

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Escola de Engenharia

Universidade Federal de Minas Gerais

Samuel dos Santos Bettoni

**Conversor Multinível Ponte-H em
Cascata Aplicado a um Gerador
Eólico com Bobinas Abertas**

Belo Horizonte

Julho de 2023

Samuel dos Santos Bettoni

Conversor Multinível Ponte-H em Cascata Aplicado a um Gerador Eólico com Bobinas Abertas

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

Orientador: Victor Flores Mendes
Coorientador: Frederico Ferreira Viana Matos

Belo Horizonte
Julho de 2023

B565c	<p>Bettoni, Samuel dos Santos. Conversor multinível ponte-H em cascata aplicado a um gerador eólico com bobinas abertas [recurso eletrônico] / Samuel dos Santos Bettoni. - 2023. 1 recurso online (104 f. : il., color.) : pdf.</p> <p>Orientador: Victor Flores Mendes. Coorientador: Frederico Ferreira Viana Matos.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Anexos: f. 99-104.</p> <p>Bibliografia: f. 90-98. Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores - Teses. 3. Modulação (Eletrônica) - Teses. 4. Energia eólica - Teses. 5. Simulação (Computadores) - Teses. 6. Bobinas - Teses. 7. Máquinas elétricas de indução - Teses. I. Mendes, Victor Flores. II. Matos, Frederico Ferreira Viana. III. Universidade Federal de Minas Gerais. IV. Escola de Engenharia. V. Título.</p>
-------	--

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"CONVERSOR MULTINÍVEL PONTE-H EM CASCATA APLICADO A UM GERADOR EÓLICO COM BOBINAS ABERTAS"

SAMUEL DOS SANTOS BETTONI

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Aprovada em 12 de julho de 2023. Por:

Prof. Dr. Victor Flores Mendes
DEE (UFMG) - Orientador

Prof. Dr. Frederico Ferreira Viana Matos
DELT (UFMG) - Coorientador

Prof. Dr. Tomas Perpetuo Correa
DELT (UFMG)

Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
DELT (UFMG)



Documento assinado eletronicamente por **Victor Flores Mendes, Professor do Magistério Superior**, em 12/07/2023, às 14:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Tomás Perpetuo Correa, Membro de comissão**, em 12/07/2023, às 22:39, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcos Antonio Severo Mendes, Professor do Magistério Superior**, em 13/07/2023, às 12:17, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Frederico Ferreira Viana Matos, Usuário Externo**, em 24/07/2023, às 09:43, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **2455374** e o código CRC **3F4E9001**.

Dedico este trabalho à minha esposa e ao meu filho, pois foram o motivo de toda perseverança e esforço. Aos meus pais Edem (in memoriam) e Hilma que sempre me incentivaram.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me proporcionar o dom da vida, saúde e sabedoria.

Aos meus pais por não medirem esforços ao me proporcionar a melhor educação. Grato sou a eles pois sempre me incentivaram em meus planos e sonhos, com muito amor e carinho.

À minha esposa, Daiane, por todo o apoio e incentivo ao longo de toda essa caminhada e que foi compreensiva nos momentos de minha ausência. Ao meu filho, Benício, que foi a minha maior motivação nos momentos em que o cansaço era grande.

Agradeço ao meu orientador professor Victor Mendes pela oportunidade me concedida na realização desta pesquisa, pela paciência, dedicação, ensinamentos e orientação na elaboração deste trabalho. Ao meu coorientador professor Frederico Matos pelo incentivo, orientação e pelos conhecimentos transmitidos que muito contribuíram no desenvolvimento desta dissertação.

Agradeço a todos os professores do curso de Engenharia Elétrica da UFMG pelos ensinamentos transmitidos nas disciplinas ao longo de toda essa jornada que começou na graduação até ao mestrado.

Agradeço aos amigos do LCCE (Laboratório de Conversão e Controle da Energia) da UFMG, em especial a Chrystiano, Igor e Daniel, pela amizade, parceria e companheirismo, tornando mais leve e alegre essa caminhada. Agradeço também ao Herbert cuja orientação e ensinamento foram essenciais para a conclusão deste trabalho. Agradeço a todos funcionários do LCCE pela amizade e prestatividade.

Agradeço a todos os amigos e familiares que de alguma forma me incentivaram e torceram para que eu conseguisse finalizar essa etapa.

Agradeço à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo apoio financeiro concedido ao longo do mestrado.

"Pois dele, e por meio dele, e para ele são todas as coisas. A ele, pois, a glória eternamente. Amém!" Romanos 11:36

Resumo

Nos últimos anos houve uma crescente expansão das fontes renováveis em todo o mundo, sendo que a energia eólica está entre as que mais se destacaram. Com o avanço da tecnologia, os projetos de aerogeradores aumentaram consideravelmente sua potência, chegando nos dias atuais em potência de até 15 MW, principalmente em instalações *offshore*. Um dos principais desafios dos sistemas de conversão de energia eólica (SCEE) de grande potência são os conversores de potência, mais especificamente os seus componentes semicondutores que possuem capacidades limitadas de tensão e corrente. Sob esse contexto, diversos trabalhos foram desenvolvidos no âmbito de conversores multiníveis, que tem por finalidade o aumento dos níveis de tensão, transportando assim maiores níveis de potência. Dentre as estruturas de conversores multiníveis, destacam-se os mais utilizados: o ponto neutro grampeado (*NPC - Neutral Point Clamped*), o capacitor flutuante (*FC - Flying Capacitor*) e o ponte-H em cascata (*CHB - Cascaded H-Bridge*). Além da aplicação de conversores multiníveis, é possível aumentar os níveis de tensão e potência empregando uma conexão do gerador com suas bobinas abertas (*OEW - Open-end Winding*).

Este trabalho tem como objetivo investigar a aplicação de conversores ponte-H em cascata fornecendo uma estrutura de cinco níveis, acionando uma máquina de indução tipo gaiola de esquilo em configuração de bobinas abertas empregada em um sistema de conversão de energia eólica. Resultados de simulação utilizando o software PLECS demonstram a aplicação em um sistema eólico de 1,677 MW, tensão de 1,15 kV. A técnica de modulação empregada para os conversores multiníveis deste trabalho resultou em um baixo conteúdo harmônico nas correntes da máquina, bem como na corrente injetada na rede elétrica. Além disso, foi possível verificar a distribuição de potência entre os conversores, demonstrando que conversores de menor potência podem ser combinados para atingir maior potência nos SCEE.

Palavras-chave: Conversor multinível, Técnicas de Modulação, Sistema de Conversão de Energia Eólica, Acionamento com Bobinas abertas, Máquina de Indução Gaiola de Esquilo.

