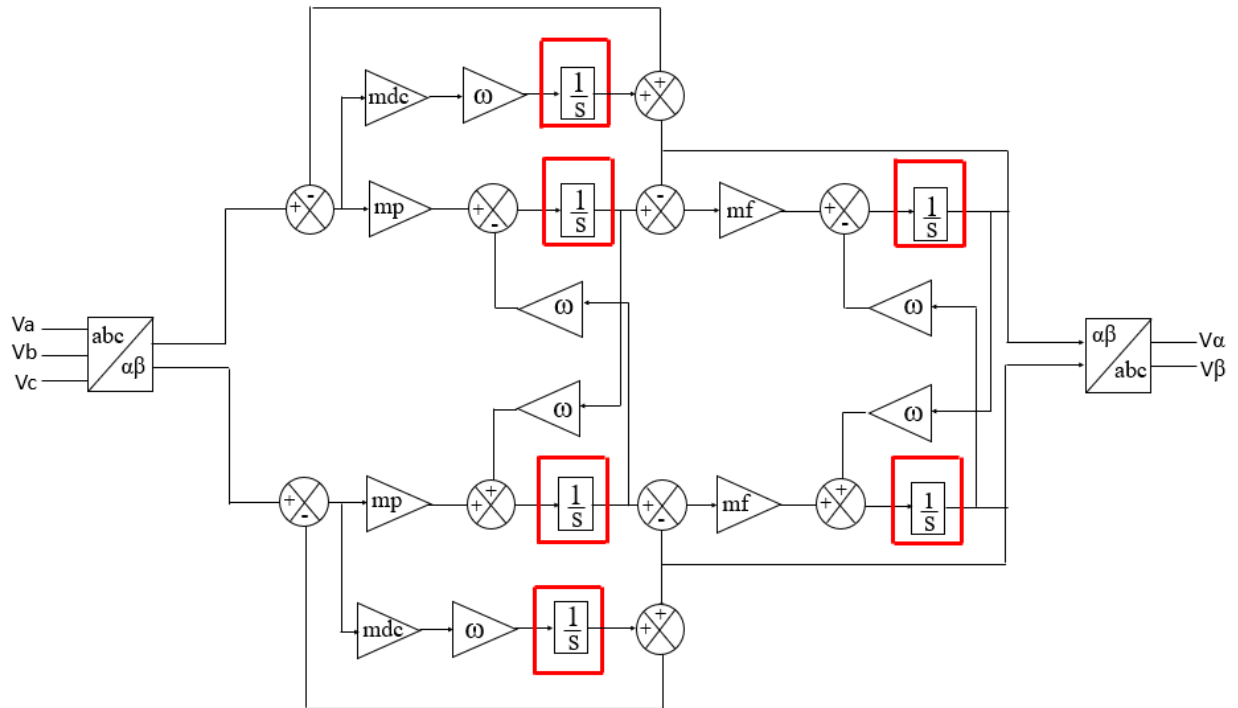
## 2.11 Comparação MDSOGI-FLL e MSOSF

O MDSOGI-FLL e o MSOSF são dois sistemas de sincronização bastante semelhantes tanto na sua estrutura de controle quanto nas suas respectivas funções de sincronização.

Em relação a estrutura, o MSOSF apresenta um total de 6 integradores no seu sistema. Já o MDSOGI-FLL também possui o mesmo número de integradores pois cada bloco do SOGI-QSG modificado irá conter 3 integradores individualmente. As figuras 20 e 21 ilustram

melhor esta similaridade.

Figura 20 – Integradores do MSOSF



Fonte: Adaptado de Naqvi e Singh (2023).

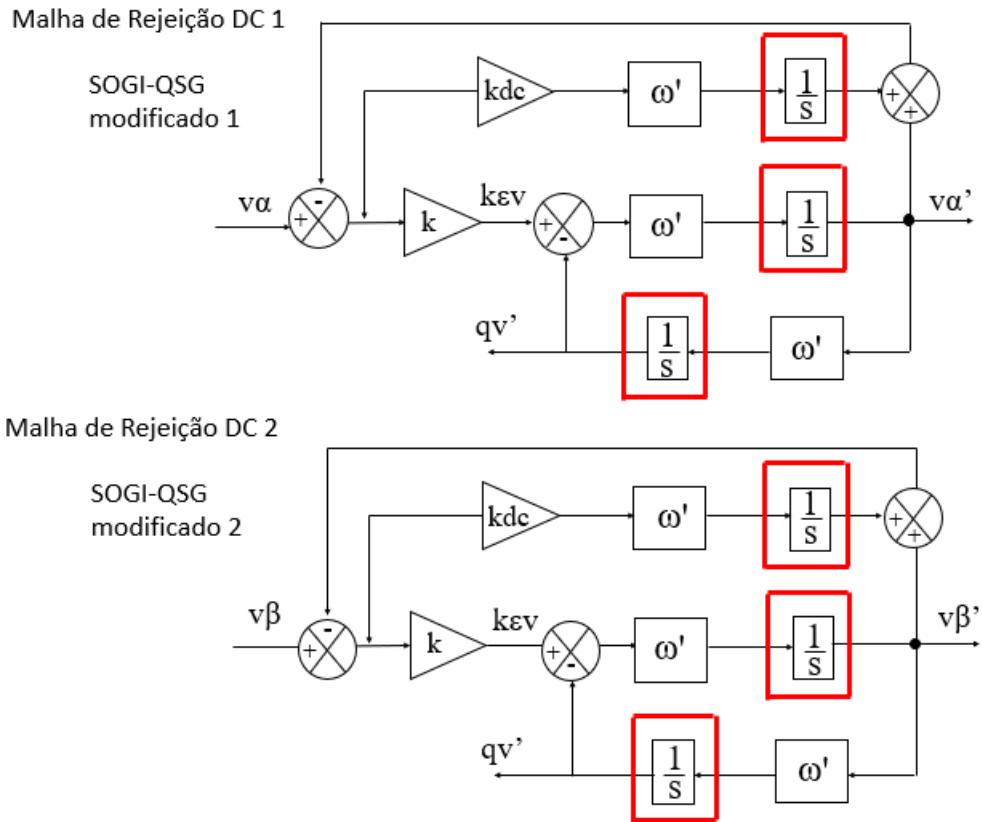
Além da semelhança em relação ao número de integradores, ambos os sincronizadores apresentam duas malhas de rejeição de componente CC e geralmente se utilizam da transformação de Clarke para o processamento da tensão. As figuras 22 e 23 ilustram melhor estas características.

O MDSOGI-FLL e o MSOSF também apresentam funções de sincronização bastante semelhantes. Algumas delas são a rejeição de componente CC, a atenuação de harmônicas e a diminuição dos efeitos de desbalanço de tensão. Todas estas características podem ser melhor observadas realizando a simulação individual de cada sistema e comparando a sua capacidade de filtragem em relação aos distúrbios da rede.

Para realizar a simulação destes sistemas de sincronização foram utilizados alguns circuitos isolados simples, onde foi provocado, de forma proposital, alguns dos distúrbios mais comuns da rede elétrica. O *software* utilizado para realizar estes ensaios foi o PSCAD/EMTDC.

Na simulação do MDSOGI-FLL foi adotado um valor de  $k = 1.41$  e  $k_0 = 0.22$ . Já na simulação do MSOSF, os valores adotados para a realização do ensaio foram:  $m_p = 55.02$ ,  $m_f = 110$ ,  $m_{dc} = 0.25$ .

Figura 21 – Integradores do MDSOGI-FLL



Fonte: Adaptado de Karimi-Ghartemani *et al.* (2012).

Figura 22 – Malha de Rejeição CC do MSOSF

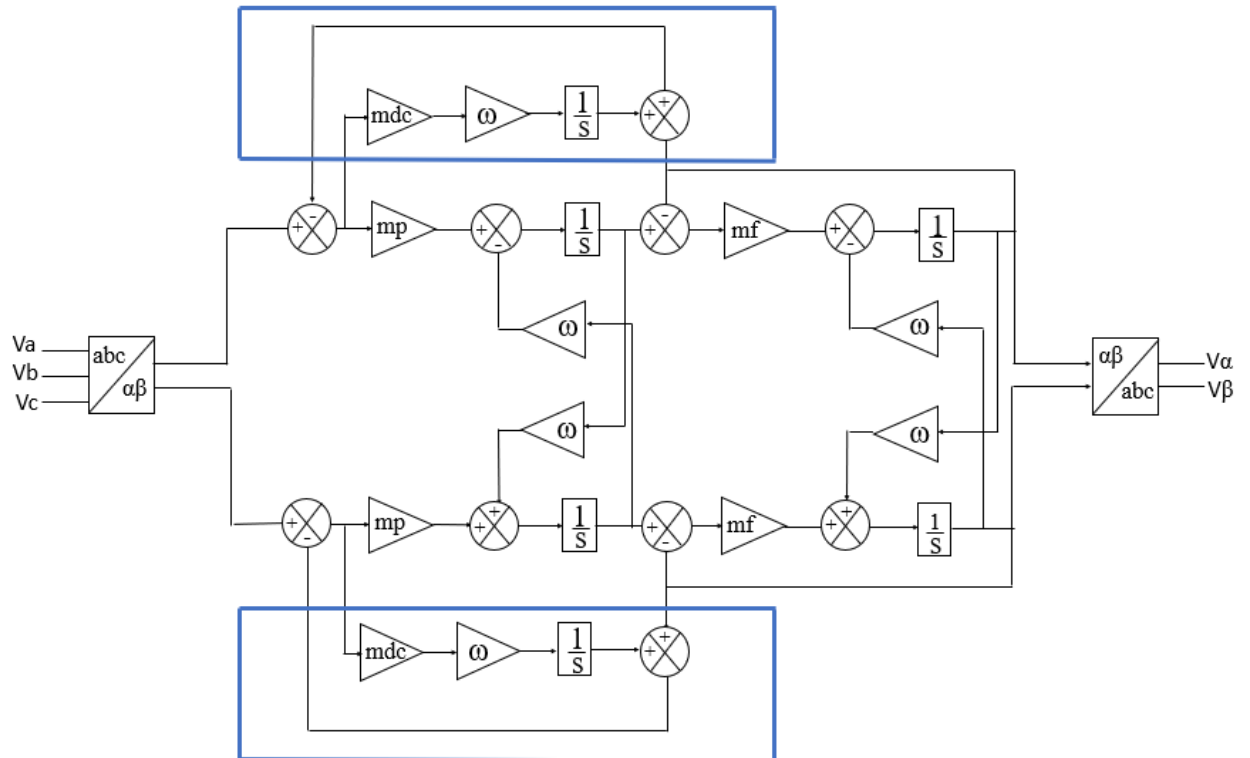
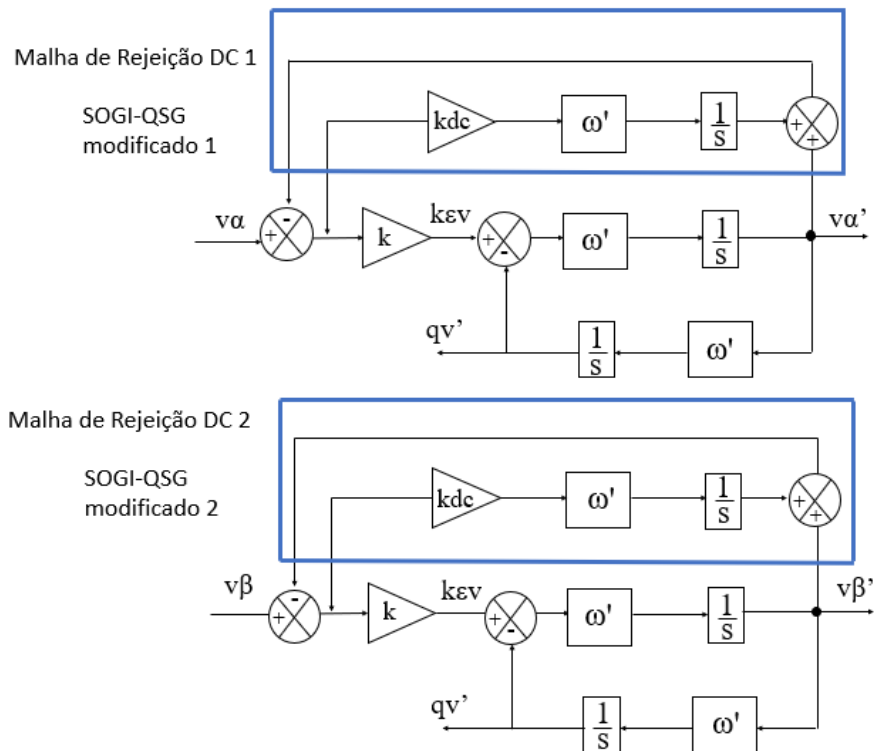


Figura 23 – Malha de Rejeição CC do MDSOGI-FLL



Fonte: Adaptado de Karimi-Ghartemani *et al.* (2012).

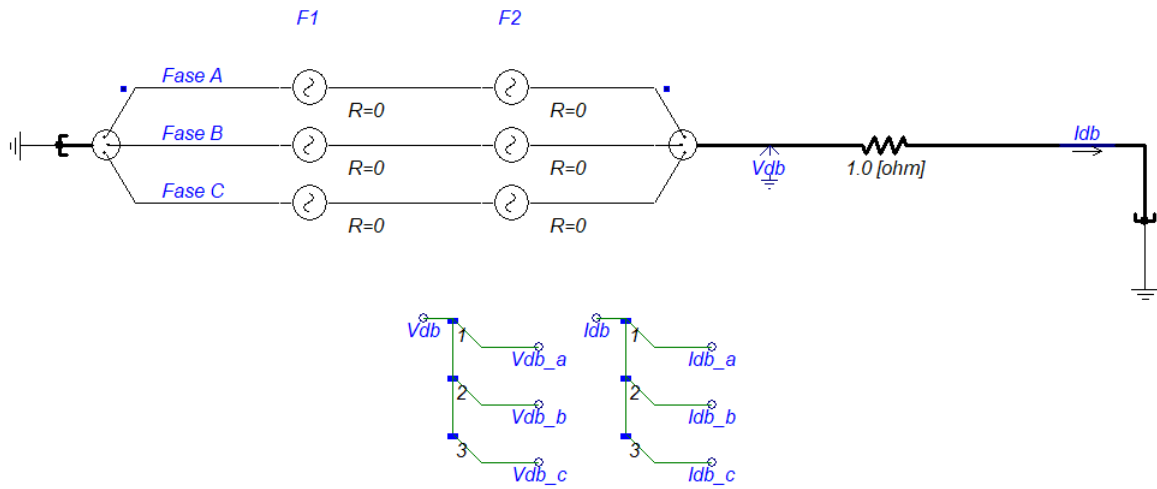
## 2.12 Desbalanço de Tensão - MDSOGI-FLL e MSOSF

A Figura 24 apresenta o circuito isolado utilizado para gerar o efeito do desbalanço de tensão. Para este caso, foram utilizadas algumas fontes de tensão em série com o objetivo de provocar uma variação de amplitude entre as fases. O conjunto de fontes determinado por F2, na Figura 24, possui um valor padrão de 0,220 kV de amplitude, frequência de 60 HZ e defasagem de 0, 240° e 120° (A,B e C). Já o conjunto de fontes de tensão representado por F1, na Figura 24, possui os valores de amplitude de 0,120 kV (Fase A), 0,070 kV (Fase B) e 0,010 kV (Fase C). O desbalanço provocado por este sistema é ilustrado na Figura 25.

Já na Figura 26 é possível observar melhor a capacidade de filtragem do MDSOGI-FLL. Este sistema de sincronização consegue reduzir o desbalanço de tensão entre as fases da Figura 25. Isso ocorre por causa da separação das componentes de sequência positiva e de sequência negativa da sua estrutura. Esta separação permite isolar e mitigar as componentes de sequência negativa, resultando em um sistema mais equilibrado de fases.

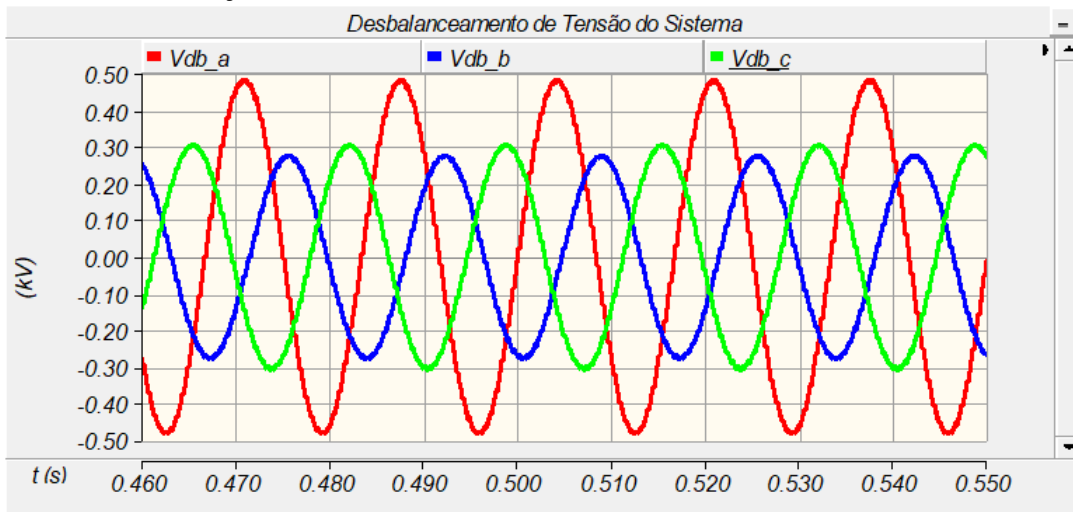
Para a Figura 27 também é possível verificar uma situação muito semelhante com a situação ilustrada na Figura 26. O MSOSF também possui a característica de filtrar possíveis desbalanços de tensão e desbalanços de corrente, de forma eficiente, conforme é especificado no

Figura 24 – Circuito isolado simples



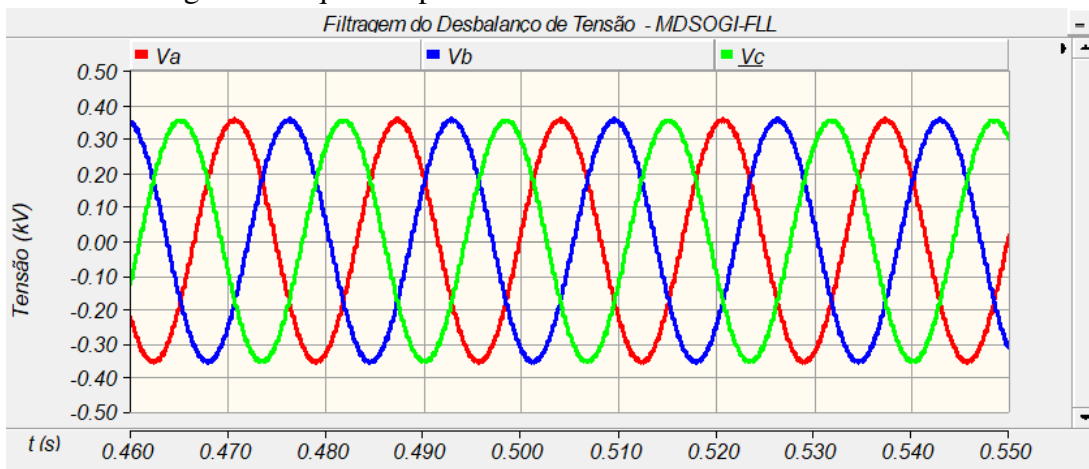
Fonte: Autor.

Figura 25 – Desbalanço de tensão do sistema



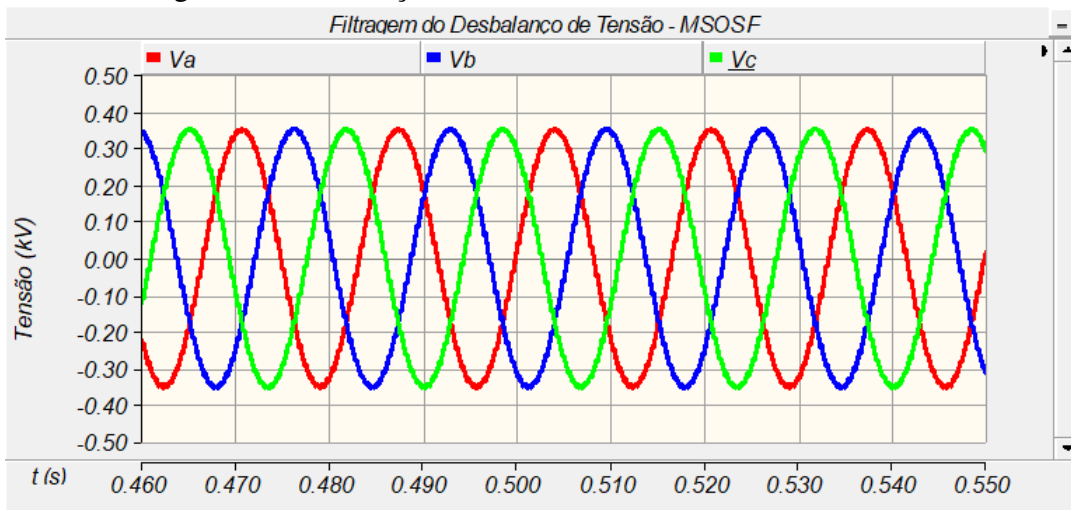
Fonte: Autor.