Abstract

In recent years there has been a growing expansion of renewable sources around the world, with wind energy being among the most stand out. With the advances of technology, wind turbine projects have considerably increased their power, reaching the present day in power of up to 15 *MW*, mainly for offshore installations. One of the main challenges of high-power wind energy conversion systems (WECS) is the power converters, more specifically the semiconductor components, which have limited voltage and current capabilities. In this context, several works have been developed about of multilevel converters, whose purpose is to increase voltage levels, thus carrying higher power levels. Among the structures of multilevel converters, the most employed are: the neutral point clamped (NPC), the flying capacitor (FC) and the cascaded H-bridge (CHB). In addition to the application of multilevel converters, it is possible to increase the voltage and power levels employing an open-end winding (OEW) connection to the generator.

This work aims to investigate the application of cascaded H-bridge converters providing a five-level structure, driving a squirrel-cage induction machine in open-end winding configuration connected to a wind energy conversion systems. Simulation results using the PLECS software demonstrate the application in a wind system of 1.677 *MW*, voltage of 1.15 *kV*. The modulation technique used for the multilevel converters in this work resulted in a low harmonic content in the machine currents, as well as in the current injected into the power grid. In addition, it was possible to verify the power distribution between the converters, demonstrating that lower power converters can be combined to achieve higher power in the WECS.

Keywords: Multilevel Converter, Modulation Techniques, Wind Energy Conversion Systems, Open-end Winding Drives, Squirrel-Cage Induction Machine

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Mudança anual global relativa à demanda de eletricidade, no período 2015-2025.	21
Figura 2 – Evolução da geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis e não-renováveis.	22
Figura 3 – Capacidade instalada por fontes renovável e não-renovável, da geração centralizada.	23
Figura 4 – Crescimento da energia eólica no mundo, no período de 2001 a 2022.	23
Figura 5 – Evolução no número das fontes renováveis de energia no Brasil.	24
Figura 6 – Crescimento anual, no Brasil, da capacidade instalada.	25
Figura 7 – Evolução no tamanho e potência de turbinas eólicas.	26
Figura 8 – Configuração básica de um SCEE.	29
Figura 9 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade fixa, com emprego do GIGE.	31
Figura 10 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade parcialmente variável, com emprego do GIRB	32
Figura 11 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade parcialmente variável, com emprego do GIDA	33
Figura 12 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade variável (0 a 100%), com emprego dos GSRE, GSIP e GIGE.	33
Figura 13 – Formas de onda de tensão na saída do conversor tradicional e conversores multiníveis: (a) dois níveis. (b) três níveis. (c) nove níveis.	35
Figura 14 – Classificação geral dos conversores de elevada potência.	36
Figura 15 – Topologias clássicas dos circuitos de potência dos conversores multiníveis (apresentado somente a fase-A). (a) NPC de três níveis (3L-NPC). (b) FC de três níveis (3L-FC). (c) CHB de cinco níveis (5L-CHB).	37
Figura 16 – Topologia do circuito de potência do conversor multinível modular (MMC).	37
Figura 17 – Conversor multinível cascata de ponte-H de cinco níveis (5L-CHB). (a) Estrutura do conversor multinível CHB de cinco níveis. (b) Formas de onda da tensão de saída dos conversores ponte-H individuais (v_{a1} e v_{a2}) e do arranjo CHB (v_{aN}).	39

Figura 18 – Acionamento genérico de uma máquina na configuração de bobinas abertas, através de conversores trifásicos de dois níveis (2L-VSC). . . .	42
Figura 19 – Classificação das estratégias de modulação para conversores multiníveis.	44
Figura 20 – Técnicas de modulação PWM com múltiplas portadoras. (a) PS-PWM. (b) PD-PWM. (c) POD-PWM. (d) APOD-PWM.	46
Figura 21 – Representação do vetor espacial. (a) Circuito do conversor trifásico. (b) Estados das chaves para o conversor trifásico. (c) Vetor espacial no referencial $\alpha\beta$	47
Figura 22 – Estrutura de controle de uma turbina eólica.	48
Figura 23 – Diagrama da conexão dos conversores <i>back-to-back</i>	49
Figura 24 – Estrutura de controle dos conversores BTB em um SCEE com gerador de indução.	49
Figura 25 – Métodos básicos de controle de conversores de potência.	50
Figura 26 – Diagrama de blocos de uma malha de controle utilizando PI.	50
Figura 27 – Diagrama de blocos de uma malha de controle utilizando o controlador PR.	51
Figura 28 – SCEE com conversor multinível CHB de 5 níveis, dispostos back-to-back, com gerador de indução acionado com topologia bobinas abertas. . . .	53
Figura 29 – Esquemático do circuito equivalente com a inserção do filtro <i>LCL</i>	56
Figura 30 – Diagrama de blocos do circuito equivalente, por fase, com a inserção do filtro <i>LCL</i> utilizando a estratégia de amortecimento passivo.	56
Figura 31 – Diagrama de blocos da SOGI-PLL.	59
Figura 32 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com <i>feed-forward</i>	60
Figura 33 – Estrutura da malha de controle das correntes do conversor lado rede. . . .	61
Figura 34 – Diagrama esquemático do barramento CC.	62
Figura 35 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão do barramento CC. . . .	63
Figura 36 – Diagrama de blocos da malha externa de potência reativa.	64
Figura 37 – Diagrama de blocos da obtenção do ângulo de orientação da máquina de indução gaiola de esquilo.	66
Figura 38 – Estrutura da malha de controle das correntes do GIGE.	67
Figura 39 – Técnica de modulação PWM senoidal utilizada nos conversores CLR. (a) Circuito de comando. (b) Sinais da modulante e portadoras.	70
Figura 40 – Técnica de modulação PS-PWM utilizada no chaveamento de conversores multiníveis. (a) Circuito de comando. (b) Sinais de referência e portadoras defasadas.	71
Figura 41 – PWM com injeção de sequência zero	72
Figura 42 – Tensão sintetizada na fase do gerador utilizando as portadoras dispostas em deslocamento de fase (<i>phase-shift carrier</i>)	74