Figura 26 – Filtragem da sequência positiva da tensão – MDSOGI-FLL



Fonte: Autor.

Figura 27 – Filtragem do Desbalanço - MSOSF



Fonte: Autor.

trabalho de Naqvi e Singh (2023).

Nesse sentido, para verificar o quão bem cada sistema consegue lidar com o desbalanço de tensão, da Figura 25, foi utilizado o método do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), que é ilustrado em Diefenthäler *et al.* (2020), para calcular o fator de desequilíbrio entre as fases. A equação do fator de desequilíbrio é dada por (2.19) e (2.20).

$$K(\%) = \frac{\max[|V_a - V_m|, |V_b - V_m|, |V_c - V_m|]}{|V_m|} 100 \quad (2.19)$$

$$V_m = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (2.20)$$

Onde  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  são as tensões de fase do sistema analisado e  $V_m$  é a tensão média entre estas fases.

Tabela 1 – Fator de desequilíbrio K

Sistema de Sincronização	Desequilíbrio antes da filtragem	Desequilíbrio após a filtragem
MDSOGI-FLL	36,11%	0,2254%
MSOSF	36,11%	0,0444%

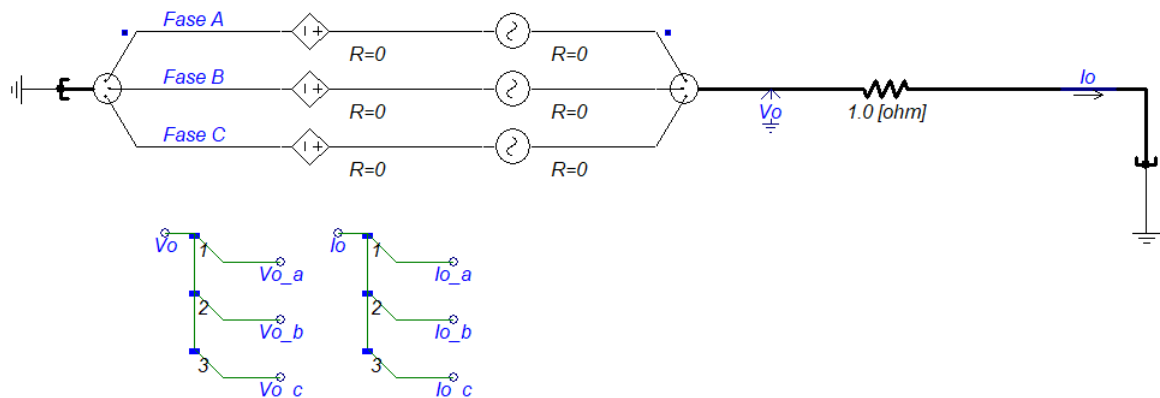
Fonte: Autor.

A partir da Tabela 1 é possível perceber que tanto o MDSOGI-FLL quanto o MSOSF possuem um desempenho similar ao lidar com o fenômeno de desbalanço de tensão. Para o caso específico da simulação, o MSOSF obteve um resultado minimamente melhor.

### 2.13 DC-Offset - MDSOGI-FLL e MSOSF:

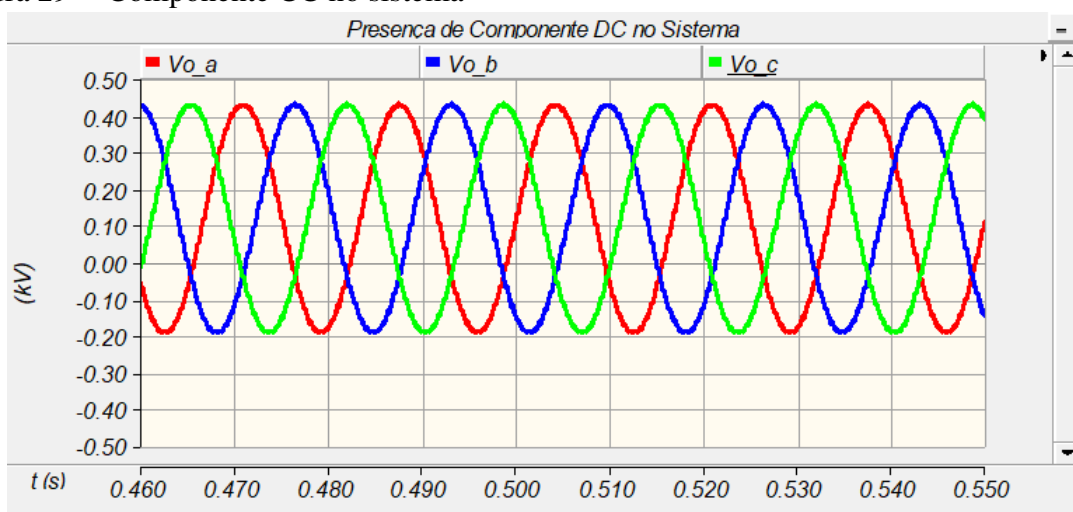
A Figura 28 apresenta o circuito isolado utilizado para a inserção de componente CC no sistema. A principal diferença entre este circuito e o circuito da Figura 24 é a simples presença de fontes CC em série, com as fontes de corrente alternada (CA). Nesse sentido, para ser possível gerar o distúrbio por componente CC foi utilizado o valor de 0,120 kV nas fontes de tensão CC, de cada fase. Já as fontes CA possuem os mesmos parâmetros determinados para o caso do desbalanço. O efeito resultante gerado por este sistema pode ser ilustrado na Figura 29, onde é possível observar a assimetria dos sinais de tensão em relação a origem.

Figura 28 – Circuito isolado simples



Fonte: Autor.

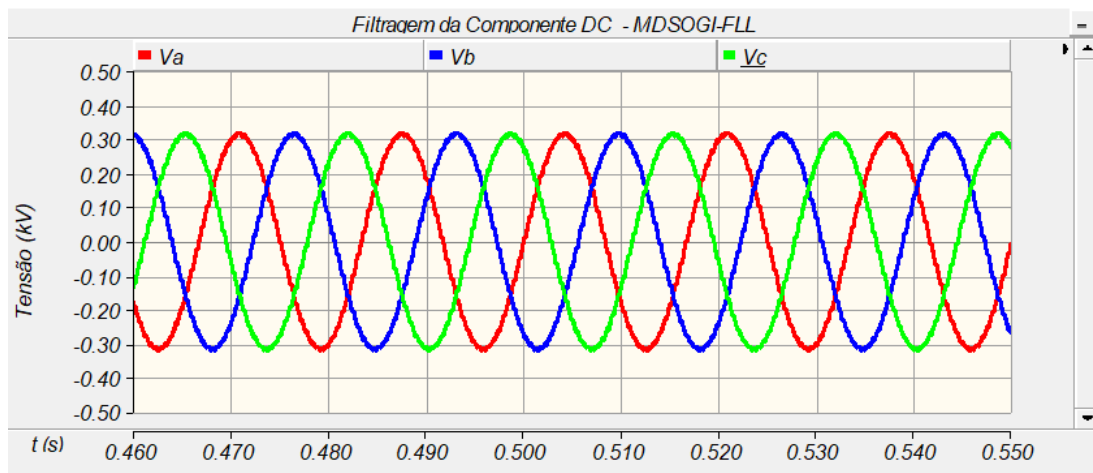
Figura 29 – Componente CC no sistema



Fonte: Autor.

Na Figura 30 é ilustrado a filtragem das tensões da Figura 29, pelo MDSOGI-FLL. Apesar de estar sob a influência de um certo nível de componente CC, no sistema, o MDSOGI-

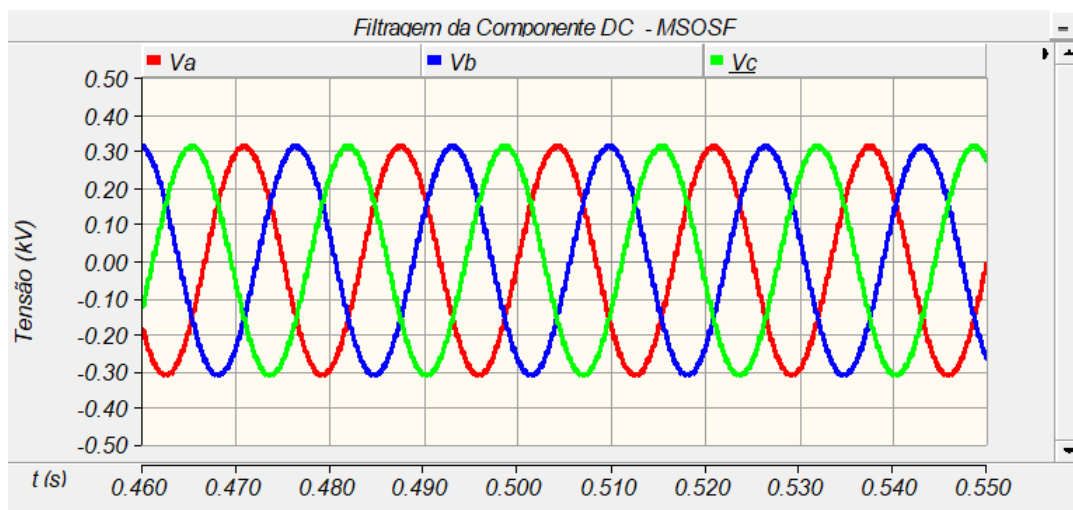
Figura 30 – CC - MDSOGI-FLL



Fonte: Autor.

FLL continua sendo capaz de extrair a componente de sequência positiva da tensão, atenuando os efeitos da parcela CC inserida. Esta situação é possível por conta da sua malha adicional de rejeição CC, que é um dos grandes diferenciais deste sistema em relação a sua versão anterior.

Figura 31 – CC - MSOSF



Fonte: Autor.

Por outro lado, na Figura 31 é apresentado a filtragem do MSOSF em relação a distorção por componente CC. Assim como ocorre para o MDSOGI-FLL, o MSOSF também possui duas malhas de rejeição CC que fazem com seja possível rejeitar este tipo de distúrbio, garantindo a simetria dos sinais de tensão em relação a origem.

Nesse sentido, para verificar o desempenho de cada sistema foi calculado o percentual de rejeição CC, em relação as tensões de pico ( $V_p$ ) de cada sinal filtrado. Os resultados aproximados, que foram obtidos, podem ser ilustrados na Tabela 2.

Conforme a Tabela 2, pode-se notar que tanto o MDSOGI-FLL quanto o MSOSF



Tabela 2 – Capacidade de Rejeição CC

Sistema de Sincronização	$V_p$ antes da filtragem	$V_p$ após a filtragem	Percentual de rejeição DC
MDSOGI-FLL	0,4282 kV	0,31514 kV	35,88%
MSOSF	0,4282 kV	0,31191 kV	37,29%

Fonte: Autor.

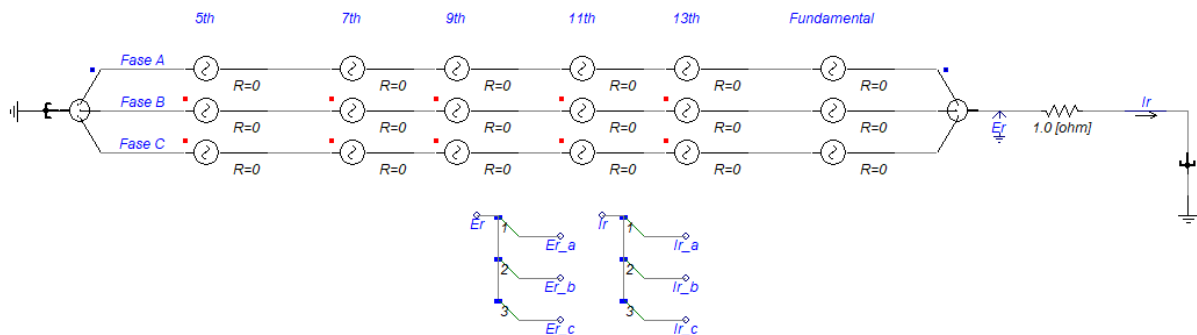
apresentaram um desempenho semelhante em relação a rejeição CC. Contudo, o MSOSF foi capaz de apresentar um percentual de rejeição CC um pouco maior.

## 2.14 Harmônicas - MDSOGI-FLL e MSOSF:

A Figura 32 mostra o circuito isolado utilizado para gerar as harmônicas no sistema. Para este caso foi feita uma associação de fontes CA em série, para cada fase. Os parâmetros de cada fonte foram alterados em amplitude, frequência e defasagem, de acordo com a componente harmônica utilizada. Nesse sentido, a amplitude das fontes de tensão da 5th, 7th, 9th, 11th e 13th possuem respectivamente o valor de 0,060 kV, 0,050 kV, 0,030 kV, 0,020 kV, 0,010 kV. Já a frequência e o ângulo de defasagem foram multiplicados pelo valor do índice da harmônica representada. Além disso, as fontes da componente fundamental possuem os mesmos parâmetros dos casos do desbalanço de tensão e da componente CC.

A Figura 33 mostra a presença das componentes harmônicas no sistema isolado. Já a Figura 34 e a Tabela 3 ilustram a disposição espectral e os valores de distorção harmônica da fase A, que foram utilizados na simulação. A escolha das harmônicas inseridas na simulação foi feita de forma arbitrária.

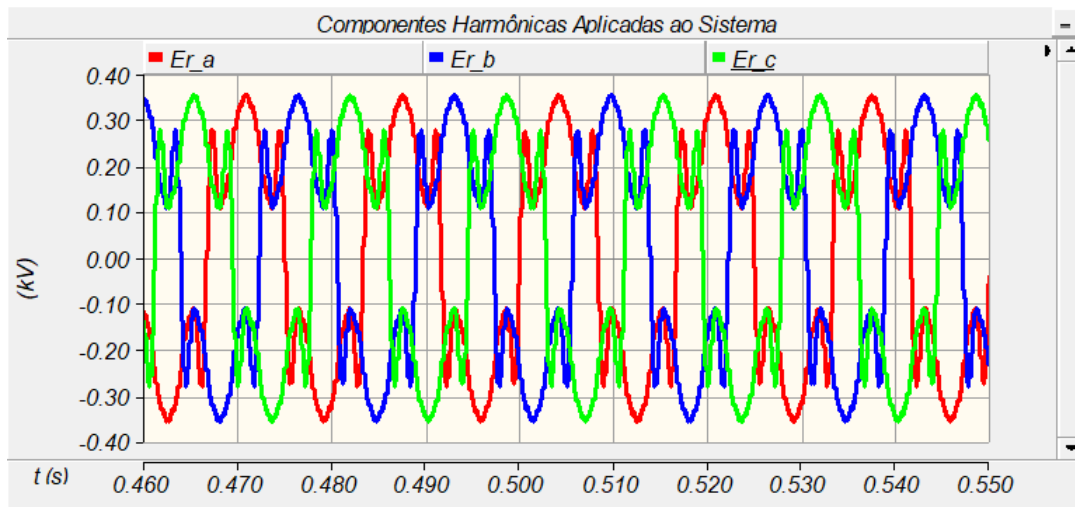
Figura 32 – Circuito isolado simples



Fonte: Autor.

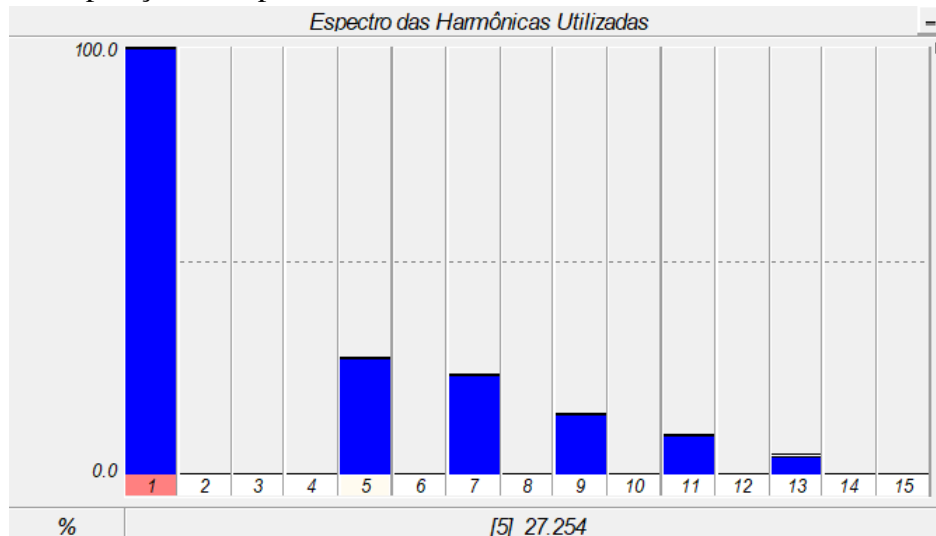
Na Figura 35 é ilustrado o resultado da capacidade de filtragem do MDSOGI-FLL, diante de um cenário com harmônicas. A partir desta Figura é possível perceber um

Figura 33 – Harmônicas do sistema



Fonte: Autor.

Figura 34 – Disposição do espectro das harmônicas Fase A



Fonte: Autor.

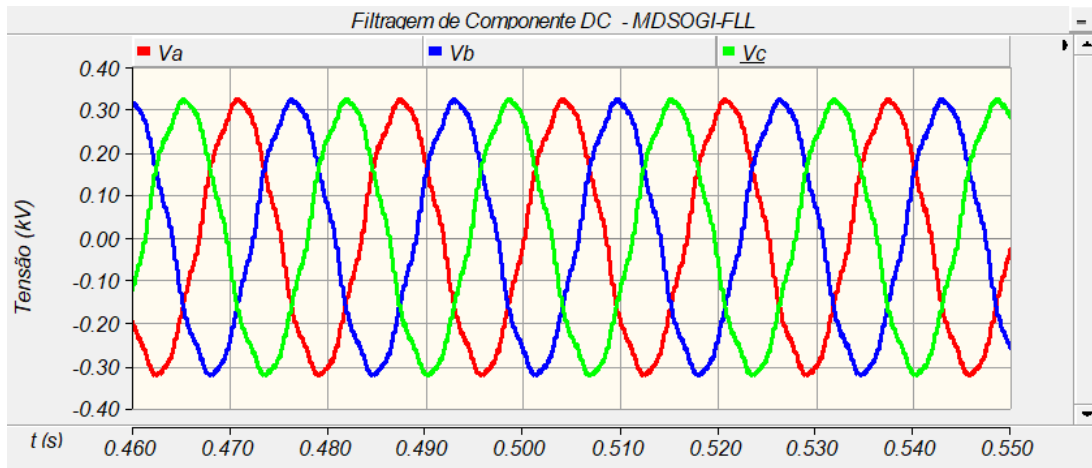
Tabela 3 – Percentual de Distorção das Harmônicas da Fase A

Componentes Harmônicas	Distorção Harmônica Individual - THD(%)
5th	27,25%
7th	22,70%
9th	13,60%
11th	9,05%
13th	4,47%

Fonte: Autor.

comportamento semelhante aos casos apresentados anteriormente. Embora o sistema da rede analisada esteja sob uma forte influência de harmônicas (conforme a Figura 30), o MDSOGI-FLL é capaz de atenuar os efeitos destas distorções ao extrair a componente de sequência positiva da tensão. Contudo, ainda é possível notar a presença de distorções na forma de onda, que podem

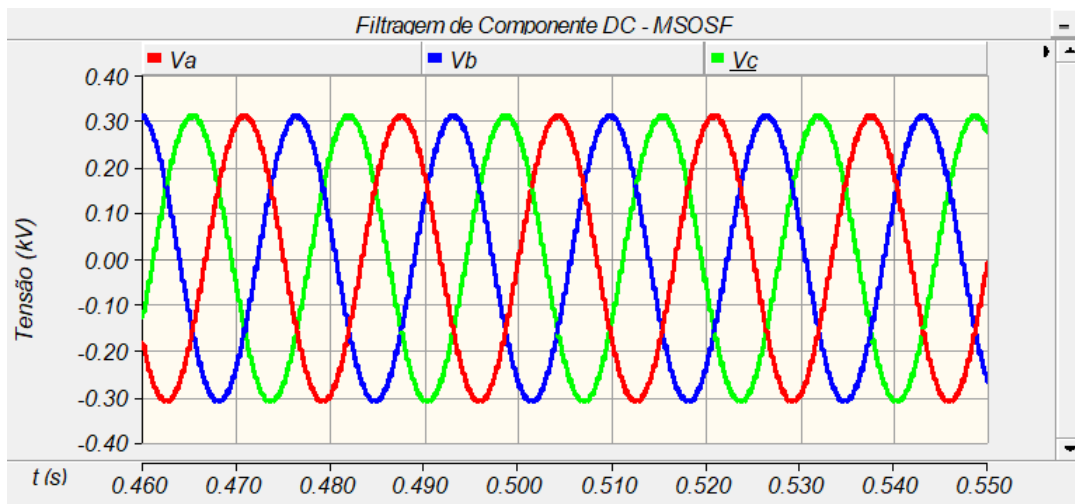
Figura 35 – Harmônicas - MDSOGI-FLL



Fonte: Autor.

indicar ainda uma pequena presença de harmônicos.