Figura 43 – Tensão sintetizada na fase do gerador utilizando as portadoras dispostas em deslocamento em amplitude (<i>level-shift carrier</i>).	74
Figura 44 – Espectro harmônico das tensões sintetizada na fase do gerador utilizando as portadoras dispostas em: (a) <i>phase-shift carrier</i> . (b) <i>level-shift carrier</i>	75
Figura 45 – Corrente nos terminais do gerador utilizando as portadoras dispostas em: (a) <i>phase-shift carrier</i> . (b) <i>level-shift carrier</i>	75
Figura 46 – Espectro harmônico das correntes do gerador utilizando as portadoras dispostas em: (a) <i>phase-shift carrier</i> . (b) <i>level-shift carrier</i>	76
Figura 47 – Comportamento da tensão do barramento CC.	77
Figura 48 – Detalhe do comportamento da tensão do barramento CC mostrando a máxima oscilação da tensão.	78
Figura 49 – Componente da corrente de eixo direto no controle dos conversores lado da máquina.	78
Figura 50 – (a) Velocidade de vento aplicada à turbina eólica. (b) Operação do gerador em velocidade variável, sendo o valor de referência $\omega_{ref}^* = \omega_{opt}$	79
Figura 51 – Torque da turbina durante a variação da velocidade de vento.	80
Figura 52 – (a) Componente da corrente de eixo quadratura no controle dos conversores lado da máquina. (b) Torque eletromagnético da máquina.	81
Figura 53 – Potência desenvolvida no eixo do máquina durante as variações abruptas na velocidade de vento.	81
Figura 54 – Distribuição de potência ativa entre os conversores lado da rede.	82
Figura 55 – Controle da potência reativa injetada na rede à aplicação de um degrau.	82
Figura 56 – Perfil da corrente injetada na rede elétrica.	83
Figura 57 – Espectro harmônico, utilizando a modulação SVPWM, das correntes injetadas na rede elétrica.	84
Figura 58 – Tensão nos terminais do gerador durante a falha em um dos lados dos conversores CLM.	84
Figura 59 – Comportamento das correntes durante falha em um dos lados dos conversores CLM. (a) Corrente de eixo direto. (b) Corrente de eixo quadratura.	85
Figura 60 – (a) Comportamento da velocidade do gerador durante falha em um dos lados dos conversores CLM. (b) Corrente nos terminais do gerador durante falha.	86
Figura 61 – Relação entre o coeficiente de potência, C_p , e a relação de velocidades, λ_{tsr}	102
Figura 62 – Curvas de potência de uma turbina eólica em função de sua velocidade de rotação, considerando diferentes velocidades de vento.	103
Figura 63 – Curvas de torque de um turbina eólica em função da velocidade de rotação da mesma, considerando diferentes velocidades de vento.	104

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Capacidade instalada e número de parques eólicos por estado	25
Tabela 2 – Tensão de fase de saída e estados de comutação das chaves S_{ij}	39
Tabela 3 – Comparativo de topologias de conversores multiníveis.	40
Tabela 3 – (<i>Continuação...</i>) Comparativo de topologias de conversores multiníveis.	41
Tabela 4 – Parâmetros da turbina eólica.	55
Tabela 5 – Etapas de simulação do sistema proposto.	77
Tabela 6 – Parâmetros do gerador de indução gaiola de esquilo.	99
Tabela 7 – Parâmetros dos conversores ponte-H.	99
Tabela 8 – Parâmetros das malhas de controle.	100
Tabela 9 – Parâmetros do filtro LCL.	100

Lista de Abreviaturas e Siglas

APOD-PWM	<i>Alternative Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Dispostas em Fase Oposta Alternadas)
BTB	Conversor <i>Back-to-back</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-bridge</i> (Cascata de Ponte-H)
CLM	Conversor Lado da Máquina
CLR	Conversor Lado da Rede
DFIG	<i>Double-Fed Induction Generator</i> (Gerador de Indução Duplamente Alimentado)
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor Flutuante)
FOC	<i>Field-Oriented Control</i> (Controle Orientado pelo Campo)
GIGE	Gerador de Indução com Rotor em Gaiola de Esquilo
GIRB	Gerador de Indução Rotor Bobinado
GSRE	Gerador Síncrono de Rotor Excitado
GSIP	Gerador Síncrono a Ímã Permanente

HB	<i>H-Bridge</i> (Ponte-H)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
LS-PWM	<i>Level Shifted Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso com Deslocamento de Nível)
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
MO	<i>Modulus Optimum</i> (Módulo Ótimo)
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
OEW	<i>Open-End Winding</i> (Bobina Aberta)
PD-PWM	<i>Phase Disposition Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Dispostas em Fase)
PLECS	<i>Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation</i>
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i> (Malha de Captura de Fase)
PI	Proporcional-Integral
PR	Proporcional-Ressonante
POD-PWM	<i>Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Dispostas em Fase Oposta)
PS-PWM	<i>Phase Shifted Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso com Deslocamento de Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)

SCEE	Sistema de Conversão de Energia Eólica
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação por Vetor Espacial)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> (Conversor Fonte de Tensão)

Lista de Símbolos

Sobrescritos

*	Valor de referência
\rightarrow	Grandeza vetorial

Subscritos

s	Grandeza referida ao estator
r	Grandeza referida ao rotor
d	Grandeza referida ao eixo direto
q	Grandeza referida ao eixo quadratura
A_t	Área varrida pelas pás da turbina eólica
C_{dc}	Capacitância do barramento CC
C_f	Capacitância do filtro LCL
$C_p(\lambda_{tsr}, \beta)$	Coefficiente de potência
C_{pmax}	Coefficiente de potência máximo
E_{vento}	Energia cinética do vento
f_{sw}	Frequência de chaveamento
f_n	Frequência nominal da rede elétrica
f_{ress}	Frequência de ressonância do filtro
I_{abc}	Correntes da rede

I_{dc}	Corrente no barramento CC
$I_{pk_{conv}}$	Corrente de pico, de fase, do conversor
i_r	Corrente elétrica no rotor
i_s	Corrente elétrica no estator
k_i	Ganho integral do controlador PI
k_p	Ganho proporcional do controlador PI
l	Número de níveis de um conversor multinível
L_f	Indutância, lado conversor, do filtro LCL
L_g	Indutância, lado rede, do filtro LCL
L_m	Indutância de magnetização
L_r	Indutância do rotor
L_s	Indutância do estator
N_{ct}	Relação da caixa de transmissão
P	Número de pólos da máquina
P_e	Potência ativa da máquina
P_i	Potência ativa no conversor lado da rede
P_{vento}	Potência extraída do vento
Q_i	Potência reativa no conversor lado da rede
R_a	Resistência de amortecimento do filtro LCL
R_f	Resistência, lado conversor, do filtro LCL
R_g	Resistência, lado rede, do filtro LCL
R_r	Resistência de enrolamento do rotor
R_s	Resistência de enrolamento do estator
R_t	Raio da área varrida pelas pás da turbina eólica
S_n	Potência nominal do conversor
T_i	Constante de tempo do integrador do controlador PI

$T_{turbina}$	Torque fornecido pela turbina (Nm)
V_{dc}	Tensão do barramento CC
V_i	Tensão na saída do conversor lado da rede
V_g	Tensão da rede
v_c	Tensão sobre o ramo capacitivo do filtro
v_s	Tensão no estator
v_r	Tensão no rotor
V_w	Velocidade do vento
ρ_{ar}	Densidade do ar
β	Ângulo de passo
σ	Coefficiente de acoplamento da máquina
λ_r	Fluxo de rotor
λ_s	Fluxo de estator
λ_{tsr}	Relação de velocidades
λ_{opt}	Relação de velocidades ótima da turbina
τ_a	Constante de tempo da dinâmica do conversor
θ_N	Ângulo de orientação das tensões da rede elétrica
θ_{sf}	Ângulo de orientação do referencial síncrono
ω_n	Frequência angular da rede elétrica
ω_e	Velocidade da máquina em radianos elétricos (rad/s)
$\omega_{m_{nom}}$	Velocidade mecânica nominal do gerador (rad/s)
ω_t	Velocidade rotacional da turbina eólica (rad/s)
ω_{pll}	Frequência angular do controlador da PLL
ω_{sf}	Velocidade do referencial síncrono (rad/s)