Figura 36 – Harmônicas - MSOSF



Fonte: Autor.

Já para o caso da Figura 36 é possível observar algo similar ao que ocorre na Figura 35. O MSOSF também é capaz de fazer uma boa filtragem das componentes harmônicas que podem surgir no sistema, obtendo resultados bastante parecidos com o MDSOGI-FLL. Contudo é possível perceber pela Figura 36 que a filtragem do MSOSF resulta em formas de onda menos distorcidas, que indicam uma maior capacidade de rejeição de harmônicos.

Para quantificar melhor o desempenho do MDSOGI-FLL e do MSOSF em relação as harmônicas foi feito a medição dos valores de distorção em cada fase, por meio do bloco da Transformada Rápida de Fourier (FFT) do PSCAD EMTDC. A Tabela 4 ilustra estes resultados.

A partir da Tabela 4 é possível perceber que o MSOSF apresentou um percentual maior de redução das harmônicas em cada fase. Contudo, também pode-se verificar que ambos

Tabela 4 – Distorção Harmônica Total por Fase

Sistema	Antes da Filtragem	MDSOGI-FLL	MSOSF
Fase A	39,30%	4,31%	0,042%
Fase B	39,31%	4,26%	0,042%
Fase C	39,31%	4,42%	0,042%

Fonte: Autor.

os sistemas, ao todo, apresentaram uma boa eficiência ao lidar com este tipo de distorção. Isso pode ser melhor entendido a partir da norma IEEE-Std-519 (2022), que estabelece que o limite máximo de distorção harmônica da tensão fase-neutro, no barramento do Ponto de Conexão Comum (PCC) com tensão inferior a 1 kV, deve ser 8%.

Por fim, a Tabela 5 apresenta o resumo dos resultados das simulações em relação a capacidade de filtragem de cada algoritmo de sincronização. Por meio desta Tabela pode-se verificar um desempenho bastante semelhante das funções de sincronização do MDSOGI-FLL e do MSOSF.

Tabela 5 – Tabela Resumo do Desempenho das Simulações - Capacidade de Filtragem

Distúrbios	MDSOGI-FLL	MSOSF
Desbalanço de Tensão	Ótimo	Ótimo
Componentes CC	Ótimo	Ótimo
Componentes Harmônicas	Bom	Ótimo

Fonte: Autor.

## 2.15 Conclusão:

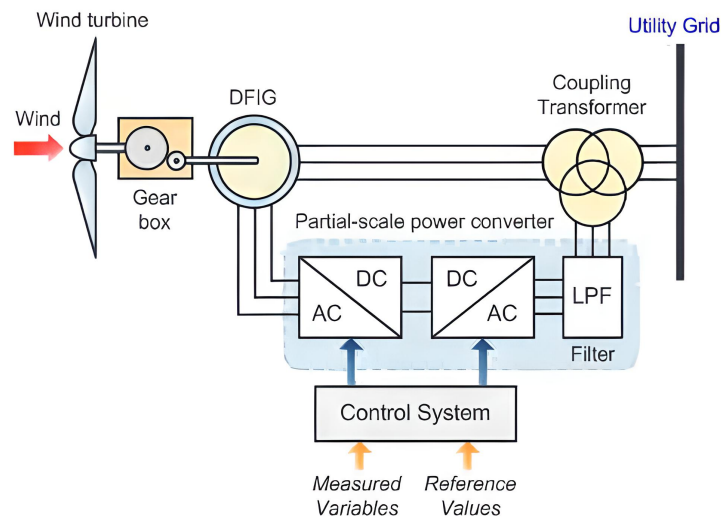
No Capítulo 2 foram apresentados alguns dos principais sistemas de sincronização que podem ser encontrados na literatura. Nesse sentido, também foram abordadas as suas principais vantagens e desvantagens em relação a outros algoritmos de sincronização, que podem ser utilizados para o interfaceamento do conversor com a rede elétrica.

Ao final do capítulo foi feita a apresentação dos dois principais sistemas de sincronização utilizados neste trabalho: o MDSOGI-FLL e o MSOSF. Desse modo, foram apresentadas algumas semelhanças em relação a estrutura dos dois sincronizadores. Além disso, para enfatizar a semelhança entre os dois algoritmos de sincronização foram feitas simulações em sistemas isolados, a fim de observar a capacidade individual de filtragem de cada um. Tanto o MDSOGI-FLL como o próprio MSOSF apresentaram resultados semelhantes.

### 3 SISTEMA DE TURBINA DO TIPO 3

O DFIG é uma das principais tecnologias empregadas nos sistemas de turbina eólica. De acordo com o relatório de inteligência de mercado da GWEC (2022), esta tecnologia continua sendo a que possui maior participação de mercado no setor de energia eólica. Nesse sentido, os sistemas que utilizam este tipo de gerador de indução costumam receber na literatura o nome de sistema de turbina eólica do tipo 3.

Figura 37 – Sistema de turbina do tipo 3



Fonte: Molina e Alvarez (2011).

A Figura 37 ilustra alguns dos componentes mais comuns encontrados nos sistemas de turbina eólica do tipo 3: a própria turbina, a caixa de engrenagem, o DFIG, os conversores de potência, o filtro passa-baixa e o transformador de acoplamento da rede.

A turbina eólica é responsável por fazer a captação dos ventos, onde é gerado um movimento de rotação a partir das suas lâminas. A principal função do seu sistema mecânico é realizar a conversão de parte da energia cinética do vento em energia mecânica, repassando ao eixo do gerador (HANSEN, 2008). Para que isso aconteça existe a chamada *gearbox* (caixa de engrenagem) entre a turbina e o eixo do gerador. A caixa de engrenagem é um sistema bastante comum em turbinas eólicas e que é responsável pela conversão de velocidade do eixo da turbina para o eixo do gerador.

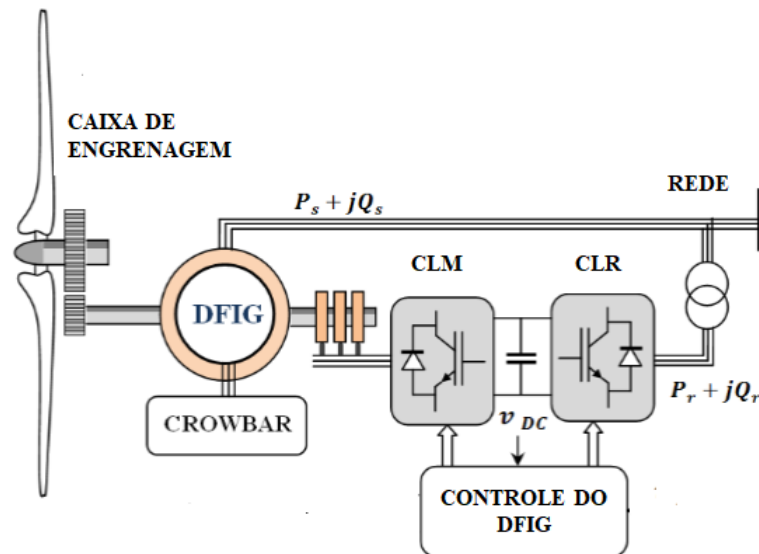
Por outro lado, além da própria caixa de engrenagem e da turbina eólica, também há o gerador de indução que faz a transferência de potência para o sistema. No caso do DFIG esta transferência pode ser feita a partir dos 2 enrolamentos da máquina: o enrolamento do estator e o enrolamento do rotor (MANWELL *et al.*, 2009). A potência que flui do rotor passa por um

conjunto de conversores trifásicos que fazem a adequação da energia transferida a rede elétrica. Normalmente, na saída do conjunto de conversores, é utilizado um sistema de indutâncias que possuem o comportamento de filtros passa-baixa. O intuito disso é possibilitar a redução dos efeitos de harmônicos de frequências mais altas, nas fases do sistema (PETERSSON, 2005).

Por fim, ainda na Figura 37, também há um transformador de acoplamento que serve para fazer a transformação das tensões do estator, das tensões de saída do filtro passa-baixa e das tensões da própria rede elétrica. Para este caso o transformador é importante porque ele permite a conversão e a integração das tensões dos 3 sistemas simultaneamente: DFIG, conjunto conversor e a rede elétrica.

Geralmente é bastante comum na literatura encontrar variações da representação da figura 37. Uma destas variações pode ser melhor observada na figura 38, onde não existe um sistema de filtragem na saída do conjunto de conversores e a tensão do estator do DFIG é igual a tensão da rede elétrica. Além disso, também é possível notar pela Figura 38 a implementação do circuito crowbar no rotor do DFIG.

Figura 38 – Variação do sistema de turbina do tipo 3

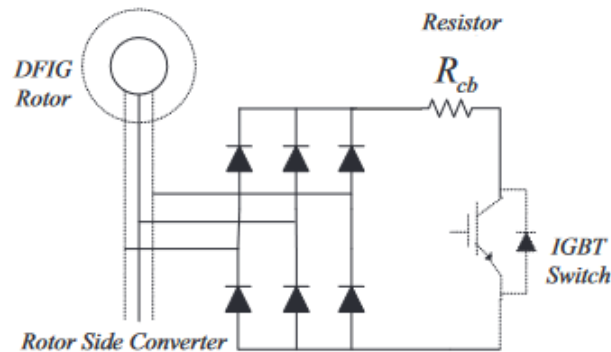


Fonte: Adaptado de Hilal *et al.* (2011)

O *crowbar* ilustrado na Figura 38 e também na Figura 39 é um pequeno circuito utilizado para a proteção do rotor da máquina e também para a proteção dos conversores. Este componente atua tanto na proteção de sobrecorrente do rotor como na proteção de tensões mais elevadas do lado do conversor, simultaneamente (CHEN *et al.*, 2015).

Apesar das diferenças entre os sistemas das Figuras 38 e 39, os principais compo-

Figura 39 – Circuito do crowbar



Fonte: Adaptado de Swain e Ray (2016)

nentes que de fato caracterizam o sistema de turbina eólica do tipo 3, em ambas as figuras, é apenas o próprio DFIG e os seus conversores de potência.

Nestes tipos de sistemas, o enrolamento do estator do gerador (DFIG) é normalmente conectado à rede elétrica e o enrolamento do rotor é conectado a um conjunto conversor bidirecional chamado de *back to back* (HANSEN, 2005). O conversor *back to back*, por sua vez, pode ser dividido em 2 conversores estáticos chamados de conversor do lado da máquina (CLM) e conversor do lado da rede (CLR).

Estes conversores são responsáveis por fazer a conversão de parte da energia em corrente alternada, para corrente contínua e vice-versa. Desse modo, eles precisam ser separados por um elo CC que normalmente é constituído de um capacitor em seu circuito. Um dos principais objetivos deste capacitor é realizar o armazenamento de energia e minimizar as possíveis ondulações de tensão, que podem surgir no processo da conversão (EL-SHARKAWI, 2016).

Geralmente o conversor *back to back* também pode ser chamado de conversor de escala parcial porque ele processa apenas uma parte da potência total do sistema. Dessa forma, ele costuma ser empregado para trabalhar com apenas cerca de 30% da potência nominal do estator (LEI, 2014). Esta característica, por sua vez, é um contraste em relação a característica do conversor dos sistemas de turbina do tipo 4, onde todo o fluxo da potência do sistema é processado diretamente por apenas um conversor, independentemente do seu sentido.

Para o caso dos sistemas de turbina do tipo 3, o sentido do fluxo de potência pode ser determinado pelo valor da variável de escorregamento do DFIG. Esta variável também é responsável por definir os modos de operação da máquina. Os três modos principais de operação deste gerador de indução são o super-síncrono, o síncrono e o subsíncrono (XU *et al.*,

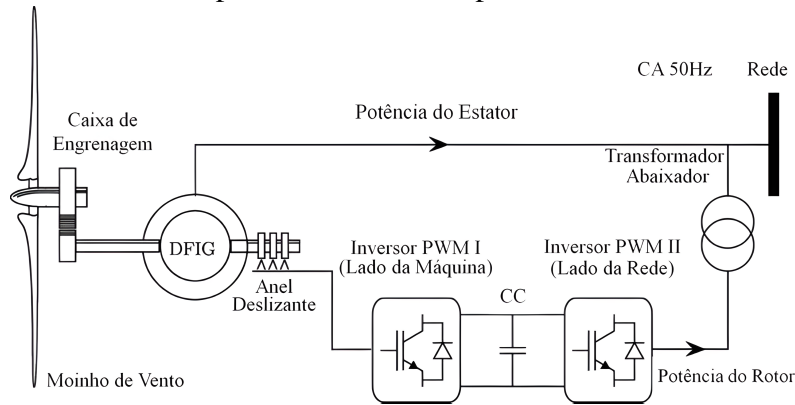
2018). O modo super-síncrono ocorre quando o escorregamento é negativo, fazendo com que a potência possa fluir do rotor e do estator para a rede elétrica. Por outro lado, quando o valor do escorregamento é zero, a potência flui apenas do estator para a rede elétrica. Por fim, quando o valor de escorregamento é positivo, a potência flui da rede elétrica para o rotor e também flui do estator para a rede elétrica. O cálculo desta variável de escorregamento do DFIG pode ser feito com base na equação (3.1).

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (3.1)$$

Onde  $s$  é o escorregamento,  $\omega_s$  é frequência angular do estator e  $\omega_r$  é a frequência do rotor da máquina.

A Figura 40 ilustra o DFIG atuando em um de seus modos de operação, o modo super-síncrono. Este modo pode ser compreendido na Figura 40 a partir do sentido das potências do rotor e do estator. Dessa forma, pode-se inferir que a variável de escorregamento da máquina é negativa.

Figura 40 – Sistema do DFIG operando no modo super-síncrono



Fonte: Adaptado de Barambones *et al.* (2014)

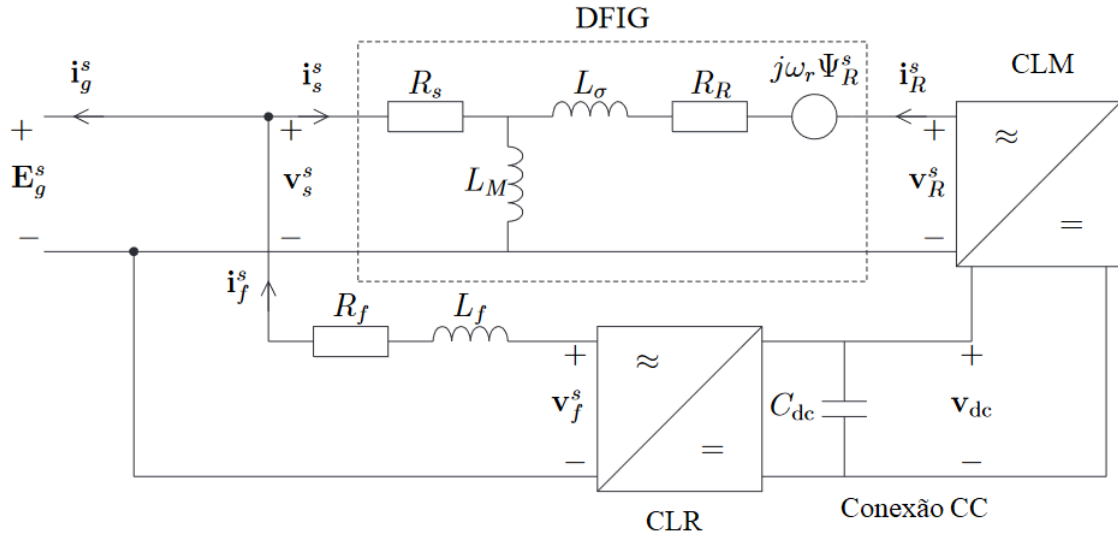
O sistema do DFIG pode ainda ser representado como um circuito equivalente simples em função das variáveis da própria máquina e dos conversores, conforme o ilustrado na Figura 41. Para este caso, algumas das variáveis do circuito estão referenciadas em relação ao estator da máquina.

A partir da figura 41 podem ser deduzidas as equações (3.2) e (3.3) que representam o valor da tensão do estator  $V_s$  e a tensão do rotor  $V_r$  no referencial do estator da máquina.

$$V_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\Psi_s^s}{dt} \quad (3.2)$$



Figura 41 – Circuito equivalente do DFIG



Fonte: Adaptado de Petersson (2005)

$$V_R^s = R_R i_R^s + \frac{d\Psi_R^s}{dt} - j\omega_r \Psi_R^s \quad (3.3)$$

Onde  $I_R$  é a corrente do rotor,  $R_R$  é a resistência do rotor,  $I_s$  é a corrente do estator,  $R_s$  é a resistência do estator,  $\Psi_R$  é o fluxo magnético do rotor,  $\Psi_s$  é o fluxo magnético do estator e  $\omega_r$  é a frequência angular do rotor. As equações (3.2) e (3.3) podem ainda ser convertidas para o sistema de referência síncrona ou para o sistema de referência do fluxo magnético do estator.

$$V_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\Psi_s^s}{dt} + j\omega_1 \Psi_s^s \quad (3.4)$$

$$V_R^s = R_R i_R^s + \frac{d\Psi_R^s}{dt} - j\omega_2 \Psi_R^s \quad (3.5)$$

Onde  $\omega_1$  é a frequência angular síncrona e  $\omega_2$  é frequência de escorregamento da máquina.

As equações do fluxo magnético do rotor e do estator podem ser definidas pelas equações (3.6) e (3.7).

$$\Psi_s = L_m(i_s + i_R) \quad (3.6)$$

$$\Psi_R = (L_m + L\sigma)i_R + L_M i_s = \Psi_s + L\sigma i_R \quad (3.7)$$

Onde  $L_m$  é a indutância magnetização e  $L\sigma$  é a indutância do próprio DFIG,  $i_g$  é a corrente que vai para a rede elétrica.

Por fim, as variáveis de torque, potência do rotor e potência do filtro de saída podem ser definidas respectivamente como:

$$T_e = 3n_p l_m [\Psi_s i_R^*] \quad (3.8)$$

$$P_r = 3R_e [v_R i_R^*] \quad (3.9)$$

$$P_f = 3R_e [v_f i_f^*] \quad (3.10)$$

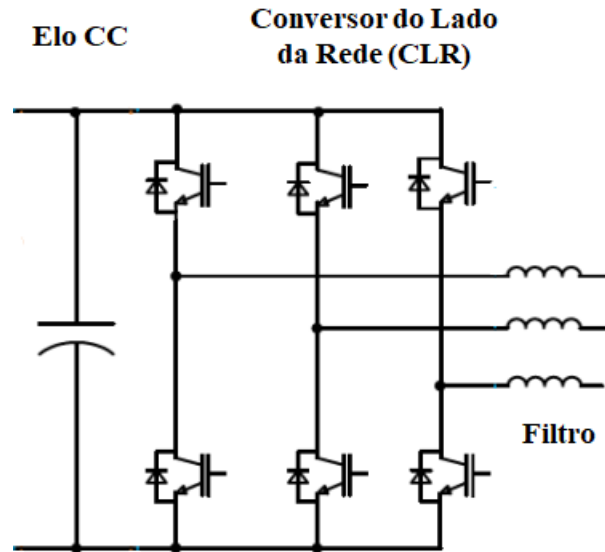
Onde  $n_p$  é o número de pólos da máquinas.

### 3.1 Conversor do lado da rede (CLR)

O CLR, apresentado na Figura 42, costuma ter um papel bastante importante no interfaceamento do DFIG com a rede elétrica. Isso acontece porque ele lida diretamente com o controle de sincronização do conversor em relação as variáveis da rede elétrica. Nesse sentido, uma das suas principais funções é que ele deve ser capaz de garantir que todo o fluxo de energia que passa pelo conversor, em direção a rede, seja mantido na mesma frequência da própria rede elétrica (EL-SHARKAWI, 2016). Esta característica, por sua vez, é de grande relevância para que haja uma boa estabilidade e uma adequada integração entre os dois sistemas.