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Introdução	21
1.2	Contexto da Energia Eólica	23
1.3	Motivação	25
1.4	Objetivos	27
1.5	Metodologia	28
1.6	Organização do trabalho	28
2	Referencial Teórico	29
2.1	Componentes de um Sistema de Conversão de Energia Eólica	29
2.1.1	Turbina Eólica	30
2.1.2	Geradores	30
2.1.2.1	Geradores de indução assíncronos	31
2.1.2.2	Geradores Síncronos	32
2.2	Conversores Multiníveis	34
2.3	Acionamento de Máquinas com Bobinas Abertas	42
2.4	Estratégias de Modulação	43
2.4.1	Modulação por Múltiplas Portadoras	44
2.4.2	Modulação por Vetor Espacial	45
2.5	Estratégias de Controle	48
2.6	Considerações Finais	52
3	O Sistema de Conversão de Energia Eólica	53
3.1	Introdução	53
3.2	Parâmetros da turbina eólica	54
3.3	Projeto do Filtro <i>LCL</i>	55
3.4	Controle do Conversor Lado da Rede	57
3.4.1	Projeto da PLL	58
3.4.2	Estrutura de Controle dos CLRs	59
3.4.3	Controle do Barramento CC	62
3.4.4	Controle da Potência Reativa	64
3.5	Controle do Conversor Lado da Máquina	64
3.5.1	Orientação do Controle CLM	65
3.5.2	Estrutura de Controle do CLM	66
3.5.3	Extração da Máxima Potência - MPPT	69
3.6	Técnicas de Modulações Implementadas	69
3.6.1	Modulação dos Conversores Lado da Rede	70
3.6.2	Modulação dos Conversores Lado da Máquina	70

3.7	Considerações Finais	71
4	Resultados	73
4.1	Análise da Tensão e Correntes no Gerador	73
4.2	Análise do Barramento CC	76
4.3	Análise da Magnetização da Máquina e Variação de Velocidade de Vento	78
4.4	Análise da Distribuição de Potência Ativa entre os CLR e Controle da Potência Reativa	80
4.5	Análise da Corrente Injetada na Rede Elétrica	83
4.6	Análise da Operação sob Falha nos Conversores	83
4.7	Considerações Finais	86
5	Conclusões	88
	Referências	90
	Apêndice A Parâmetros do Sistema Proposto	99
	Apêndice B Modelagem da Turbina Eólica	101

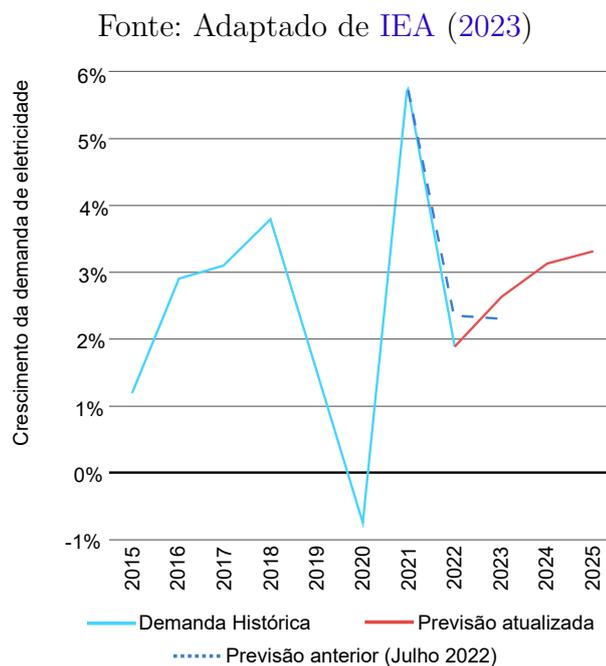
Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

Na sociedade moderna a energia elétrica tem se tornado bem mais do que um insumo essencial para o homem. Diante do cenário do aumento da tecnologia nos equipamentos residenciais, comerciais e industriais é quase impossível se pensar na falta desse insumo. O que se observou nos últimos anos foi o aumento do consumo mundial de energia elétrica, exceto no período de meados de 2019 ao final de 2020 (início de 2020 ocorreu a pandemia da COVID-19). No ano de 2022 observou-se um aumento aproximado de 2% no consumo de energia elétrica no mundo, em comparação a 2021, como se vê na Figura 1. A tendência, conforme estudos, é que o aumento no consumo se mantenha na faixa entre 2 a 4%, por ano. (IEA, 2023)

Figura 1 – Mudança anual global relativa à demanda de eletricidade, no período 2015-2025.

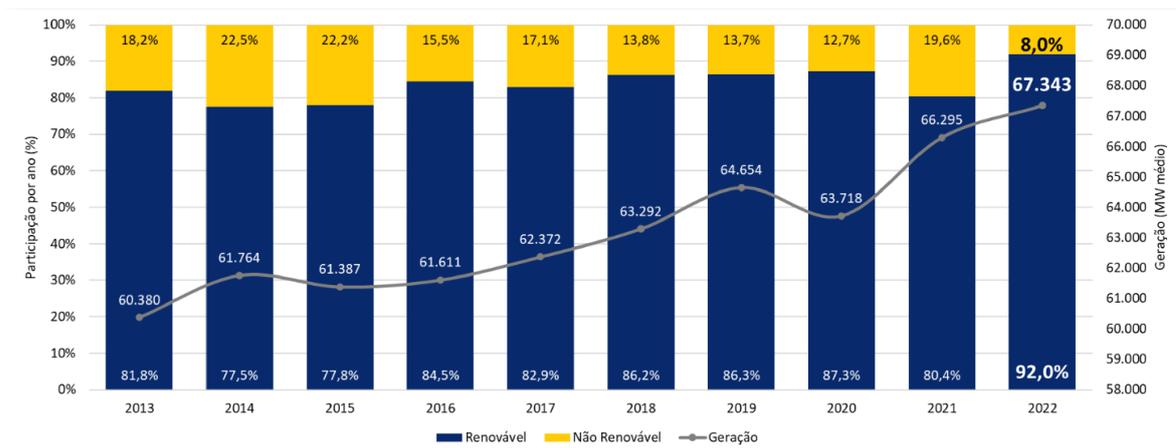


A preocupação na crescente demanda pelo uso da eletricidade se reside na forma de como será gerada essa energia elétrica. No âmbito mundial, prevalece a forma de geração baseada em recursos não-renováveis, o que tem acarretado grandes impactos ambientais, principalmente na questão da emissão de dióxido de carbono. Outro fato preocupante são os aumentos nos preços dos combustíveis fósseis. Devido a esses fatores, existem investimentos na busca por pesquisas e desenvolvimento de fontes de energia renováveis, tais como a solar, eólica, das marés, biomassa, entre outras. Essas fontes renováveis têm como características: a baixa emissão de dióxido de carbono, principal causador do efeito estufa; fontes abundantes na natureza; renováveis; pouca agressão ao meio ambiente; entre outras.