Além de exercer esta função, o CLR também é responsável pela regulação da tensão no elo CC, entre os dois conversores, e também pode atuar no controle da potência reativa do sistema (N.SANCHEZ; RUIZ-CRUZ, 2016). Geralmente estas funções estão relacionadas a manutenção dos níveis de tensão, em limites específicos razoáveis, no PCC e também estão relacionadas a inserção de potência reativa no sistema. Nesse sentido, elas são fundamentais para que se possa cumprir algumas especificações das normas de rede. Um exemplo disso

Figura 42 – Esquema do Conversor do Lado da rede

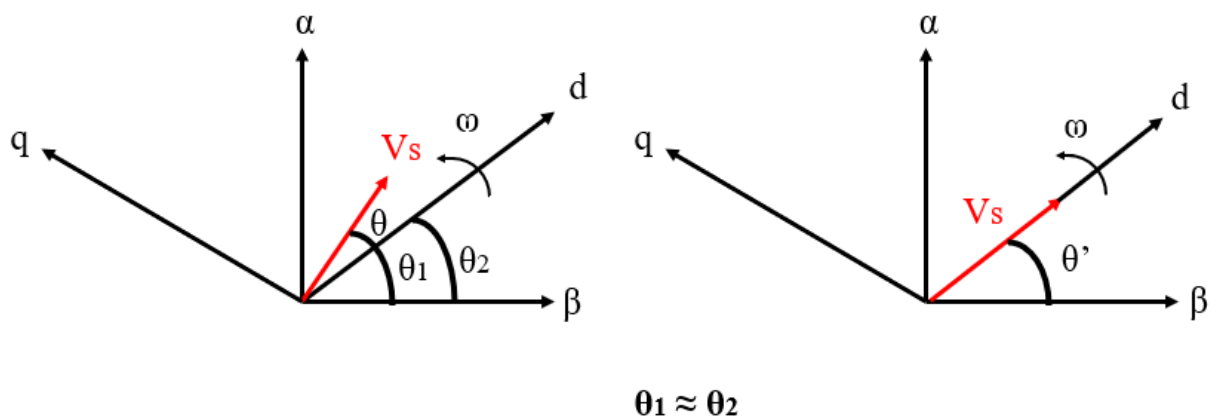


Fonte: Adaptado de Al-Kharbosy (2012)

é o documento que foi aprovado pelo *National Energy Regulator of South Africa (NERSA)* (2022), que exige que os sistemas de geração distribuída renovável, de algumas categorias, necessariamente apresentem funções de controle de potência reativa e tensão.

O sistema de controle do conversor do lado da rede se baseia em um método de análise, conhecido na literatura como controle vetorial. Como o próprio nome sugere, este método propõe a utilização de referenciais vetoriais para a modelagem das equações de controle do CLR.

Figura 43 – Consideração adotada no método do controle vetorial



Fonte: Adaptado de Lima (2009) e Xu *et al.* (2018)

A Figura 43 ilustra uma aproximação adotada na técnica de controle vetorial. Esta simplificação pode ser feita considerando a diferença angular entre o fasor tensão da rede e o

eixo direto, como mínima. Ao fazer esta consideração, o fasor tensão da rede acaba ficando completamente posicionado sobre o eixo direto, no sistema de coordenadas. Isso permite deduzir que o valor da magnitude do fasor tensão da rede, no eixo em quadratura, acaba-se tornando praticamente nulo. Sendo assim, as equações das tensões em cada eixo do sistema dq ficam como:

$$V_{gd} = V_s \quad (3.11)$$

$$V_{gq} = 0 \quad (3.12)$$

Onde  $V_{gd}$  é a tensão da rede no eixo direto e  $V_{gq}$  é a tensão da rede no eixo em quadratura.

As equações (3.11) e (3.12) podem ainda ser substituídas nas equações (3.13) e (3.14) que são derivadas do modelo dinâmico do CLR da Figura 44.

$$V_{gd} = -L \frac{di_{gd}}{dt} - Ri_{gd} + \omega_s Li_{gq} + V_d \quad (3.13)$$

$$V_{gq} = -L \frac{di_{gq}}{dt} - Ri_{gq} + \omega_s Li_{gd} + V_q \quad (3.14)$$

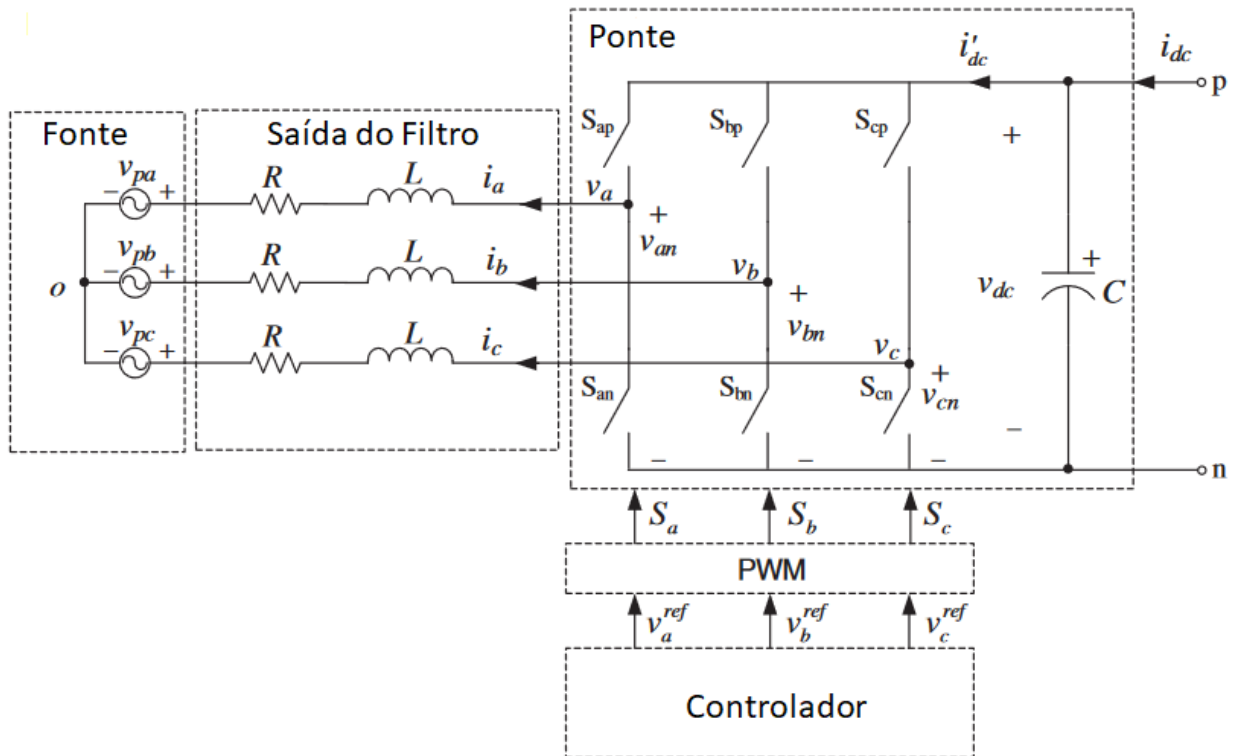
Onde  $i_{gd}$  é a corrente no eixo direto,  $i_{gq}$  é a corrente no eixo em quadratura,  $V_d$  é a tensão do eixo direto,  $V_q$  é a tensão do eixo em quadratura, R é a resistência e L é a indutância do filtro aplicado ao CLR.

Aplicando a consideração inicial do controle vetorial, as equações (3.13) e (3.14) passam a ser como (3.15) e (3.16).

$$V_s = -L \frac{di_{gd}}{dt} - Ri_{gd} + \omega_s Li_{gq} + V_d \quad (3.15)$$

$$0 = -L \frac{di_{gq}}{dt} - Ri_{gq} + \omega_s Li_{gd} + V_q \quad (3.16)$$

Figura 44 – Modelo Dinâmico do Conversor



Fonte: Adaptado de Xu *et al.* (2018)

As equações (3.15) e (3.16) podem ainda ser isoladas em relação aos termos da corrente do eixo direto e da corrente do eixo em quadratura. Para que isso seja possível geralmente é adotado a consideração de que  $\omega s L i_{gq}$  e  $\omega s L i_{gd}$  são desprezíveis. De acordo com Xu *et al.* (2018), esta consideração é bastante interessante porque ela permite que as correntes sejam dependentes das tensões do eixo direto e do eixo em quadratura. Isso implica indiretamente que as potências do sistema podem ser controladas pelas tensões destes dois eixos.

As equações das potências ativa e reativa do DFIG em relação as variáveis do conversor da rede são dadas respectivamente por:

$$P_g = -\frac{3}{2}(V_{gd}i_{gd} + V_{gq}i_{gq}) \quad (3.17)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2}(V_{gq}i_{gd} - V_{gd}i_{gq}) \quad (3.18)$$

Como o valor da tensão no eixo  $q$  é quadratura é nula, as equações (3.17) e (3.18) passam a ser dadas por (3.19) e (3.20).



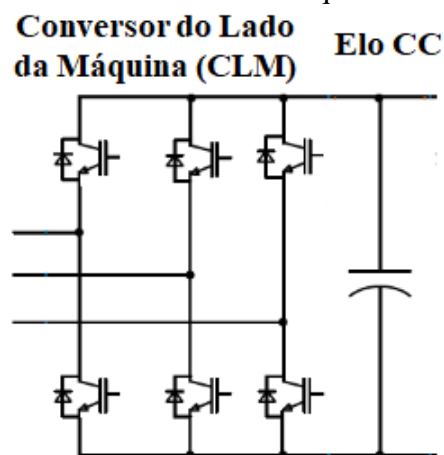
$I_{qconv}$ ) são comparadas com valores de referência  $I_{dref}$  e  $I_{qref}$ , resultando em um erro. O erro obtido passa por um controlador proporcional integral (PI), onde é posteriormente somado ou subtraído com as outras parcelas do sistema, resultando nas tensões de referência  $V_d$  e  $V_r$  que serão convertida.

A partir deste sistema de controle do CLR são gerados os sinais que serão utilizados no *Pulse Width Modulation* (PWM). Os pulsos que são produzidos no bloco irão alimentar o terminal do *Gate* de cada um dos *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), do conversor trifásico, gerando assim, o controle desejado.

### 3.2 Conversor do lado da máquina (CLM)

Como o próprio nome sugere, o CLM é o conversor que é diretamente conectado ao gerador. Ele possui uma importância bastante acentuada no funcionamento do DFIG, pois é a partir dele que é realizado o controle das variáveis relacionadas a máquina em si. Sendo assim, este conversor geralmente consegue lidar com situações, envolvendo o fluxo de potência do estator da máquina, a velocidade de rotação do rotor e até o mesmo o fluxo de potência reativa do sistema (NAWAZ; KALYANI, 2021). A Figura 46 apresenta o circuito esquemático do conversor do lado da máquina.

Figura 46 – Esquemático do conversor do lado da máquina



Fonte: Adaptado de Al-Kharbosity (2012)

Em relação ao controle de potência, o CLM possui a vantagem de permitir um controle separado e independente das potências ativa e reativa, além de controlar as tensões do estator da máquina (KAREEM, 2016). Isso pode ser melhor visualizado nas equações (3.22) e (3.23) que representam a potência ativa do estator  $P_s$  e a potência reativa do estator  $Q_s$  em

função das variáveis do próprio estator:  $V_s$ ,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ .

$$P_g = \frac{3}{2} V_s i_{sd} \quad (3.22)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2} V_s i_{sq} \quad (3.23)$$

Para um mesmo valor de tensão  $V_s$ , em ambos os casos, é possível perceber que a potência ativa é controlada somente pela corrente do estator no eixo direto. Já a potência reativa é controlada somente pela corrente do estator no eixo em quadratura. A relação entre as correntes do estator no eixo direto e no eixo em quadratura pode ser dada pelas equações (3.24) e (3.25).

$$i_{sd} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rd} \quad (3.24)$$

$$i_{sq} = -\frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (3.25)$$

A partir disso pode-se definir a potência ativa do estator e a potência reativa do estator como uma função das correntes do rotor.

$$P_s = -\frac{3}{2} V_s i_{rd} \quad (3.26)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} + V_s i_{rq} \quad (3.27)$$

A partir das equações (3.26) e (3.27) é possível perceber que mesmo com a substituição das correntes do estator pelas correntes do rotor, há uma característica de independência entre as equações.

Além de atuar no controle de potência, o CLM também possui uma grande influência no controle do torque do DFIG. O CLM pode fazer o controle e o ajuste das correntes do rotor de modo que seja possível obter um valor de torque equivalente ao desejado (FLETCHER; YANG, 2010). Isso pode ser melhor observado nas equação (3.28).

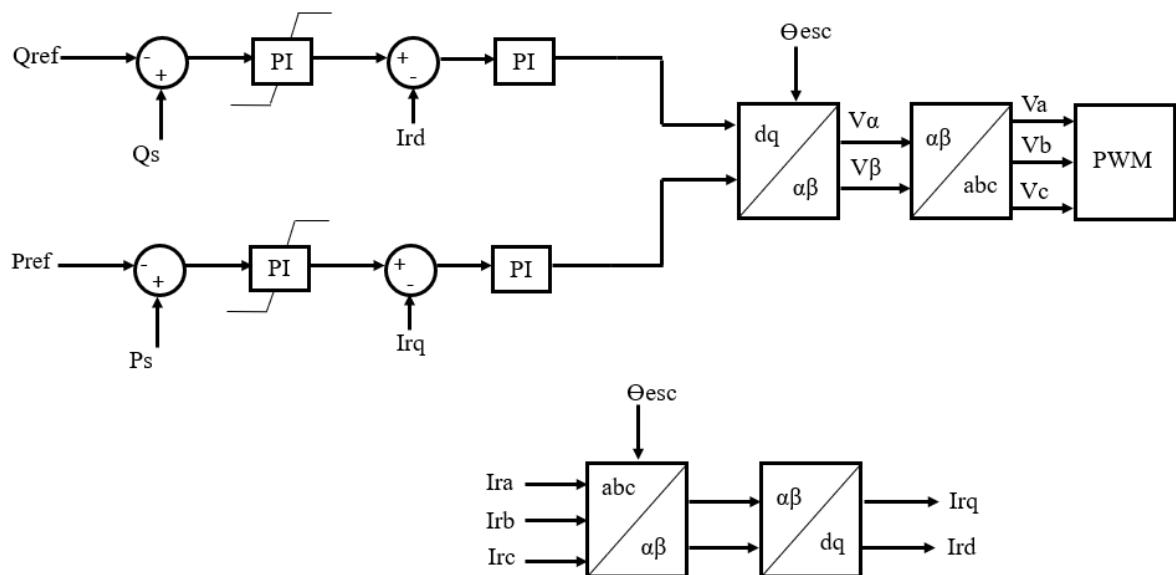


$$T_e = 3n_p I_m [\Psi i_R^*] \approx -3n_p \psi i_{rq} \quad (3.28)$$

onde  $\psi_s$  é fluxo magnético do estator.

Já em relação ao controle de potência do CLM, apresentado na Figura 47, utiliza-se o ângulo de escorregamento da máquina  $\theta_{esc}$  para fazer a conversão das correntes do rotor, do sistema abc para o sistema dq. Estas correntes, por sua vez, são comparadas com o erro gerado pela subtração anterior (das potências ativa e reativa), resultando em um novo erro que é processado pelo controlador PI. A partir disso, é possível obter o valor das variáveis  $V_{dr}$  e  $V_{qr}$  que serão utilizadas na conversão dos sinais para o PWM. De maneira similar ao que ocorre para o CLR, através do processo de modulação PWM, os pulsos gerados passam a ser encaminhados para os IGBT's do conversor trifásico.

Figura 47 – Controle de potência do CLM



Fonte: Autor

### 3.3 Conclusão

Este capítulo apresentou algumas das principais características relacionadas aos sistemas de turbinas eólicas do tipo 3, que são consideradas como o tipo de sistema de turbina eólica mais implementada no mundo.

Inicialmente foram abordados os principais componentes básicos que geralmente constituem um sistema de turbina eólica, como a própria turbina, a caixa de engrenagem,

o gerador de indução e os conversores potência. Contudo, ao longo do capítulo foi feito um aprofundamento em relação ao DFIG e ao próprio conversor *back to back*, que de fato caracterizam o sistema de turbina do tipo 3.

Para o caso do DFIG foram apresentados os seus 3 modos de operação fundamentais que podem variar de acordo com a variável de escorregamento da máquina. Nesse sentido, a relação de dependência entre o escorregamento e o sentido do fluxo de potência também foi explorada.

Por outro lado, foi feito um maior aprofundamento em relação as características individuais de cada um dos conversores: conversor do lado da rede (CLR) e conversor do lado da máquina (CLM). Para o CLR foi ressaltada a sua importância no controle de sincronização, pois ele é responsável por lidar diretamente com a detecção das variáveis da rede elétrica. Além disso, foi ressaltada a sua função de regulação do elo CC entre os conversores e também a sua função de controle da potência reativa que são bastante relevantes para o sistema. Ainda em relação ao CLR também foram mencionadas as equações utilizadas no controle da dinâmica deste conversor, assim explicado o funcionamento do seu sistema de controle para um algoritmo utilizando o FLL.

Já para o CLM foi enfatizada a sua importância no controle das variáveis relacionadas a própria máquina. Sendo assim, foi explicado a sua influência principalmente em relação ao torque, e também a sua capacidade de controle independente da potência ativa e reativa. Assim como ocorreu para o CLR também foram apresentadas algumas equações relacionadas ao controle da sua dinâmica e também foi explicado funcionamento do seu sistema de controle, relacionado as variáveis de potência ativa e reativa.

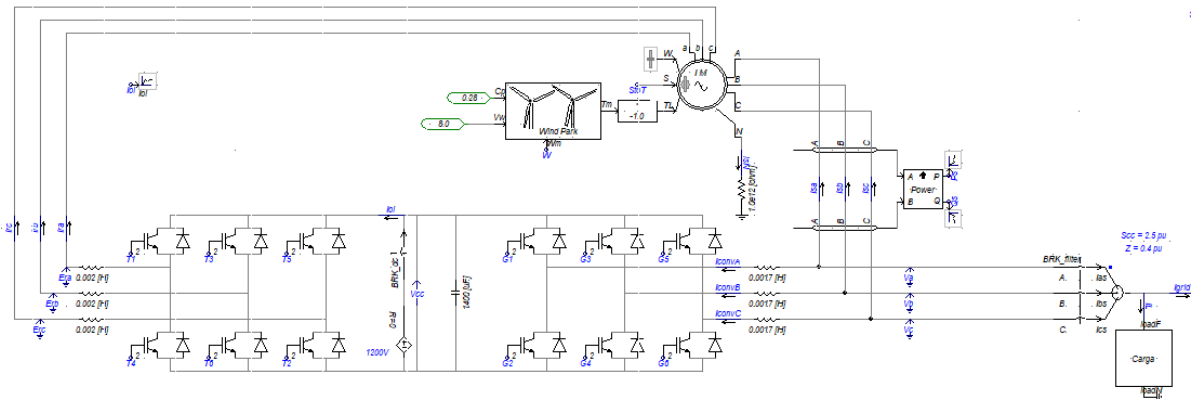
## 4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O DSOGI-FLL, MDSOGI-FLL E O MSOSF SOBRE A OPERAÇÃO DO DFIG

### 4.1 Ambiente de Simulação

Para realizar o estudo comparativo entre o MDSOGI-FLL e o MSOSF em um sistema de turbina do tipo 3, foi feito, inicialmente, a utilização de uma simulação do sistema do DFIG, com o *software* PSCAD EMTDC.

A simulação realizada no sistema do PSCAD EMTDC foi feita para um parque eólico em um sistema de potência com tensão de 0,69 kV. O ambiente da simulação pode ser ilustrado na Figura 48.

Figura 48 – Simulação do sistema de potência do parque eólico



Fonte: Autor

Os parâmetros adotados para a máquina de indução da Figura 48 podem ser ilustrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros de Simulação da Máquina Assíncrona - DFIG

Potência de Base (MVA)	0.150	Tensão de Base (kV)	0.690
Potência (MVA)	0.500	Número de Fases	3
Tensão L-L (kV)	0.690	Resistência do Estator (pu)	0.0054
Frequência Angular (rad/s)	376.99	Resistência do Rotor Bobinado (pu)	0.00607
Razão de Espiras Estator/Rotor	1	Indutância de Magnetização (pu)	4.362
Momento de Inércia Angular	0.5	Indutância de Fuga do Estator (pu)	0.108
Amortecimento Mecânico (pu)	0.001	Indutância de Fuga do Rotor Bobinado (pu)	0.110

Fonte: Autor.

Além dos valores adotados na Tabela 6, para a máquina de indução, também há os valores definidos para o circuito do conversor *back to back*. O valor adotado para o capacitor

do conversor *back to back* foi de 1400 uF. Além disso, foram utilizados diferentes valores de indutância nas fases do lado dos conversores CLM e CLR (0.017 H e 0.002 H respectivamente).

Por outro lado, os parâmetros considerados para a simulação do parque eólico da Figura 48, podem ser ilustrados na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros Relacionados a Turbina Eólica

Raio do Rotor (m)	42,75
Densidade do Ar (kg/m <sup>3</sup> )	1,225
Velocidade do Vento (m/s)	8,00
Coefficiente de Potência	0,28

Fonte: Autor.