Em 2022 foram acrescentados à matriz mundial, 348 GW em potência instalada de fontes renováveis, o que representa um aumento de 13% em relação ao ano de 2021. As fontes que impulsionaram esse crescimento foram a solar fotovoltaica e a eólica, com, respectivamente, um aumento de 70% (243 GW) e 22% (78 GW) (REN21, 2023). Em termos de Brasil, observa-se um aumento a cada ano na utilização de fontes renováveis, apresentando atualmente uma participação na geração de energia elétrica igual a 92% da matriz energética brasileira (CCEE, 2023). A Figura 2 apresenta o quadro de evolução da geração renovável e não-renovável no Brasil.

Figura 2 – Evolução da geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis e não-renováveis.

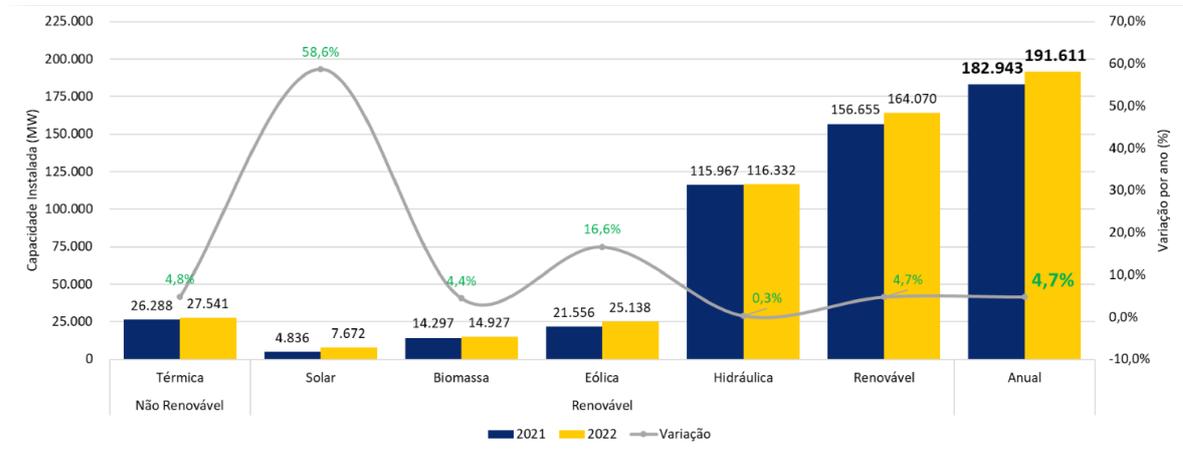
Fonte: CCEE (2023)



Muito dessa grande participação de fontes renováveis na matriz energética brasileira vêm do fato da predominância do uso das hidroelétricas, mas o aumento do uso das outras fontes renováveis é bastante relevante como se observa na Figura 3.

Figura 3 – Capacidade instalada por fontes renovável e não-renovável, da geração centralizada.

Fonte: CCEE (2023)



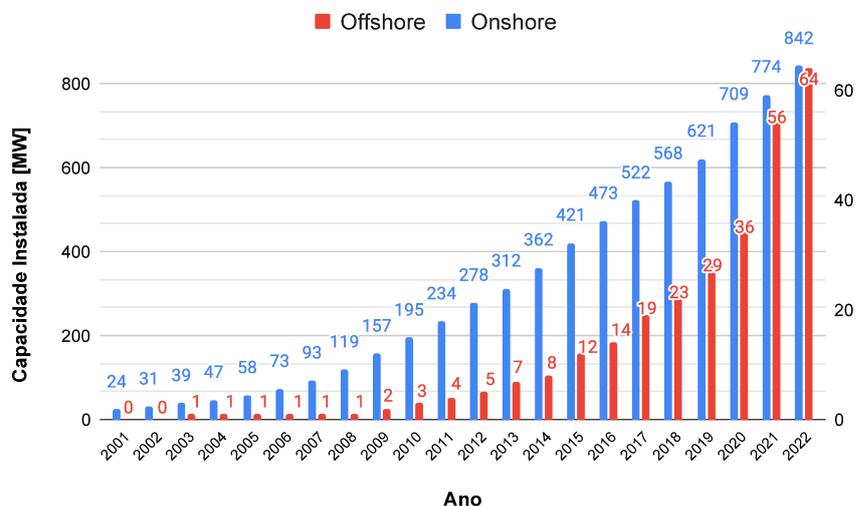
1.2 Contexto da Energia Eólica

Desde a antiguidade o homem utiliza a energia dos ventos, convertendo-a para energia mecânica, através do funcionamento de moinhos. A partir da energia mecânica obtida, o homem acionava sistemas para o bombeamento de água, bem como diversas outras aplicações. Porém somente em meados da década de 1950 é que se utilizou a energia proveniente dos ventos para a geração de energia elétrica (Mendes, 2009).

Na Figura 4 se observa que no final de 2022, a capacidade instalada mundial em energia eólica era de 906 GW, um crescimento de aproximadamente 11% em relação ao ano de 2021 (GWEC, 2023).

Figura 4 – Crescimento da energia eólica no mundo, no período de 2001 a 2022.

Fonte: Adaptado de GWEC (2023)



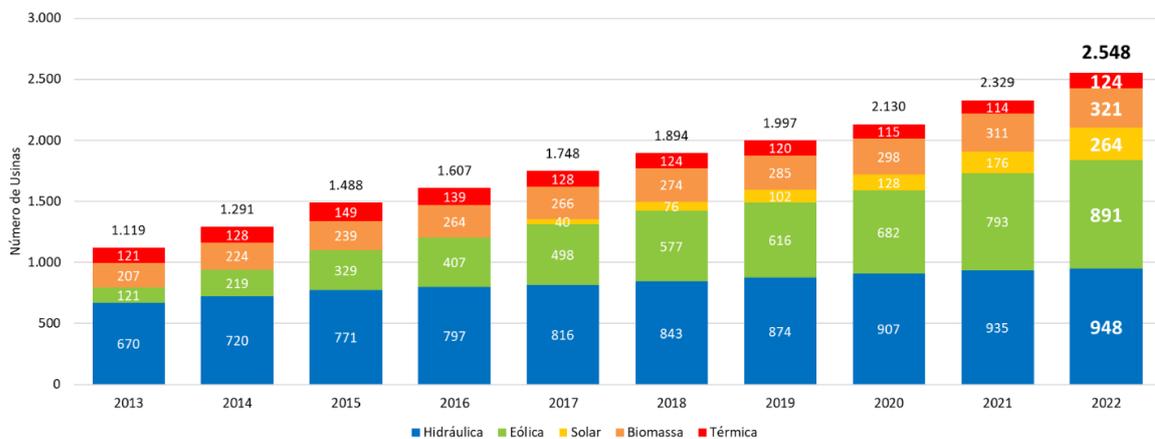
A maior parte dessas instalações são em terra firme, ou do inglês, *onshore*. Um meio para a expansão da geração eólica, em termos mundiais, é a instalação de parques eólicos em áreas localizadas no mar, sendo assim chamadas de instalações *offshore*. Na última década, houve um acréscimo de mais de 50 *GW* no total da capacidade instalada *offshore*. No final de 2022 a capacidade instalada *offshore* era de 64 *GW*, representando cerca de 7% da capacidade instalada total dos sistemas de conversão de energia eólica.