Com base nos parâmetros da Tabela 7 e também com base nas equações (4.1) e (4.2) foi possível determinar tanto a potência da turbina eólica em (4.3) como também o valor de torque mecânico na Figura 48.

$$P = \frac{\rho}{2} A_r V_w^3 C_p \quad (4.1)$$

$$T = \frac{\rho}{2} A_r \frac{V_w^3}{W_m} C_p \quad (4.2)$$

As variáveis que definem o modelo são dadas por: P que é a potência mecânica da turbina (W), T que é o torque mecânico,  $\rho$  que é a densidade do ar (kg/m<sup>3</sup>),  $A_r$  que é a área do rotor (m<sup>2</sup>),  $V_w$  que é a velocidade do vento (m/s),  $C_p$  que é o coeficiente de potência e  $W_m$  que é a velocidade da máquina (pu).

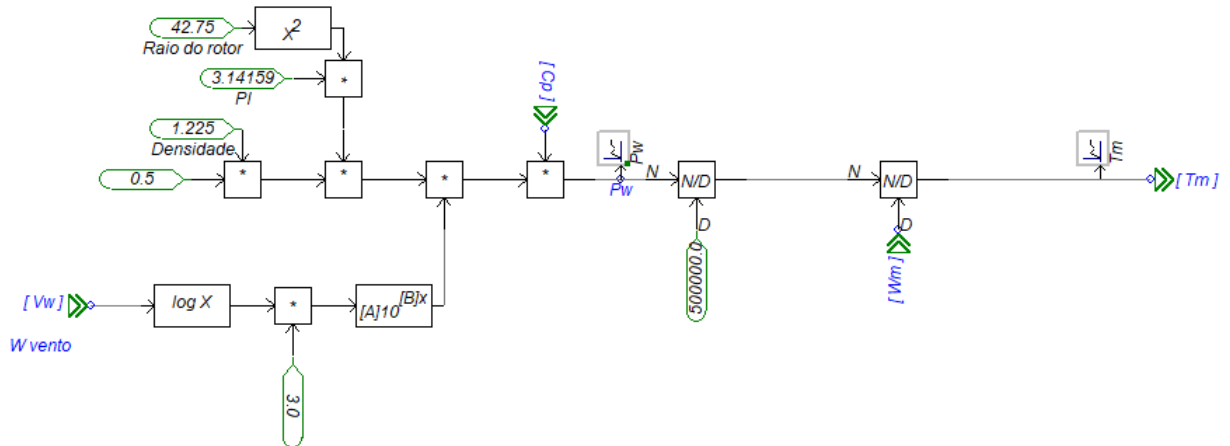
Substituindo os valores da Tabela 7 na equação (4.1) pode-se obter (4.3).

$$P = 0.6125 \cdot 5741.456924 \cdot 8^3 \cdot 0.28 = 504145.8496W \quad (4.3)$$

A potência obtida em (4.3), por sua vez, pode ser ainda, convertida em pu, dividindo-a por um valor de base igual a 50000, conforme é ilustrado na Figura 49.

Já no caso da variável de torque, não é possível determinar seu valor com precisão, apenas pelo equacionamento, pois  $W_m$  varia de acordo com andamento da simulação. Dessa forma, No PSCAD o parâmetro  $W_m$  geralmente é inicializado por padrão, com o valor de 0.98 pu e posteriormente vai sendo alterado.

Figura 49 – Simulação dos parâmetros do bloco do parque eólico



Fonte: Autor

A simulação dos parâmetros de potência e de torque da turbina eólica, conforme as equações (4.1) e (4.2), pode ser ilustrado na Figura 49.

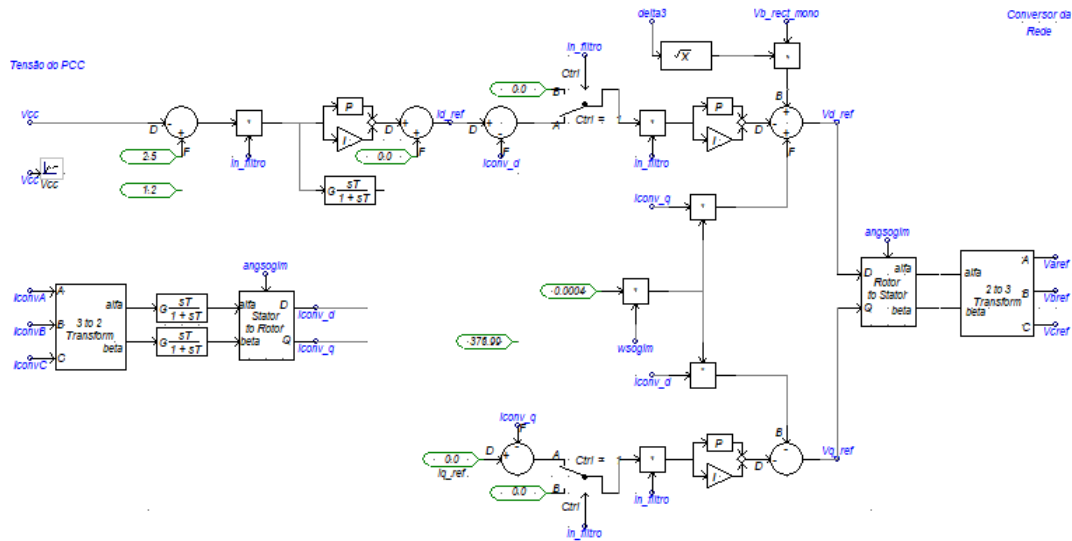
Por outro lado, na Figura 50 é ilustrada a simulação do sistema de controle do CLR. Esta simulação é o principal ponto de análise para a implementação dos sistemas de sincronização. É a partir dela que a frequência, o ângulo de fase e o valor da componente de sequência positiva, que foram detectados pelo algoritmo de controle, são utilizados para fazer o interfaceamento da rede elétrica com o conversor de potência. Estas variáveis são representadas na Figura 50 como  $wsogim$ ,  $delta_3$  e  $angsogim$ .

Já na Figura 51 é apresentado a simulação do sistema de controle de potência do CLM, que é baseado na Figura 47 do Capítulo 3. Esta simulação difere da Figura 47 em apenas algumas alterações pontuais de implementação no PSCAD EMTDC.

O controle de potência do CLM da Figura 51 utiliza um controlador PI, com a técnica de anti wind-up, para o processamento das potências ativa e reativa. A estrutura do PI com sistema anti wind-up pode ser observada na Figura 51, onde a variável  $K_{wup}$  representa o ganho de wind-up,  $K_{pq}$  representa o ganho proporcional e a  $K_{iq}$  representa o ganho integrativo.

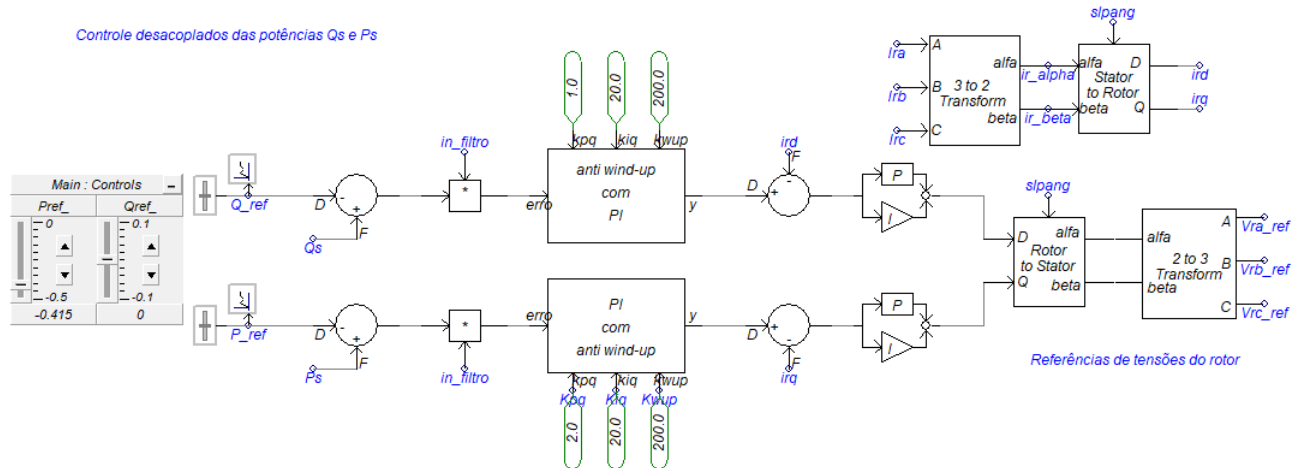
A técnica de *anti wind-up* visa reduzir o erro de integração em um sistema com atuador, que apresenta saturação. Normalmente, quando este tipo de sistema está sob a ação de um controlador integrativo, ele está sujeito a apresentar grandes oscilações, que são indesejáveis em vários tipos de processos de controle (JOHAN, 2002). Nesse sentido, para poder lidar com este problema geralmente é utilizada uma nova malha de realimentação, conforme é mostrado na Figura 52. A função desta malha de realimentação é processar o erro da saída do PI e o erro da saída de saturação, gerando um novo erro de saída que passará pelo ganho de *wind-up* ( $K_{wup}$ ).

Figura 50 – Simulação do sistema de controle do CLR



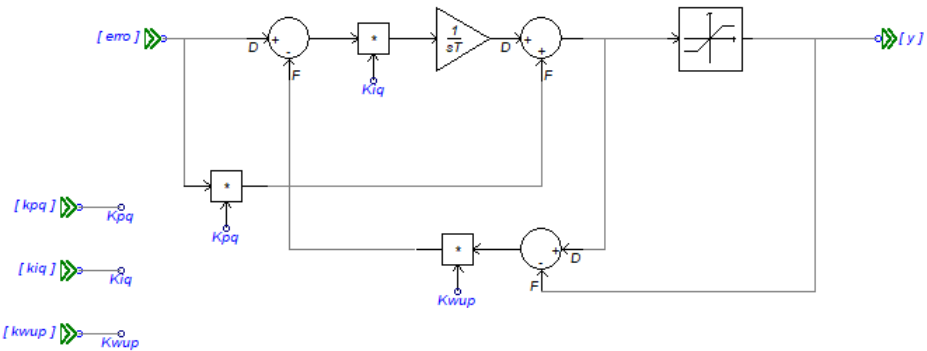
Fonte: Autor

Figura 51 – Simulação do sistema de controle do CLM



Fonte: Autor

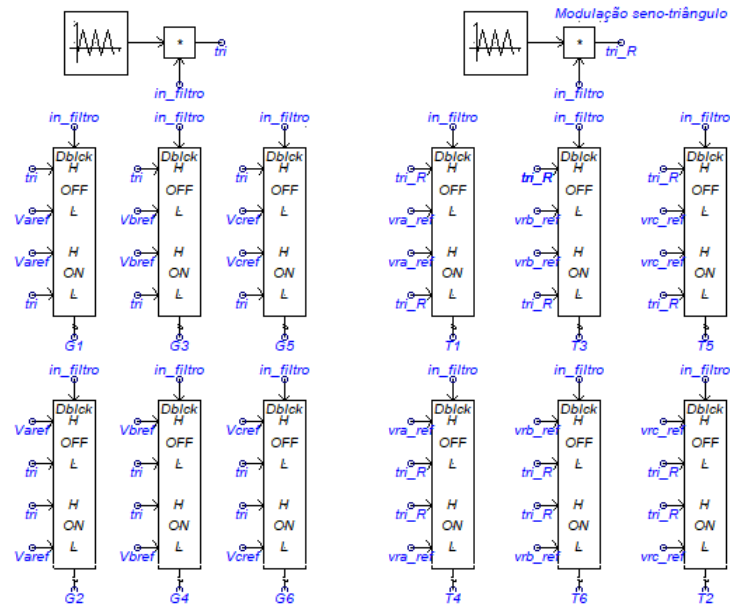
Figura 52 – Simulação PI com anti wind-up



Fonte: Autor

O novo erro será realimentado ao sistema, possibilitando a redução de possíveis oscilações na performance do controle.

Figura 53 – Simulação do sistema de modulação para o DFIG



Fonte: Autor

Na Figura 53, é apresentado o sistema da modulação que é responsável por gerar os pulsos que serão utilizados no acionamento dos IGBTs, dos conversores CLR e CLM. Neste caso, para fazer o acionamento, é feita a utilização dos blocos dos pulsos de disparos interpolados do PSCAD EMTDC. Cada um destes 12 blocos ilustrados na Figura 53 são controlados por um sinal de degrau unitário chamado de *infiltro*. A principal função dos blocos é realizar a comparação entre os sinais de referência  $V_{aref}$ ,  $V_{bref}$ ,  $V_{cref}$  e outros, gerando a saída dos pulsos de disparo de G1 até G6 e de T1 até T6. Nesse sentido, os sinais utilizados para a comparação em cada bloco são as tensões de saída do controle do CLM e do controle do CLR. Já os sinais  $t_{ri}$  e  $t_{riR}$ , na Figura 53, são os sinais das portadoras triângulares, que possuem frequência de 10kHz e *Duty Cycle* de 50%. Na simulação foi utilizado uma portadora para cada conversor.

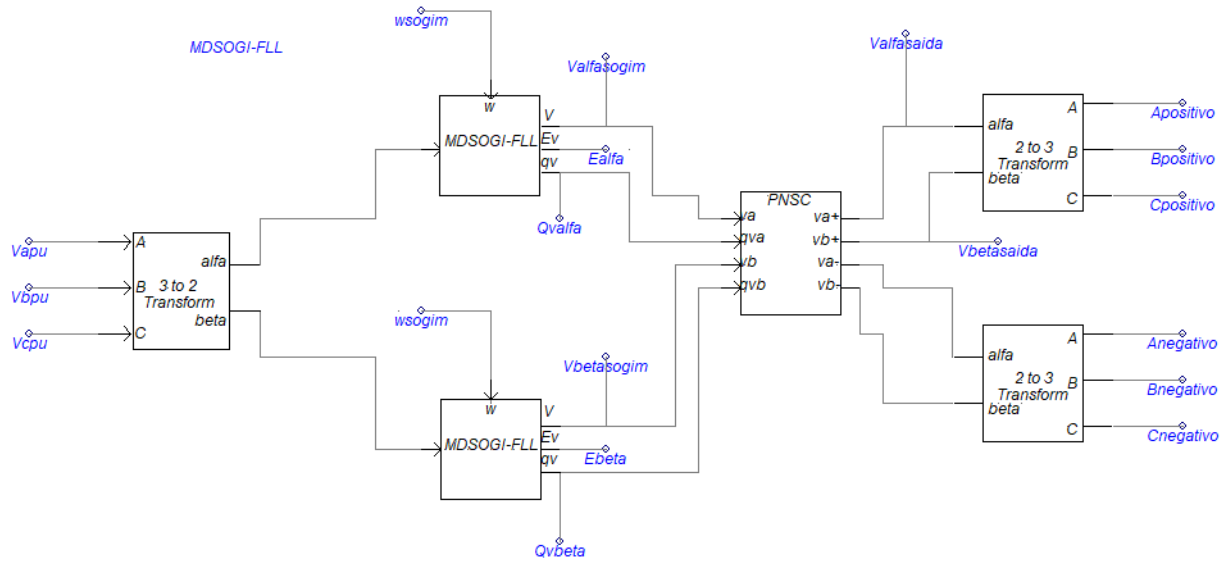
## 4.2 Simulação - MDSOGI-FLL

A Figura 54 ilustra a simulação do MDSOGI-FLL no PSCAD, onde a variável *wsoгим* é o valor da frequência da rede elétrica, rastreada pelo FLL.

Os valores dos ganhos de  $k_0 = 0.22$  e  $k = 1.41$  na Figura 55 são os mesmos valores que foram projetados e adotados para o SOGI modificado, no Capítulo 2. Nesse sentido, cada bloco denominado por MDSOGI-FLL na Figura 54, possui exatamente a mesma estrutura da Figura 16, apresentando apenas variações em relação as grandezas de *alfa* e *beta*.

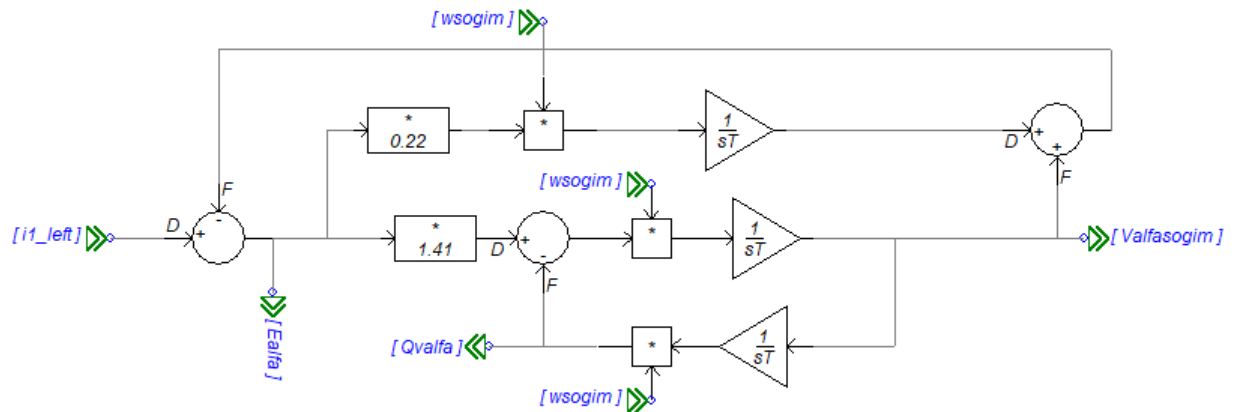
A Figura 56 mostra a simulação de um FLL com ganho de normalização para o

Figura 54 – Simulação do MDSOGI-FLL



Fonte: Autor

Figura 55 – Estrutura interna do bloco do MDSOGI-FLL



Fonte: Autor

MDSOGI-FLL, semelhante ao que é visto na Figura 15, do Capítulo 2. Para este caso, os parâmetros de  $k$  e  $\Gamma$  foram ajustados de modo que o FLL fosse capaz de detectar, adequadamente, a frequência de 60 Hz (377 rad/s). A variável de  $k$  está relacionada ao ganho do SOGI-QSG e  $\Gamma$  é apenas a constante de normalização da estrutura.

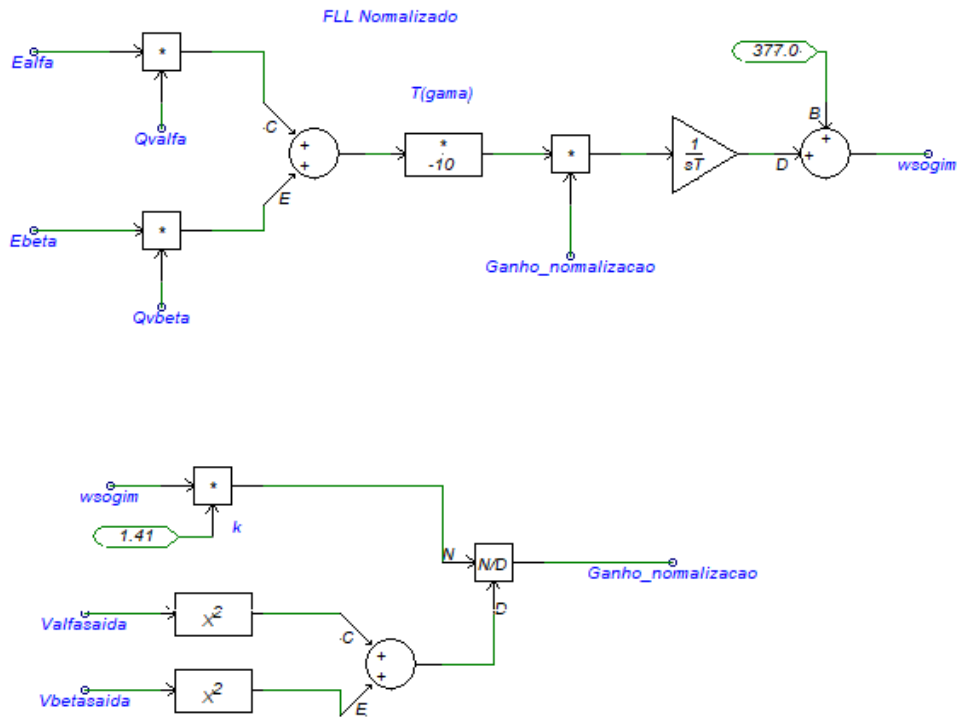
### 4.3 Simulação - MSOSF-FLL

A fim de tornar a comparação do MSOSF com o MDSOGI-FLL mais equilibrada, foi utilizado o mesmo FLL do MDSOGI-FLL na estrutura do MSOSF, conforme pode ser ilustrado na Figura 58.

Os valores de  $k_1$  e  $k_2$  da Figura 57 foram projetados de acordo com as equações (4.4) e (4.5):

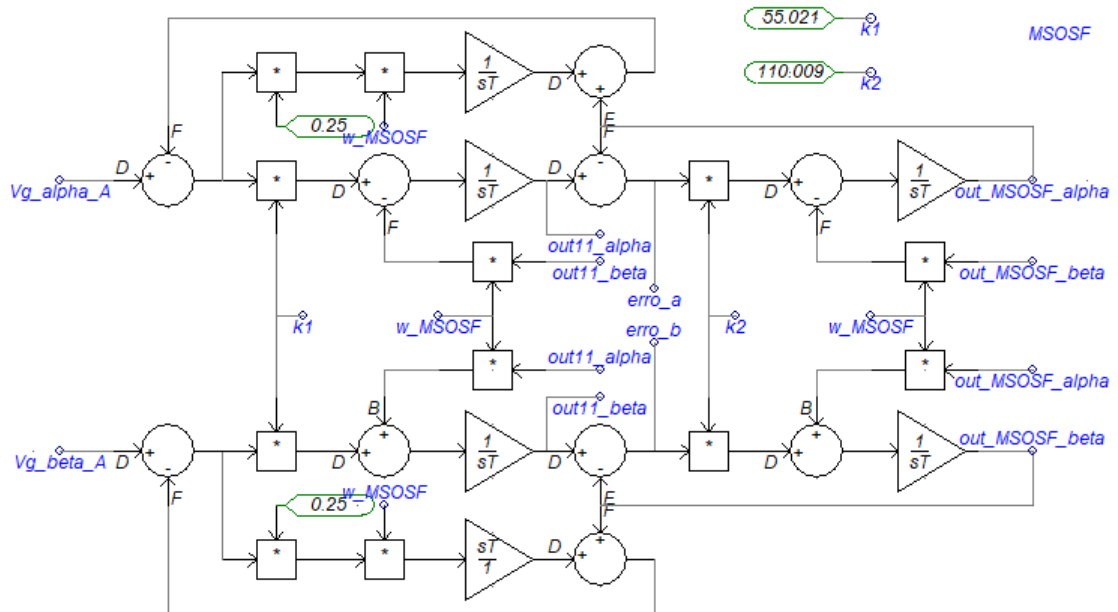


Figura 56 – FLL aplicado ao MDSOGI



Fonte: Autor

Figura 57 – Simulação do sistema do MSOSF



Fonte: Autor

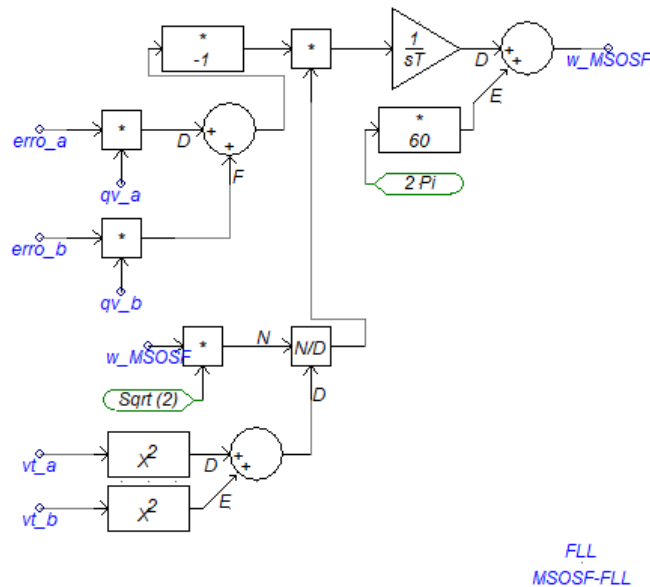
$$k_1 = \frac{\omega_n}{2\zeta} \tag{4.4}$$

$$k_2 = 2\zeta\omega_n \tag{4.5}$$

Onde  $\omega_n$  é o valor da frequência natural do sistema que é dado como 77.8 e  $\zeta$  é o fator de amortecimento da estrutura, considerado igual a 0.707.

Os valores de  $k_1$  e  $k_2$  apresentados na Figura 57 são equivalentes aos ganhos do MSOSF,  $m_p$  e  $m_f$  da Figura 18.

Figura 58 – FLL aplicado ao MSOSF



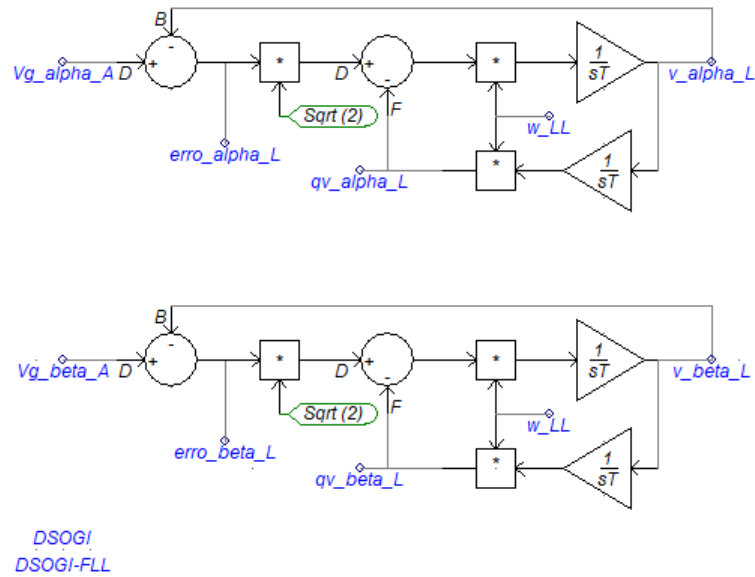
Fonte: Autor

#### 4.4 Simulação - DSOGI-FLL

Para proporcionar um aprofundamento maior no estudo comparativo entre o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL, também foi feita a simulação do DSOGI-FLL tradicional, que é uma das estruturas apresentadas no Capítulo 2. A simulação do DSOGI-FLL é ilustrada na Figura 59. Já o FLL utilizado, que é o mesmo do MDSOGI-FLL e o mesmo do MSOSF-FLL, está ilustrado na Figura 60.

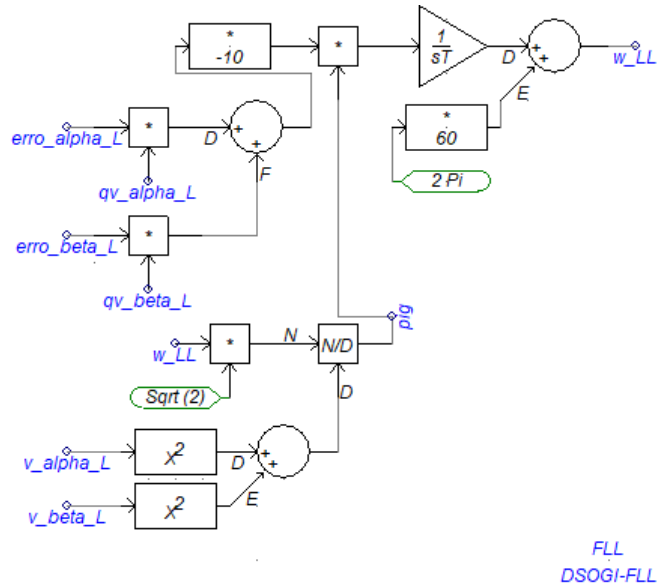
Uma das principais diferenças entre o DSOGI-FLL e os outros dois sincronizadores é que nesta estrutura não há uma malha adicional de de rejeição CC, para auxiliar o processamento de tensão. Nesse sentido, através da simulação será possível observar pontos semelhantes em relação ao MDSOGI-FLL e ao MSOSF-FLL, assim como eventuais características distintas.

Figura 59 – Simulação do DSOGI-FLL



Fonte: Autor

Figura 60 – FLL aplicado ao DSOGI



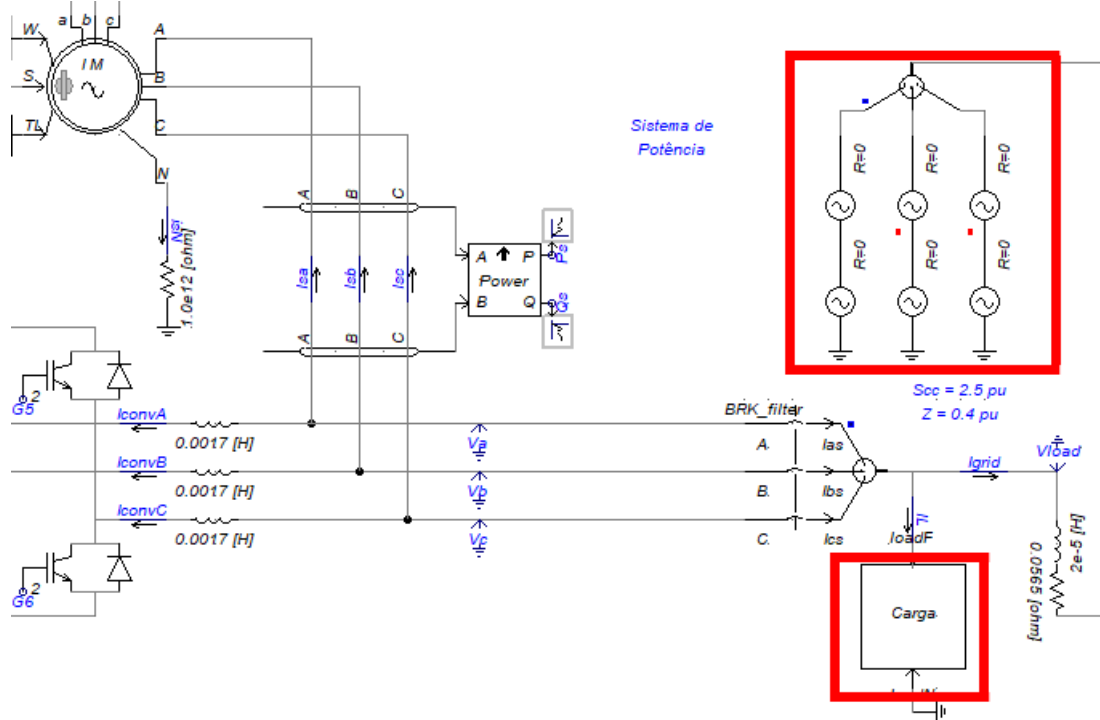
Fonte: Autor

#### 4.5 Distúrbios aplicados para efeito de análise

Para gerar o efeito do desbalanceamento de tensão e das componentes harmônicas, no sistema do DFIG, foi adicionado um conjunto de fontes de tensão CA no CLR, conforme ilustrado na Figura 61.

As fontes de cima, da Figura 61, foram configuradas com os valores de amplitude de 0,3984 kV, 0,698 kV e 0,0980 kV. Além disso, cada uma destas fontes possui frequência de 60 Hz e defasagem angular de  $120^\circ$ , entre si. Por outro lado, as fontes de baixo foram configuradas

Figura 61 – Sistemas utilizados para a geração de desbalanço de tensão e harmônicas

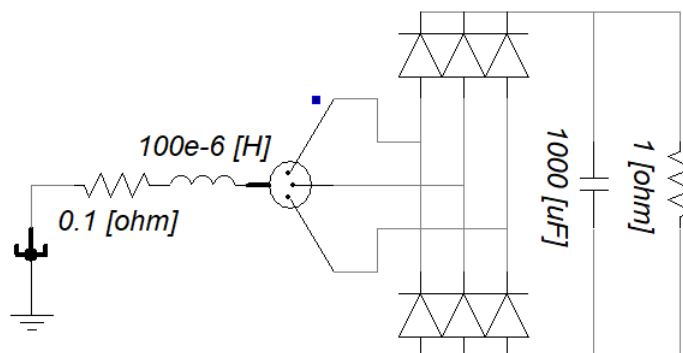


Fonte: Autor

com os valores de amplitude de 0,030 kV, 0,035kV e 0,025kV. Além disso, cada uma possui frequência de 300 Hz e defasagem angular de  $600^\circ$ , entre si.

Além do conjunto de fontes de tensão CA também foi utilizado um circuito de carga não-linear no lado do conversor CLR, conforme é apresentado na Figura 62.

Figura 62 – Carga não-linear utilizada



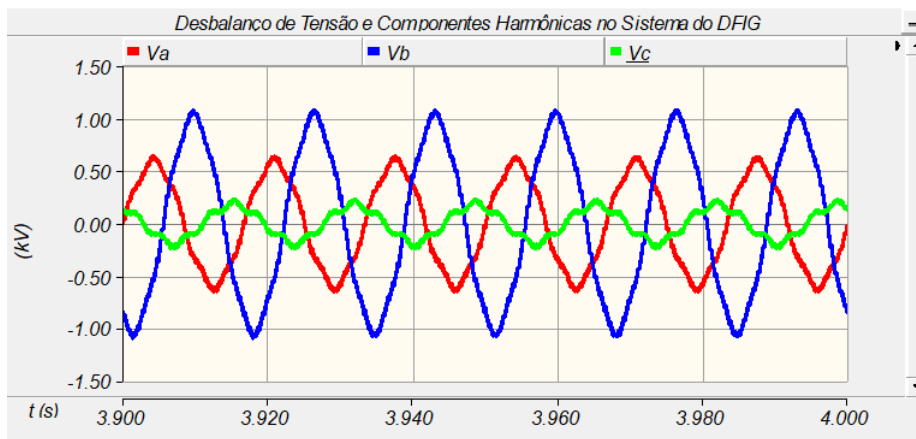
Fonte: Autor

As cargas não-lineares podem ser uma das principais causas para o surgimento de tensões e corrente harmônicas na rede elétrica. Sendo assim, o seu principal intuito na simulação é facilitar a inclusão de mais harmônicas ao sistema do DFIG.

Na Figura 63 foi ilustrado o resultado da aplicação do conjunto de fontes CA e da

carga não linear na simulação do DFIG. o tempo de simulação foi de 4 segundos. Contudo, optou-se por ilustrar Conforme pode ser observado, as tensões de fase do lado do CLR estão simultaneamente desbalanceadas e distorcidas, pelo efeito dos distúrbios aplicados. Nesse sentido, a qualidade da energia elétrica do sistema como um todo acaba se tornando comprometida, podendo influenciar em diversos aspectos do sistema de geração, como no fluxo de potência ativa, no fluxo de potência reativa e no torque da máquina.

Figura 63 – Tensões de Fase do Lado da Rede



Fonte: Autor

## 4.6 Resultados

Ao realizar a implementação dos sincronizadores (DSOGI-FLL, MDSOGI-FLL e MSOSF-FLL) no controle de sincronização do CLR, foi possível obter graficamente o comportamento da tensão do elo CC ( $V_{cc}$ ), o comportamento da potência ativa do estator ( $P_s$ ), o comportamento da potência reativa do estator ( $Q_s$ ) e por fim, a característica do torque eletromagnético ( $T_e$ ) e a característica do torque mecânico da máquina ( $T_m$ ).

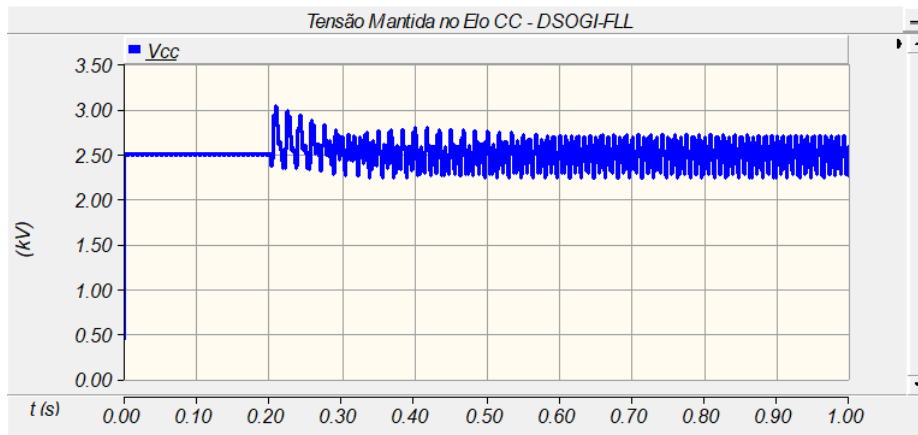
Para todas as simulações realizadas, foi utilizado um tempo máximo de 4 segundos, no PSCAD EMTDC. Contudo, para efeitos de análise, optou-se por ilustrar os gráficos obtidos via simulação até 1 segundo. Esta escolha se deu por conta da tendência de estabilização das curvas, para valores de tempo acima de 1 segundo.

Dessa forma, inicialmente foi realizada a simulação da tensão do elo CC, do conversor de potência do DFIG. Para este estudo foi estabelecida uma tensão de referência de 2.5 kV no controle do CLR.

As Figuras 64, 65 e 66 ilustram a característica da tensão do elo CC, para o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL, respectivamente. Conforme foi abordado no Capítulo 3,

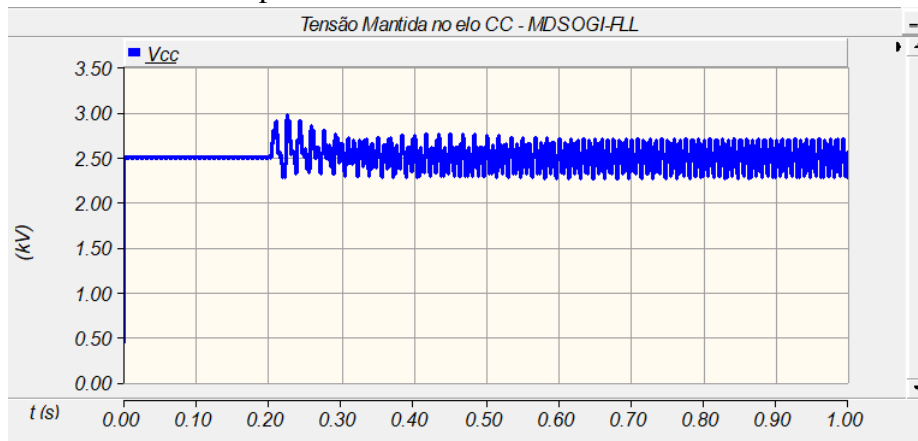
uma das principais funções do CLR era justamente realizar a regulação de tensão no barramento CC. Sendo assim, o sistema de controle deveria ser capaz de garantir a estabilidade da tensão neste ponto, diminuindo possíveis efeitos de ondulações. Este comportamento pode ser observado nas figuras 64, 65 e 66, onde após o transistório inicial, há uma certa estabilização do valor de  $V_{cc}$  em relação ao valor de referência estabelecido. Contudo, também é possível notar que há uma certa oscilação nos valores de tensão da simulação. Esta oscilação é resultante do desbalanceamento de tensão e das componentes harmônicas que foram inseridas no sistema do DFIG.

Figura 64 – Tensão do elo CC para o DSOGI-FLL



Fonte: Autor

Figura 65 – Tensão do elo CC para o MDSOGI-FLL

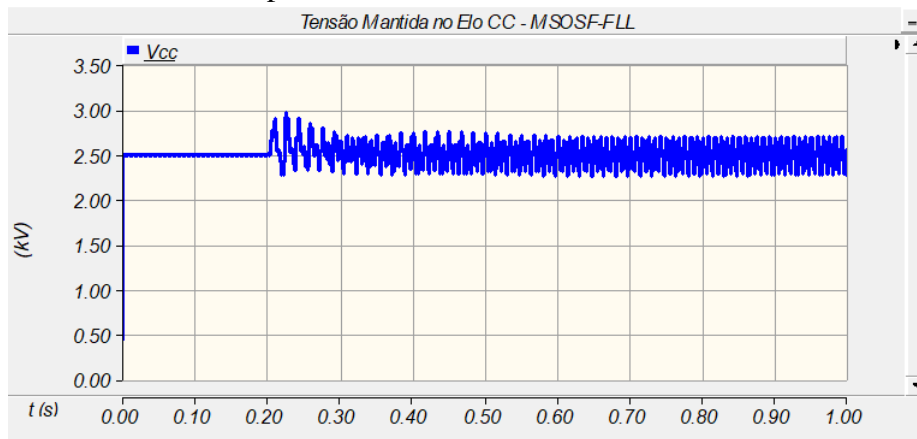


Fonte: Autor

Para obter um resumo quantitativo das simulações das figuras 64, 65 e 66, foi realizado a medição dos valores aproximados de tensão máxima e de tensão mínima, em regime transitório e em regime permanente, para cada sistema de sincronização. Os resultados obtidos foram preenchidos nas Tabelas 8 e 9.

Já a segunda simulação realizada foi a da potência ativa do estator. As figuras 67 e

Figura 66 – Tensão do elo CC para o MSOSF-FLL



Fonte: Autor

Tabela 8 – Valores Obtidos para a Tensão do elo CC

Sistema de Sincronização	MDSOGI-FLL		MSOSF-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente	R. Transitório	R. Permanente
V <sub>pmáx</sub> (kV)	2,962	2,692	2,964	2,692
V <sub>pmín</sub> (kV)	2,279	2,290	2,282	2,289
Variação ( $\Delta V$ )	0,683	0,402	0,682	0,403

Fonte: Autor.