A expectativa é de que as novas instalações ao redor do mundo se mantenham em alta (média acima de 10% em aumento na capacidade instalada) nos próximos anos, conforme indicado no estudo realizado pelo Conselho Global de Energia Eólica (*Global Wind Energy Council - GWEC*) e a Agência Internacional de Energia (*International Energy Agency - IEA*) (GWEC, 2023; IEA, 2023).

Como apresentado anteriormente, nas últimas décadas se observou um forte crescimento na implantação de parques eólicos ao redor do mundo, inclusive no Brasil. Na Figura 5 é apresentada a evolução no número de fontes renováveis de energia no Brasil, com destaque para a evolução da quantidade de usinas de energia eólica no período entre 2013 a 2022.

Figura 5 – Evolução no número das fontes renováveis de energia no Brasil.

Fonte: CCEE (2023)



No Brasil, atualmente a capacidade instalada é de aproximadamente 25 *GW*, como apresentado na Figura 6, com o país ocupando o 6º lugar no ranking mundial. No ano de 2021, o país ficou em terceiro lugar entre os países que mais instalaram eólicas no mundo (GWEC, 2023; ABEEólica, 2023).

A Tabela 1 apresenta a capacidade instalada e o número de parques eólicos por cada estado brasileiro.

Figura 6 – Crescimento anual, no Brasil, da capacidade instalada.

Fonte: Adaptado de ABEEólica (2023)

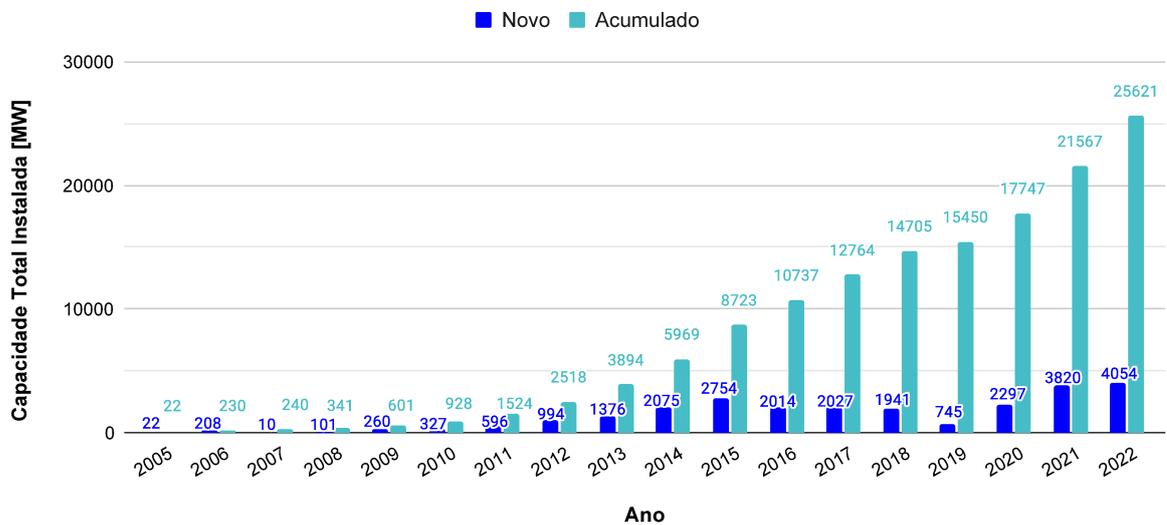


Tabela 1 – Capacidade instalada e número de parques eólicos por estado

Fonte: ABEEólica (2023)

UF	Potência (MW)	Parques	Aerogeradores
BA	7.006,87	258	2.704
RN	6.855,03	225	2.761
PI	3.428,25	105	1.219
CE	2.568,34	98	1.138
RS	1.835,89	80	830
PE	1.025,77	39	464
PB	672,44	31	265
MA	426,00	15	172
SC	242,70	15	174
SE	34,50	1	23
RJ	28,05	1	17
PR	2,05	1	5
TOTAL	24.126,33	869	9.772

1.3 Motivação

Como mencionado anteriormente, a tendência para os próximos anos é de que a instalação de novos sistemas de conversão de energia eólica, mais precisamente, sistemas *offshore*, se mantenha em crescimento. Outro motivo para ratificar essa tendência é que o custo do *MWh* da energia eólica ainda se mantém mais barata que os outros tipos de geração de energia elétrica, exceto em relação a energia solar (MME, 2022).

Quando comparados para um mesmo nível de potência, parques eólicos *offshore* possuem custo inicial e custo com manutenção maiores em relação aos parques eólicos

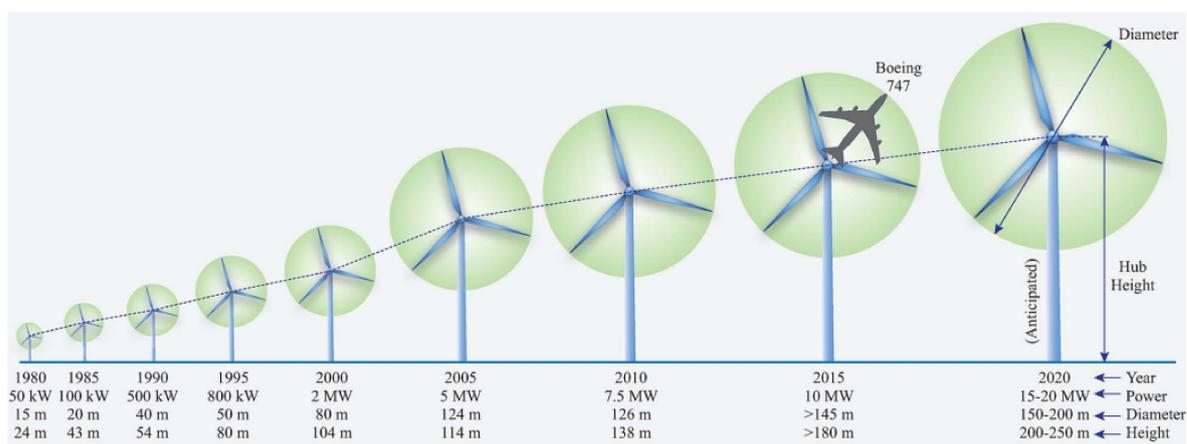
onshore, pois aqueles necessitam de fundações mais resistentes além do fato da conexão do sistema de conversão de energia eólica (SCEE) com a subestação em terra ser realizada por cabos elétricos submarinos (Yaramasu et al., 2015).

O que tem tornado atrativo as instalações *offshore* é que nestas são empregados conjuntos turbina-gerador com uma potência bem maior se comparados com instalações *onshore*, e por consequência o custo do *MWh* dos *offshore* é menor se comparado com sistemas que utilizam turbinas de potência menor (Pereira, 2015).

Sobre a potência das turbinas, o desenvolvimento de pesquisas vem permitindo que possam ser utilizadas turbinas de maior potência nos sistemas de conversão de energia eólica (SCEE), chegando em valores até 15 *MW*. Pode-se observar a evolução do desenvolvimento dessas turbinas na Figura 7.

Figura 7 – Evolução no tamanho e potência de turbinas eólicas.

Fonte: Yaramasu et al. (2015)



Com o aumento das potências de turbinas eólicas, especialmente quando refere-se a instalações *offshore*, os conversores de potência trabalham nos limites de tensão e corrente. Assim, diversos trabalhos foram desenvolvidos para permitir que os conversores trabalhassem em níveis de tensão mais elevados, com especial atenção para os conversores multiníveis (Franquelo et al., 2008; Kouro et al., 2010; Ma and Blaabjerg, 2011; Rodriguez et al., 2009). Com topologias multiníveis, se atingem níveis maiores de tensão, podendo ser conectados em turbinas de grande potência sem comprometer os limites elétricos dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), que são os semicondutores mais utilizados para essa aplicação.

Além da possibilidade do uso das topologias de conversores multinível para se poder operar geradores de elevados níveis de tensão, outra solução encontrada que apresenta comportamento multinível é o acionamento de máquinas com suas bobinas abertas (*Open-end winding* - OEW) (Stemmler and Guggenbach, 1993). Neste tipo de acionamento, os enrolamentos da máquina não são conectados nem em estrela nem em delta, como em um

acionamento tradicional. Nesse caso, todos os terminais das máquinas são alimentados independentemente.

Várias aplicações foram propostas usando esta topologia OEW: veículos elétricos (Hong et al., 2015; Zhang et al., 2018), sistema de acionamento de bomba d'água alimentado por energia fotovoltaica (Jain et al., 2015), acionamento de motor (Rajeevan et al., 2013) e sistemas eólicos (Soares et al., 2022; Wang et al., 2013; Matos et al., 2015).

Considerando a aplicação de conversores multinível e bobinas abertas em sistemas de conversão de energia eólica, vários trabalhos propuseram diferentes topologias: conversores trifásicos de dois níveis dispostos *back-to-back* (Ricardi et al., 2017), conversores NPC (Vattuone et al., 2013), diodo retificador de ponte completa com um inversor NPC (Xing et al., 2020) e o uso de conversores com capacitores flutuantes (Matos et al., 2019).

Há uma lacuna na bibliografia em estudos que avaliem um sistema de conversão de energia eólica utilizando conversor multinível CHB (*Cascaded H-Bridge*) com acionamento do gerador utilizando a topologia de bobinas abertas. Sobre essa questão e em comparação ao trabalho de Matos (2019), o trabalho proposto tem a diferença na própria concepção do conversor multinível a ser utilizado, apresentando as vantagens a serem discutidas ao longo deste texto.

Com relação ao gerador a ser utilizado neste trabalho, foi escolhido o gerador de indução com rotor em gaiola de esquilo por apresentar as vantagens de ser robusto, apresentar baixo custo, manutenções simples e operação confiável (Bim, 2012).

1.4 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é investigar o uso de conversores ponte-H de três níveis ($3L - HB$) em cascata, o que resultará em um comportamento de conversor multinível de cinco níveis ($5L - CHB$) no acionamento de um gerador em configuração de bobina aberta.

A investigação dessa topologia de conversores multinível CHB acionando máquina em configuração de bobina aberta resultará nos seguintes objetivos específicos:

1. Obter um conteúdo harmônico reduzido na corrente da máquina, bem como na corrente injetada na rede elétrica;
2. Demonstrar a distribuição de potência entre os conversores lado da rede do sistema implementado;
3. Analisar a confiabilidade do sistema proposto ao aplicar uma falha em um dos lados do conversor multinível, avaliando o funcionamento do sistema em potência parcial.

Para tanto, será analisado um sistema de conversão de energia eólica utilizando uma máquina de indução do tipo gaiola de esquilo operando como gerador com a topologia em bobinas abertas. As simulações foram desenvolvidas usando o software PLECS e considerando um SCEE de 1,677 MW e tensão de 1,15 kV.

1.5 Metodologia

Tendo o principal objetivo deste trabalho bem delineado, que é o desenvolvimento e investigação de um conversor multinível acionando uma máquina de indução com suas bobinas abertas, os métodos utilizados para a execução do trabalho foram os seguintes:

1. Revisão bibliográfica sobre conversores multiníveis e acionamento de máquinas com a topologia de bobinas abertas;
2. Estudo das equações que regem a dinâmica das máquinas de indução, a fim de obter estratégias de controle para a máquina;
3. Simulação computacional para análise, no domínio do tempo, do comportamento dinâmico do conversor multinível (CHB) implementado nos softwares PLECS®.

1.6 Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em 5 capítulos. No primeiro capítulo são apresentados o panorama da geração de fontes renováveis de energia, em especial, a energia eólica, os objetivos, a metodologia empregada neste trabalho e o referencial teórico pesquisado. O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica a respeito de conversores multiníveis, da topologia de máquinas com bobinas abertas, estratégias de modulação e de controle que tratam do escopo deste trabalho. Será realizada a análise das mais populares topologias de conversores multiníveis, comparando as mesmas com a topologia CHB escolhida para esse trabalho.

O terceiro capítulo apresenta a aplicação do conversor de 5 níveis, proposto neste trabalho, acionando máquina com bobinas abertas, as técnicas de controle utilizadas no desenvolvimento do sistema proposto e os projetos dos componentes do sistema. No quarto capítulo são apresentadas os resultados da simulação do sistema proposto, sendo tais resultados analisados para confirmar as vantagens do sistema.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões e as propostas de continuidade do tema em trabalhos futuros.