Tabela 9 – Valores Obtidos para a Tensão do elo CC para o DSOGI-FLL

Sistema de Sincronização	DSOGI-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente
V <sub>pmáx</sub> (kV)	3,035	2,698
V <sub>pmín</sub> (kV)	2,245	2,271
Variação ( $\Delta V$ )	0,790	0,427

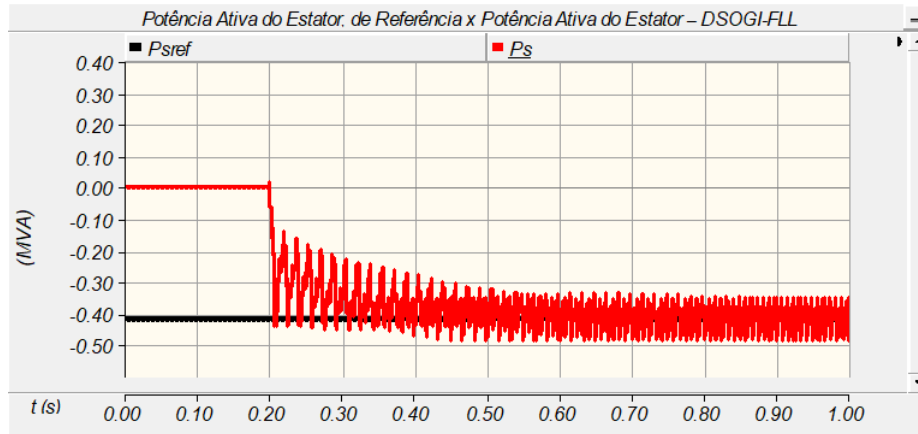
Fonte: Autor.

68 e 69 apresentam relação entre a potência ativa do estator e a sua referência, considerando o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL. O valor de referência de potência ativa, definido no controle do CLR foi de -0,415 MVA.

Assim como aconteceu para o caso da tensão do elo CC, também foi feita a medição aproximada dos valores máximo e mínimo da potência ativa do estator, em regime transitório e regime permanente. Os resultados obtidos foram incluídos nas Tabelas 10 e 11.

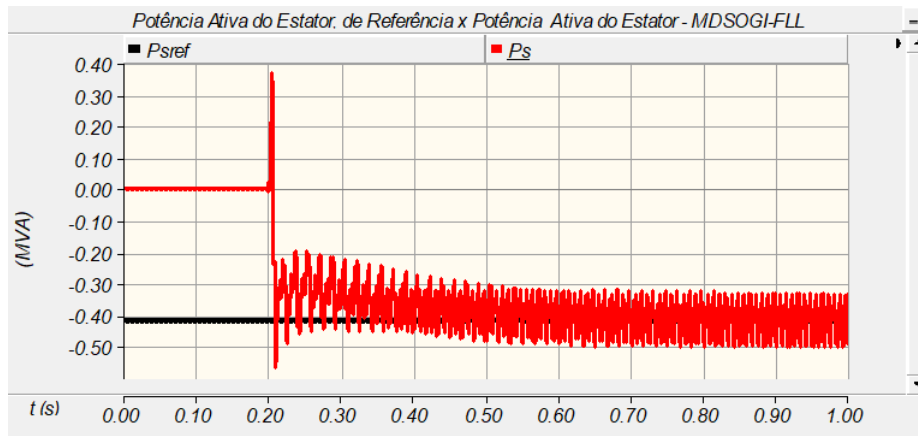
As Figuras 70 e 71 e 72 apresentam o comportamento da potência reativa do sistema do DFIG, utilizando o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL. Para esta simulação foi definido um valor de potência reativa de referência igual a 0. Contudo, é possível observar pelas Figuras que há uma grande variação dos valores de potência reativa em torno do valor de referência. Assim como acontece para a potência ativa, a potência reativa também é bastante

Figura 67 – Relação entre Potência de Referência do Estator e Potência do Estator Medida com DSOGI-FLL



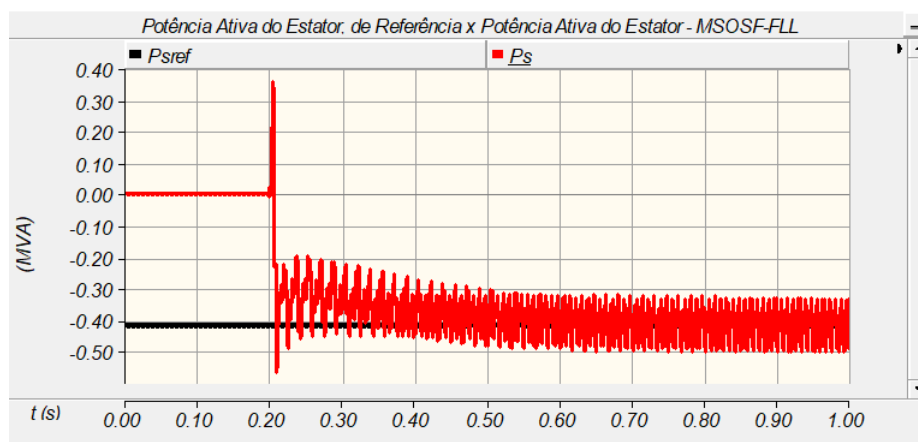
Fonte: Autor

Figura 68 – Relação entre Potência de Referência do Estator e Potência do Estator Medida com MDSOGI-FLL



Fonte: Autor

Figura 69 – Relação entre Potência de Referência do Estator e Potência Medida do Estator, com MSOSF-FLL



Fonte: Autor

afetada pelos efeitos dos desbalanços de tensão e pelos efeitos das distorções harmônicas. Isso ocorre porque ela costuma apresentar o seu valor em função da tensão da rede elétrica, conforme



Tabela 10 – Valores Mensurados para a Potência Ativa do Estator

Sistema de Sincronização	MDSOGI-FLL		MSOSF-FLL	
Tipo de Regime	R. Transitório	R. Permanente	R. Transitório	R. Permanente
Psmáx (MVA)	0,36676	-0,33966	0,36119	-0,33479
Psmín (MVA)	-0,56191	-0,49794	-0,55984	-0,49138
Variação ( $\Delta P$ )	0,92867	0,15828	0,92103	0,15659

Fonte: Autor.

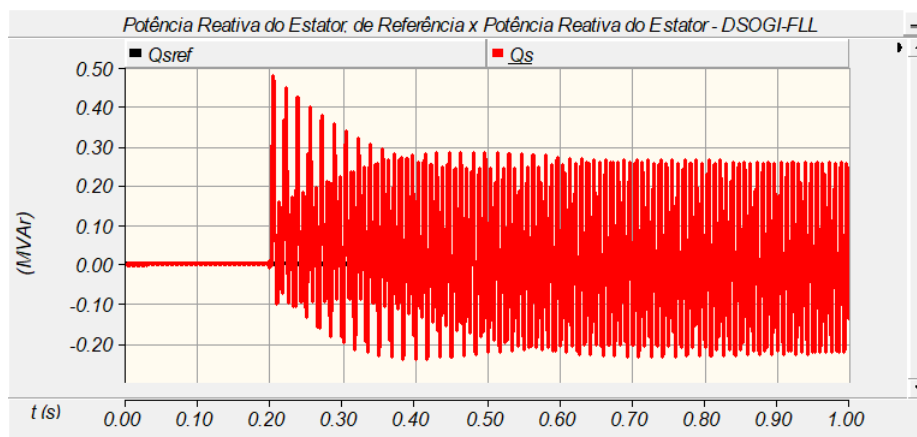
Tabela 11 – Potência Ativa do Estator para o DSOGI-FLL

Sistema de Sincronização	DSOGI-FLL	
Tipo de Regime	R. Transitório	R. Permanente
Psmáx (MVA)	0,01875	-0,34992
Psmín (MVA)	-0,45334	-0,48187
Variação ( $\Delta P$ )	0,47209	0,13195

Fonte: Autor.

a equações 3.23 e 3.27 do Capítulo 3.

Figura 70 – Relação entre Potência de Reativa de Referência e Potência Reativa Medida, com DSOGI-FLL



Fonte: Autor

As Tabelas 12 e 13 ilustram a variação dos valores de potência reativa em torno do valor de referência definido, considerando o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL. Assim como foi feito para as situações anteriores, foram obtidos valores de potência reativa máxima e mínima no regime transitório e no regime permanente.

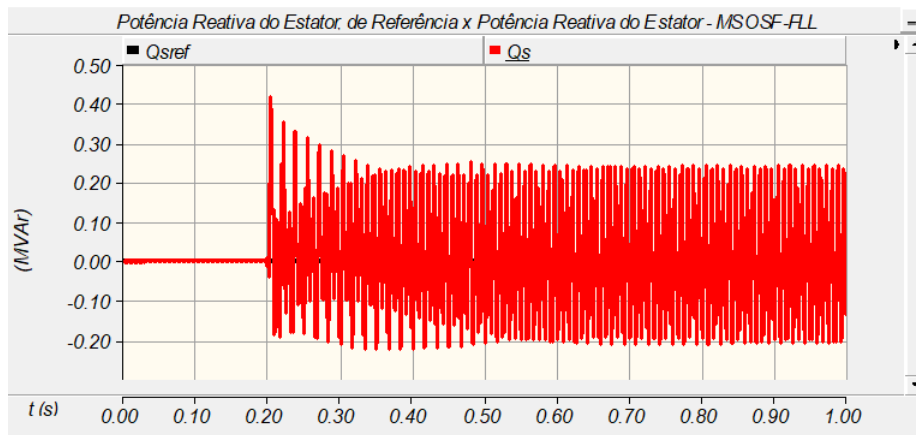
Por fim, as Figuras 73, 74 e 75 mostram a simulação do torque eletromagnético e do torque mecânico da máquina, utilizando o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL. Em condições ideais de operação, sem a presença de muitos distúrbios de origem da rede, o torque elétrico e o torque mecânico do DFIG seriam aproximadamente iguais, estabilizando em torno

Figura 71 – Relação entre Potência de Reativa de Referência e Potência Reativa Medida, com MDSOGI-FLL



Fonte: Autor

Figura 72 – Relação entre Potência de Reativa de Referência e Potência Reativa Medida, com MSOSF-FLL



Fonte: Autor

Tabela 12 – Valores Obtidos para a Potência Reativa do Estator

Sistema de Sincronização	MDSOGI-FLL		MSOSF-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente	R. Transitório	R. Permanente
Qsmáx (MVar)	0,43825	0,24327	0,41989	0,22744
Qsmín (MVar)	-0,22444	-0,19809	-0,21063	-0,19417
Variação ( $\Delta Q$ )	0,66269	0,44136	0,63052	0,42161

Fonte: Autor.

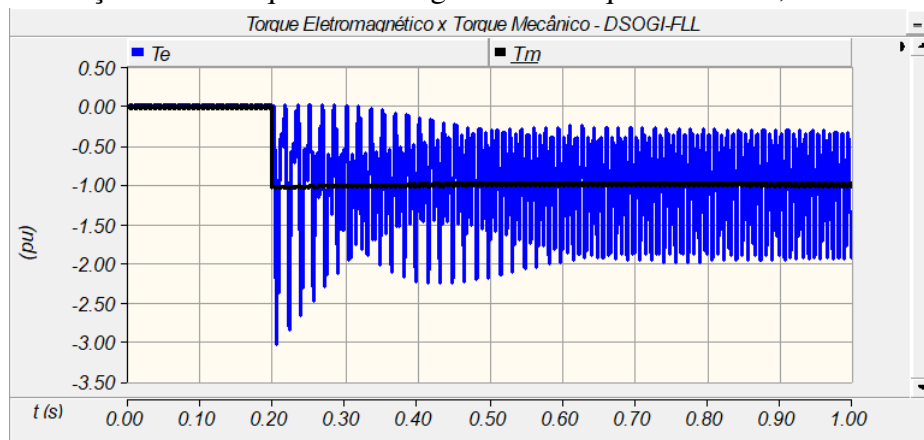
Tabela 13 – Valores Obtidos para a Potência Reativa do Estator com DSOGI-FLL

Sistema de Sincronização	DSOGI-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente
Qsmáx (MVar)	0,47914	0,26303
Qsmín (MVar)	-0,23797	-0,22283
Variação ( $\Delta Q$ )	0,71711	0,48586

Fonte: Autor.

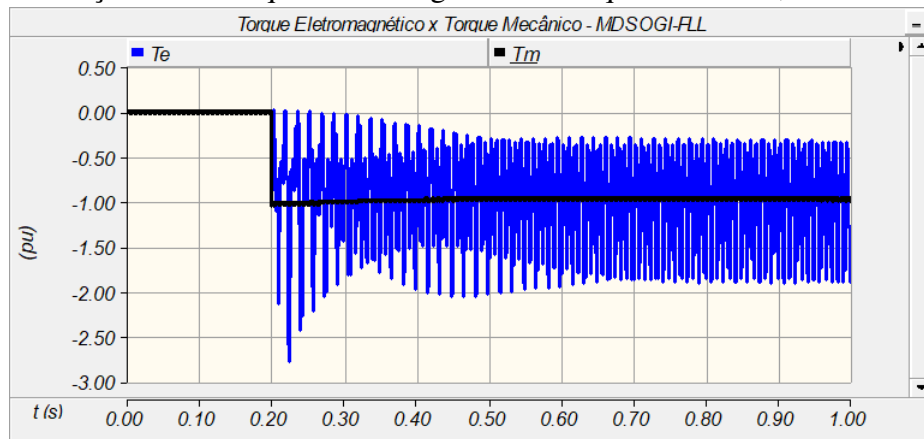
do valor de -1 pu. Contudo, por causa do efeitos dos desbalanços de tensão e das componentes harmônicas inseridas é possível perceber que há uma grande discrepância entre o valor do torque eletromagnético e valor do torque mecânico da máquina. Esta discrepância se dá pelo aumento da ocorrência de um comportamento oscilatório, que constantemente alterna o valor do torque eletromagnético, impedindo uma convergência aproximada de valores. Este fenômeno pode eventualmente causar vários prejuízos tanto ao sistema elétrico da máquina quanto ao sistema mecânico da máquina.

Figura 73 – Relação entre Torque Eletromagnético e Torque Mecânico, com DSOGI-FLL



Fonte: Autor

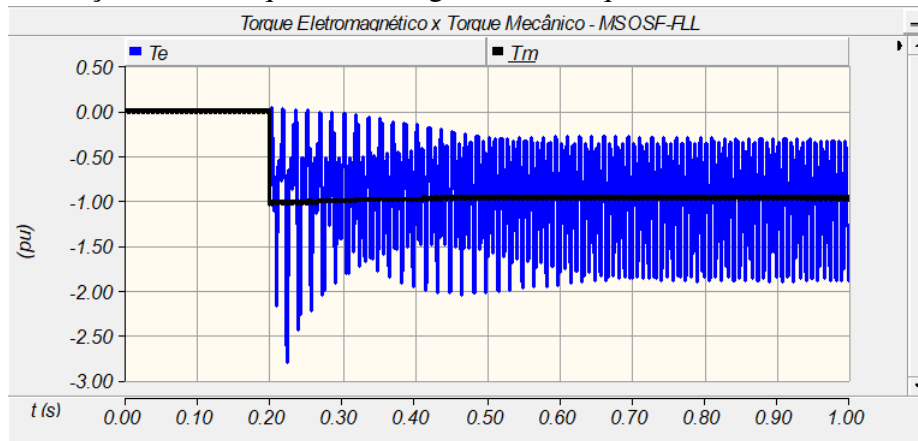
Figura 74 – Relação entre Torque Eletromagnético e Torque Mecânico, com MDSOGI-FLL



Fonte: Autor

As Tabelas 14 e 15, 16 e 17 apresentam a variação dos valores de torque, considerando o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL. Para cada valor de torque eletromagnético medido também foi mensurado um valor de torque mecânico equivalente na simulação.

Figura 75 – Relação entre Torque Eletromagnético e Torque Mecânico, com MSOSF-FLL



Fonte: Autor

Tabela 14 – Torque eletromagnético para o MDSOGI-FLL e para o MSOSF-FLL

Sistema de Sincronização	MDSOGI-FLL		MSOSF-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente	R. Transitório	R. Permanente
Tem <sub>ax</sub> (pu)	0,02217	-0,34323	0,02732	-0,34549
Tem <sub>in</sub> (pu)	-2,78142	-1,87149	-2,78812	-1,87166
Varição ( $\Delta Te$ )	2,80359	1,52826	2,81544	1,52617

Fonte: Autor.

Tabela 15 – Torque Eletromagnético para o DSOGI-FLL

Sistema de Sincronização	DSOGI-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente
Tem <sub>ax</sub> (pu)	0,01927	-0,33852
Tem <sub>in</sub> (pu)	-3,01527	-1,91989
Varição ( $\Delta Te$ )	3,03454	1,58137

Fonte: Autor.

Tabela 16 – Torque mecânico equivalente para o MDSOGI-FLL e para o MSOSF-FLL

Sistema de Sincronização	MDSOGI-FLL		MSOSF-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente	R. Transitório	R. Permanente
Tmeq (Tem <sub>ax</sub> ) (pu)	-1,02661	-0,98646	-1,02661	-0,98682
Tmeq (Tem <sub>in</sub> ) (pu)	-1,01779	-0,98609	-1,01716	-0,98610
Varição ( $\Delta Tm$ )	0,00882	0,00037	0,00945	0,00072

Fonte: Autor.

#### 4.7 Discussão

Conforme foi possível verificar na seção anterior, os resultados obtidos para o DSOGI-FLL, para o MDSOGI-FLL e para o MSOSF-FLL foram bastante semelhantes. Contudo, apesar desta semelhança, é possível observar algumas diferenças importantes que podem ser

Tabela 17 – Torque mecânico equivalente para o DSOGI-FLL

Sistema de Sincronização	DSOGI-FLL	
	R. Transitório	R. Permanente
Tipo de Regime		
T <sub>meq</sub> (T <sub>emáx</sub> ) (pu)	-1,01830	-1,00903
T <sub>meq</sub> (T <sub>emín</sub> ) (pu)	-1,03003	-1,00865
Variação ( $\Delta T_m$ )	0,01173	0,00037

Fonte: Autor.

identificadas nas simulações.

Em relação a tensão do elo CC, os 3 sistemas de sincronização apresentaram resultados bastante compatíveis, de tensão máxima e de tensão mínima, conforme pode ser identificado nas tabelas 8 e 9. No entanto, a partir da análise da variação de tensão das tabelas 8 e 9 é possível notar que a simulação do MSOSF-FLL apresentou um efeito oscilatório menos intenso, de apenas 0,682 kV, do que o MDSOGI-FLL que apresentou uma oscilação no período transitório de 0,693 kV. Além disso, comparativamente tanto o MSOSF-FLL como o MDSOGI-FLL apresentaram uma oscilação menor em relação ao DSOGI-FLL, que apresentou uma variação de 0,790 kV. O efeito menos intenso do MSOSF-FLL, no período transitório, pode ser possivelmente atribuído ao fato de que a estrutura do MSOSF-FLL realiza um duplo processamento de erro até a geração do sinal de saída, ao contrário do que acontece com o MDSOGI-FLL e com o DSOGI-FLL. Esta característica permite reduzir ainda mais os efeitos de possíveis distúrbios no seu sistema, melhorando a performance como um todo. Além disso, a estrutura do MSOSF utilizada na simulação possui valores de ganho ( $m_p = 55,021$  e  $m_f = 110$ ) maiores que os ganhos utilizados para o MDSOGI-FLL e para o DSOGI-FLL. Isso também pode impactar diretamente na eficiência do processamento do sinal de erro obtido, favorecendo o desempenho da simulação. Contudo, apesar destas características, o MSOSF-FLL apresentou resultados muito semelhantes aos resultados do MDSOGI-FLL. Por outro lado, o MDSOGI-FLL apresentou uma menor oscilação em relação ao DSOGI-FLL, possivelmente por conta da malha adicional de rejeição CC, que promove uma certa melhora na performance do sinal de saída. Estas diferenças de comportamento entre os sincronizadores podem ser melhor observadas nas Figuras 64, 65 e 66.

Para a situação da potência ativa é possível destacar a diferença de comportamento observado nas figuras 68 e 69 em relação a Figura 67 e também é possível destacar a diferença de valores em relação a Tabela 10 e a Tabela 11. Os valores para a potência ativa medida, no regime transitório, para o caso do MDSOGI-FLL e para o caso do MSOSF-FLL foram de respectivamente 0,92867 MVA e 0,92103 MVA. Nesse sentido, o MSOSF-FLL apresentou uma

menor oscilação de potência ativa do que MDSOGI-FLL. Por outro lado, comparativamente, tanto o MDSOGI-FLL quanto o MSOSF-FLL apresentaram valores maiores de oscilação de potência ativa, no transitório inicial, do que o DSOGI-FLL, que apresentou um valor de oscilação de 0,47209 MVA. Esta diferença entre valores iniciais pode ser possivelmente explicada pela presença da malha adicional de rejeição CC, tanto no MDSOGI-FLL quanto no MSOSF-FLL. Nesta malha há a presença de um terceiro integrador que pode acabar provocando um sobresinal, devido a acumulação de erros de integração. Dessa forma, conforme o processamento dos sinais vai acontecendo, os erros vão sendo significativamente reduzidos no regime transitório. Já a diferença entre o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL, em valores, pode ser pelo fato de que o MDSOGI-FLL apresenta constantes de ganho menores do que o MSOSF-FLL, impactando no erro de saída.

Por outro lado, em relação ao regime permanente, tanto o MDSOGI-FLL quanto o MSOSF-FLL apresentaram valores de oscilação semelhantes, de 0,15828 MVA e 0,15659 MVA, respectivamente, com uma pequena vantagem para o MDSOGI-FLL. Já em comparação com o DSOGI-FLL, o MDSOGI-FLL e o MSOSF-FLL foram melhores para o regime transitório, pois o DSOGI-FLL apresentou um valor de oscilação de 0,47209 MVA. Contudo, o DSOGI-FLL foi melhor para o regime permanente, apresentando um valor de oscilação de apenas 0,13195 MVA.

Em relação a potência reativa também foi possível notar algumas diferenças bastante interessantes. Logo no início do regime transitório, a potência reativa para o caso do DSOGI-FLL atingiu um valor de variação de 0,71711 MVar. Já para o caso do MDSOGI-FLL e para o caso do MSOSF-FLL os valores obtidos foram respectivamente de 0,66269 MVar e 0,63052 MVar. Dessa forma, tanto o MDSOGI-FLL quanto o MSOSF-FLL se mostraram mais eficientes no regime transitório da potência reativa. Esta situação é contrastante com o caso da potência ativa, em que o DSOGI-FLL se mostrou com uma eficiência melhor no instante inicial da simulação. Já para a comparação individual do MDSOGI-FLL e do MSOSF-FLL é possível perceber que o MSOSF-FLL apresentou um desempenho melhor do que o MDSOGI-FLL por possui um valor menor de oscilação no regime transitório.

Por outro lado, para o caso do regime permanente, a situação se manteve com o MSOSF-FLL sendo melhor do que o MDSOGI-FLL e do que o DSOGI-FLL, apresentando uma oscilação de 0,42161 MVar. Esta diferença de resultados entre os 3 sincronizadores pode ser possivelmente atribuído a malha de rejeição CC presente no MDSOGI-FLL e no MSOSF-FLL. Além disso, os valores de ganho do MSOSF-FLL podem ter tido impacto neste resultado. Já o

comportamento distinto dos sincronizadores em relação a potência ativa e potência reativa pode ser possivelmente atribuído as equações 3.26 e 3.27, que apresentam relações distintas para cada fenômeno.

Para o caso do torque eletromagnético foi possível verificar uma certa diferença entre os 3 sincronizadores, no instante inicial do regime transitório. A variação de torque eletromagnético para o DSOGI-FLL, no regime transitório, foi de 3,03454 pu. Já a variação de torque eletromagnético para o MDSOGI-FLL e o para o MSOSF-FLL foi de aproximadamente 2,80359 pu e 2,81544 pu, respectivamente. Nesse sentido, a utilização do MDSOGI-FLL e do MSOSF-FLL se mostrou um pouco mais satisfatória que a do DSOGI-FLL, por se aproximar mais do valor de torque mecânico de referência. Por outro lado, também foi possível observar uma vantagem do MDSOGI-FLL em relação ao MSOSF-FLL. Esta vantagem pode ser possivelmente atribuída a estrutura dos sincronizadores e também ao comportamento do torque eletromagnético da máquina ao longo do tempo.

Por fim, para o torque mecânico observou-se uma menor variação em regime transitório para o MDSOGI-FLL, que possui o valor de 0,00882 pu, enquanto que o MSOSF-FLL e o DSOGI-FLL apresentaram respectivamente 0,00954 pu e 0,01173 pu. Já para a situação de regime permanente, foi possível observar uma maior variação do torque para o MSOSF-FLL, que obteve um valor de 0,00072 pu. Assim como ocorreu para os demais casos, esta diferença de comportamento pode ser possivelmente explicada pelas características dos próprios sincronizadores. Para este caso em específico, o MDSOGI-FLL apresentou um desempenho melhor no geral, levando em consideração tanto o regime transitório como também a situação de regime permanente.

## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho buscou analisar a influência de 2 estruturas semelhantes de sincronização, o MDSOGI-FLL e o MSOSF, quando aplicados a um sistema com DFIG, diante de cenários desfavoráveis da rede elétrica.

Por meio da utilização do PSCAD EMTDC foi possível obter sucesso tanto na implementação dos sincronizadores, na simulação do DFIG, como também na aplicação dos efeitos de distorções harmônicas e desbalanços de tensão, para os ensaios. Além disso, foi possível simular de forma isolada, ambos os sincronizadores a fim de verificar as suas principais características: rejeição de componente CC, rejeição de harmônicas e extração das componentes de sequência.

A metodologia empregada para a simulação do MDSOGI-FLL e do MSOSF, no DFIG, visou a utilização de uma mesma estrutura de FLL para ambos os sincronizadores. A partir disso foi possível obter as variáveis da frequência, ângulo de fase e amplitude da componente de sequência positiva, do fasor tensão rede elétrica. Além disso também foi feita a simulação do DSOGI-FLL no DFIG com o intuito de realizar um aprofundamento sobre entendimento das estruturas dos três sincronizadores.

O MDSOGI-FLL e o MSOSF se mostraram como alternativas bastante interessantes ao DSOGI-FLL, ao lidar um pouco melhor com os efeitos de desbalanços de tensão e das distorções harmônicas. Ao longo do estudo foi visto uma certa melhora na oscilações do torque, da potência ativa, da potência reativa e na tensão de estabilização  $V_{cc}$ , na aplicação destes sincronizadores.

A hipótese de similaridade entre o MDSOGI-FLL e o MSOSF, levantada no início do estudo foi verificada. Tanto o MDSOGI-FLL quanto o MSOSF apresentaram um comportamento bastante semelhante, individualmente, e também quando aplicados ao sistema do DFIG. Contudo algumas diferenças também puderam ser notadas. O MDSOGI-FLL se mostrou mais eficiente em relação a tensão do elo CC, para o regime permanente. O mesmo vale para o torque eletromagnético no regime transitório e em relação ao torque mecânico, para o regime permanente. Já o MSOSF apresentou um desempenho melhor em relação a tensão  $V_{cc}$ , no regime transitório. Além disso, o MSOSF obteve um melhor desempenho relacionado a potência ativa e potência reativa, e uma melhor performance em relação ao torque eletromagnético, no regime permanente. Desse modo, diante de todos os resultados obtidos foi possível concluir que o MSOSF foi o sincronizador que apresentou um melhor rendimento no geral, tanto nos ensaios realizados no



Capítulo 2 quanto nos ensaios realizados no Capítulo 4.

Por fim, o estudo realizado também apresentou algumas limitações. Para as simulações envolvendo o DFIG foram utilizadas simultaneamente situações de desbalanço de tensão e de distorção harmônica. Nesse sentido, o estudo realizado não contempla de forma individualizada o efeito de cada distúrbio nas simulações empregadas.

Como sugestão para trabalhos futuros, seria interessante realizar uma implementação prática dos sincronizadores (MDSOGI-FLL e MSOSF) em um sistema real do DFIG, a fim de comparar com os resultados obtidos via simulação. Além disso, também seria interessante expandir o estudo para uma análise mais individualizada dos efeitos de distorção harmônica e de desbalanço de tensão, para ser possível obter uma avaliação mais detalhada dos sincronizadores. Por fim, também poderia ser feito a apresentação de gráficos de densidade de fluxo magnético do DFIG, com o intuito de verificar como os distúrbios aplicados afetam as variáveis eletromagnéticas da máquina, sob a utilização dos dois diferentes sistemas de sincronização.

## REFERÊNCIAS

- ABDELRAHEM, M.; HACKL, C.; ZHANG, Z.; KENNEL, R. Sensorless control of permanent magnet synchronous generators in variable-speed wind turbine systems. In: **Conference: Power and Energy Student Summit 2016 (PESS 2016)**. [S. l.: s. n.], 2016.
- ABEEÓLICA. **InfoVento**. [S. l.]: Associação Brasileira de Energia Eólica, 2023.
- AL-KHARBOSY, M. E. H. **Enhancement Protection and Operation of The Doubly Fed Induction Generator During Grid Fault**. Dissertação (Mestrado) – Department of Electrical Power Engineering, Faculty of Engineering, South Valley University, 2012.
- BARAMBONES, O.; CORTAJARENA, J.; ALKORTA, P.; DURANA, J. M. G. D. A real-time sliding mode control for a wind energy system based on a doubly fed induction generator. **Energies**, p. 6412–6433., 2014.
- BOBROWSKA-RAFAL, M.; RAFAL, K.; JASINSKI, M.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters – a review. **BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES**, v. 59, n. 4, p. 485–497, 2011.
- CHEN, B.; SHRESTHA, A.; ITUZARO, F. A.; FISCHER, N. Addressing protection challenges associated with type 3 and type 4 wind turbine generators. In: **2015 68th Annual Conference for Protective Relay Engineers**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 335–344.
- CHONG, B. V. P.; LEE, K. W.; ZHANG, L. Comprehensive analysis of sogi-pll based algorithms for single-phase system. In: **7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)**. [S. l.: s. n.], 2014. p. 1–6.
- DANTAS, N. K. L. **Contribuições para algoritmos de sincronização de conversores estáticos conectados à rede elétrica**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2018.
- DIEFENTHÄLER, A. T.; SAUTHIER, L. F.; SAUSEN, A. T. Z. R.; SAUSEN, P. S.; CAMPOS, M. de. Equilíbrio de tensão em uma rede real de distribuição primária de energia elétrica. Departamento de Ciências Exatas e Engenharias, Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul, p. 1–5, 2020.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.
- EL-SHARKAWI, M. A. **Wind Energy: An introduction**. [S. l.]: CRC Press, 2016.
- FILIPOVIĆ, F.; BANKOVIĆ, B.; PETRONIJEVIĆ, M.; MITROVIĆ, N.; KOSTIĆ, V. Benchmarking of phase lock loop based synchronization algorithms for grid-tied inverter. **Serbian Journal of Electrical Engineering**, v. 16, n. 1, p. 1–19, 2019.
- FLETCHER, J.; YANG, J. Introduction to doubly-fed induction generator for wind power applications. In: NG, A.; NATHWANI, J. (Ed.). **Paths to Sustainable Energy**. [S. l.]: IntechOpen, 2010. p. 260–278.

FONSECA, J. M. L.; QUEIROZ, S. S.; LIMA, S. R.; LIMA, W. da S.; ALMEIDA, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C. Performance analysis of synchronization algorithms for grid-connected power converters under sub and inter-harmonics distortion. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S. l.: s. n.], 2018. p. 2952–2958.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, 1918.

GOLESTAN, S.; FREIJEDO, F. D.; VIDAL, A.; YEPES, A. G.; GUERRERO, J. M.; DOVAL-GANDOY, J. An efficient implementation of generalized delayed signal cancellation pll. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1085–1094, 2016.

GOLESTAN, S.; RAMEZANI, M.; GUERRERO, J. M.; MONFARED, M. dq-frame cascaded delayed signal cancellation- based pll: Analysis, design, and comparison with moving average filter-based pll. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1618–1632, 2015.

GUO, X.-Q.; WU, W. Y.; GU, H.-R. Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review. **Przegląd Elektrotechniczny**, v. 87, n. 4, p. 182–187, 2011.

GWEC. **Wind Turbine Suppliers see record year for deliveries despite supply chain and market pressures**. GWEC, 2022. Disponível em: <https://gwec.net/wind-turbine-suppliers-see-record-year-for-deliveries-despite-supply-chain-and-market-pressures/>. Acesso em: 15 mar. 2023.

GWEC. **GLOBAL WIND REPORT 2023**. [S. l.]: Global Wind Energy Council, 2023.

HANSEN, A. D. Generators and power electronics for wind turbines. In: ACKERMANN, T. (Ed.). **Wind Power in Power Systems**. [S. l.: s. n.], 2005. cap. 4, p. 53–77.

HANSEN, A. D. Wind turbine technologies. In: LETCHER, T. M. (Ed.). **Wind Energy Engineering: A Handbook for Onshore and Offshore Wind Turbines**. [S. l.]: Academic Press, 2017. cap. 8, p. 145–159.

HANSEN, M. O. L. **Aerodynamics of Wind Turbines**. [S. l.]: Earthscan, 2008.

HILAL, M.; MAAROUFI, M.; OUASSAID, M. Doubly fed induction generator wind turbine control for a maximum power extraction. In: **2011 International Conference on Multimedia Computing and Systems**. [S. l.: s. n.], 2011. p. 1–7.

HSIEH, G.-C.; HUNG, J. Phase-locked loop techniques. a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 6, p. 609–615, 1996.

HUANG, Q.; RAJASHEKARA, K. An improved delayed signal cancellation pll for fast grid synchronization under distorted and unbalanced grid condition. In: **2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S. l.: s. n.], 2016. p. 1–7.

HUANG, Q.; RAJASHEKARA, K. An improved delayed signal cancellation pll for fast grid synchronization under distorted and unbalanced grid condition. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 53, n. 5, p. 4985–4997, 2017.

IEA. **Electricity Market Report 2023**. [S. l.]: International Energy Agency, 2023.

IEEE-STD-1159, I. Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. **IEEE Std 1159-2019 (Revision of IEEE Std 1159-2009)**, p. 1–98, 2019.

IEEE-STD-519, I. Ieee standard for harmonic control in electric power systems. **IEEE Std 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014)**, p. 1–31, 2022.

IRENA. **Grid codes for renewable powered systems**. Abu Dhab: International Renewable Energy Agency, 2022.

IRENA. **Panorama das Transições Energéticas Mundiais 2022: Voia do 1,5°C**. [S. l.]: Agência Internacional para as Energias Renováveis, 2022.

IRENA. **Renewable capacity highlights**. [S. l.]: International Renewable Energy Agency, 2023.

JO, J.; HAN, B.-M.; CHA, H. Fpga based dsc-pll for grid harmonics and voltage unbalance effect elimination. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S. l.: s. n.], 2015. p. 2212–2216.

JOHAN, K. Pid control. In: **Control System Design, Lecture Notes for ME 155A**. University of California, Santa Barbara: [S. n.], 2002. cap. 6, p. 216–251.

KAREEM, A. O. **Performance Analysis of Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)- Based Wind Turbine with Sensored and Sensorless Vector Control**. Tese (Doutorado) – School of Electrical and Electronic Engineering, Newcastle University, 2016.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; KHAJEHODDIN, S. A.; JAIN, P. K.; BAKHSHAI, A.; MOJIRI, M. Addressing dc component in pll and notch filter algorithms. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 78–86, 2012.

LEI, T. **Doubly-Fed Induction Generator Wind Turbine Modelling, Control and Reliability**. Tese (Doutorado) – Faculty of Engineering and Physical Science, School of Electrical and Electronic Engineer, University of Manchester, 2014.

LIMA, F. K. A. **Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.

LOKESH, N.; MISHRA, M. K. A comparative performance study of advanced plls for grid synchronization. In: **2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)**. [S. l.: s. n.], 2020. p. 1–6.

LYONS, G. R. **Understading Digital Signal Processing**. [S. l.]: Prentice Hall, 2004.

MANWELL, J. F.; MCGOWAN, J. G.; ROGERS, A. L. **Wind Energy Explained: Theory, Design and Application**. [S. l.]: Jonh Wiley Sons, 2009.

MOLINA, M.; ALVAREZ, J. G. Technical and regulatory exigencies for grid connection of wind generation. In: \_\_\_\_\_. [S. l.: s. n.], 2011.

MÄKINEN, A. S.; TUUSA, H. Analysis, comparison and performance evaluation of wind turbine grid synchronizing methods. In: **Eurocon 2013**. [S. l.: s. n.], 2013. p. 1108–1115.

NAQVI, S. B. Q.; SINGH, B. Weak distribution grid interfaced pv-battery system with modified second order sequence filter based control strategy and grid supportive features. **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 2, p. 2352–2362, 2023.

NATIONAL ENERGY REGULATOR OF SOUTH AFRICA (NERSA). **GRID CONNECTION CODE FOR RENEWABLE POWER PLANTS (RPPs) CONNECTED TO THE ELECTRICITY TRANSMISSION SYSTEM (TS) OR THE DISTRIBUTION SYSTEM (DS) IN SOUTH AFRICA**. South Africa: NERSA, 2022.

NAWAZ, S. S.; KALYANI, S. T. Analysis and design of controller for doubly-fed induction generator in wind energy application. **International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)**, v. 10, p. 12–17., 2021.

NICASTRI, A.; NAGLIERO, A. Comparison and evaluation of the pll techniques for the design of the grid-connected inverter systems. In: **2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S. l.: s. n.], 2010. p. 3865–3870.

NOURALINEJAD, A.; BAGHERI, A.; MARDANEH, M.; MALEKPOUR, M. Improving the decoupled double srf pll for grid connected power converters. In: **The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)**. [S. l.: s. n.], 2014. p. 347–352.

N.SANCHEZ, E.; RUIZ-CRUZ, R. **Double Fed Induction Generators: Control for wind energy**. [S. l.]: CRC Press, 2016.

ONS. **Submódulo 2.10: Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão**. [S. l.]: Operador Nacional do Sistema, 2020.

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, 1929.

PATIL, K. R.; PATEL, H. H. Modified dual second-order generalised integrator fll for synchronization of a distributed generator to a weak grid. In: **2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)**. [S. l.: s. n.], 2016. p. 1–5.

PETERSSON, A. **Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines**. Tese (Doutorado) – Division of Electric Power Engineering, Department of Energy and Environment, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2005.

PEYKARPORSAN, R.; OSHNOEI, S.; SAHOO, S.; BLAABJERG, F. Modeling and comparison of unbalanced load compensation methods in dfig systems based on mechanical constraints. In: **2021 IEEE 22nd Workshop on Control and Modelling of Power Electronics (COMPEL)**. [S. l.: s. n.], 2021. p. 1–6.

PRAKASH, S.; SINGH, J. K.; BEHERA, R. K.; MONDAL, A. Comprehensive analysis of sogi-pll based algorithms for single-phase system. In: **2019 National Power Electronics Conference (NPEC)**. [S. l.: s. n.], 2019. p. 1–6.

RANI, M. A.; CHAKKARAPANI, M.; NAGAMANI, C.; ILANGO, G. S.; REDDY, M. J. B. Performance evaluation of r-pll for robust sensorless operation of dfig under harmonics, dc offset and phase jump in grid voltage. In: **2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)**. [S. l.: s. n.], 2021. p. 1–6.

REQUISITOS MÍNIMOS DE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA PARA ACESSO OU INTEGRAÇÃO À REDE BÁSICA. **Submódulo 2.9: Requisitos mínimos de qualidade de energia elétrica para acesso ou integração à rede básica**. [S. l.]: Operador Nacional do Sistema, 2020.

- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. In: **2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S. l.: s. n.], 2008. p. 755–760.
- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. [S. l.: s. n.], 2006a. p. 5173–5178.
- RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; ETXEBERRIA, I.; HERMOSO, J. R.; TEODORESCU, R. Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S. l.: s. n.], 2009. p. 2239–2246.
- RODRÍGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A. V.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S. l.: s. n.], 2006b. p. 1–7.
- SINGH, U. K.; BASAK, A. Performance study of different pll schemes under unbalanced grid voltage. In: **2019 IEEE Region 10 Symposium (TENSymp)**. [S. l.: s. n.], 2019. p. 66–71.
- SWAIN, S.; RAY, P. K. Ride-through capability improvement of a grid-integrated dfig based wind turbine system using a new protection design. In: **2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)**. [S. l.: s. n.], 2016. p. 1–5.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converter for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S. l.]: John Wiley Sons, Ltd, 2011.
- ULLAH, I.; ASHRAF, M. Comparison of synchronization techniques under distorted grid conditions. **IEEE Access**, v. 7, p. 101345–101354, 2019.
- WANG, X. Optimization strategy of dsogi-pll precision under harmonic interference conditions. In: **2020 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC)**. [S. l.: s. n.], 2020. p. 852–857.
- XIN, Z.; ZHAO, R.; MATTAVELLI, P.; LOH, P. C.; BLAABJERG, F. Re-investigation of generalized integrator based filters from a first-order-system perspective. **IEEE Access**, v. 4, p. 7131–7144, 2016.
- XU, D.; BLAABJERG, F.; CHEN, W.; ZHU, N. **Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems**. [S. l.]: Wiley IEEE Press, 2018.
- YUAN, X.; ALLMELING, J.; MERK, W.; STEMMLER, H. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions. In: **Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)**. [S. l.: s. n.], 2000. p. 2143–2150.
- ZHANG, C.; ZHAO, X.; WANG, X.; CHAI, X.; ZHANG, Z.; GUO, X. A grid synchronization pll method based on mixed second- and third-order generalized integrator for dc offset elimination and frequency adaptability. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 1517–1526, 2018.