Capítulo 2

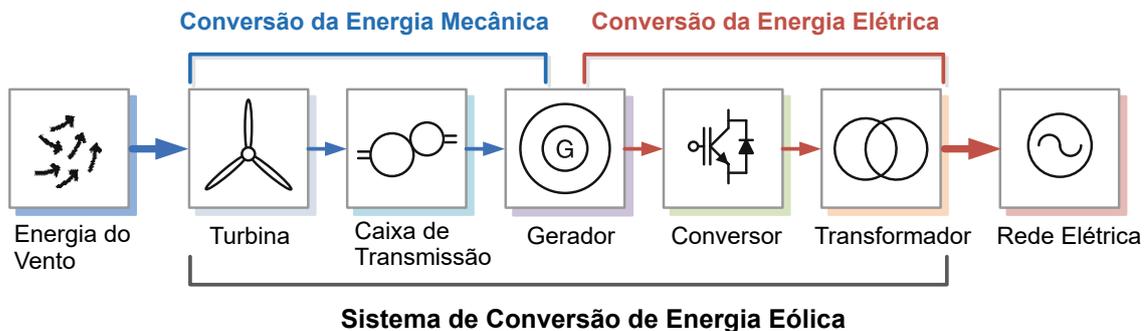
Referencial Teórico

2.1 Componentes de um Sistema de Conversão de Energia Eólica

Com o aumento da preocupação mundial em relação aos aspectos ambientais, a procura por sistemas de geração de energia elétrica a partir das chamadas energias renováveis - que não utilizam combustíveis fósseis - tem aumentado consideravelmente nas últimas décadas. Dentre esses sistemas, destaca-se o sistema de conversão de energia eólica (SCEE). A função de um sistema de conversão de energia eólica é transformar a energia cinética do vento (captada através de turbinas eólicas) em energia elétrica a ser injetada na rede elétrica. Os conversores de potência são responsáveis por tornar esse fluxo de energia eficaz e confiável. A configuração básica de um SCEE é apresentada na Figura 8, onde podem ser observados os dois principais subsistemas envolvidos na geração de energia elétrica a partir de um aerogerador: o mecânico e o elétrico (Teodorescu et al., 2011; Orłowska-Kowalska et al., 2014).

Figura 8 – Configuração básica de um SCEE.

Fonte: Adaptado de Orłowska-Kowalska et al. (2014)



2.1.1 Turbina Eólica

Como apresentado na Figura 8, as pás da turbina eólica são responsáveis por extrair a energia cinética proveniente do vento e converter em energia rotacional mecânica. A caixa de transmissão aumenta a velocidade de rotação obtida da turbina eólica, em uma velocidade compatível com o gerador projetado para o SCEE. Nos casos onde o gerador utilizado seja construído com um elevado número de pólos, o que implica em baixas velocidades de operação do gerador, conseqüentemente, não há a necessidade da caixa de transmissão.

A máxima eficiência teórica de conversão de uma turbina eólica é de 59,3% da potência do vento, sendo esse limite denominado de limite de Betz, ou coeficiente de Betz (Akhmatov, 2003). De fato, atualmente se encontra no mercado turbinas eólicas cujo valor do coeficiente de potência chega a 50% (Pereira, 2015).

As turbinas eólicas se distinguem de acordo com a estratégia de controle e o modo de operação da mesma, sendo que em função da velocidade elas podem ser (Mendes, 2009):

1. Velocidade fixa;
2. Velocidade variável limitada;
3. Velocidade variável com conversão parcial;
4. Velocidade variável com conversão plena.

As turbinas com velocidade fixa são conectadas diretamente à rede elétrica, já as de velocidade variável necessitam do conversor de potência para se conectarem à rede, e assim poder operar com a máxima eficiência na conversão da energia. Dentre essas características, as turbinas mais utilizadas, por ter melhor rendimento e estabilidade, são as de eixo horizontal com três pás, operando com velocidade variável (Mendes, 2009).

Neste trabalho será utilizada no estudo proposto uma turbina a velocidade variável com conversão plena. O referencial teórico referente às turbinas eólicas estão descritos no Apêndice B.

2.1.2 Geradores

O gerador elétrico é utilizado no sistema de conversão de energia eólica para transformar a energia mecânica rotacional em energia elétrica. Quando se trata dos geradores empregados nos SCEEs, deve-se mencionar que os mesmos atuam um pouco diferente de outros sistemas que também possuem unidades geradoras, pois a fonte primária que fornece energia mecânica para um gerador eólico é uma fonte que flutua bastante, por isso a necessidade de máquinas bem robustas. Em suma são máquinas de corrente alternada síncronas ou assíncronas.

2.1.2.1 Geradores de indução assíncronos

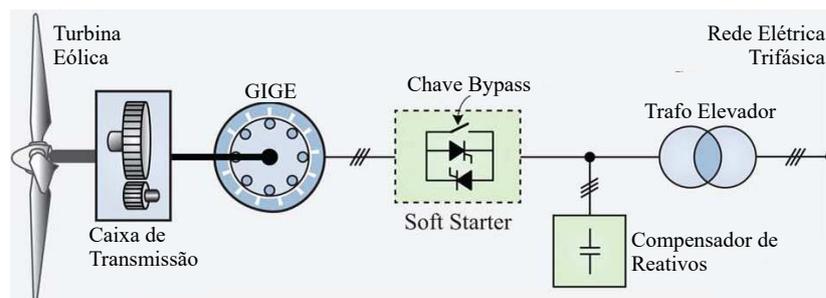
As máquinas de indução operam com a velocidade de rotação do rotor um pouco menor do que a velocidade síncrona do campo magnético. Geralmente são construídos com número baixo de pólos, o que implica em velocidades de operação mais altas. Com isso, a conexão entre uma turbina eólica e um gerador de indução requer a presença de caixa de transmissão, sendo assim denominado de *acoplamento indireto*.

Existem dois tipos de geradores de indução: (i) rotor em gaiola de esquilo; (ii) com rotor bobinado (Chen et al., 2009; Burton et al., 2011). Como as máquinas de indução não possuem um circuito de campo separado, necessitam de uma corrente reativa de magnetização, consumindo energia reativa durante o funcionamento.

O gerador de indução com rotor em gaiola (GIGE) foi bastante utilizado em SCEE de velocidade fixa (Trudnowski et al., 2004), com a utilização de bancos de capacitores em paralelo com o intuito de suprir a energia reativa de magnetização da máquina. A Figura 9 apresenta um SCEE com o gerador de indução em gaiola de esquilo na configuração básica de velocidade fixa, com a presença de soft-starter para a partida da máquina (Chen et al., 2009; Yaramasu et al., 2015). Como discutido anteriormente nesse sistema apresentado na Figura 9 não há a presença de conversores de potência. Esta tecnologia é mais antiga e foi uma das primeiras empregadas em um SCEE, restrito a sistemas com velocidade fixa.

Figura 9 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade fixa, com emprego do GIGE.

Fonte: Adaptado de Yaramasu et al. (2015)



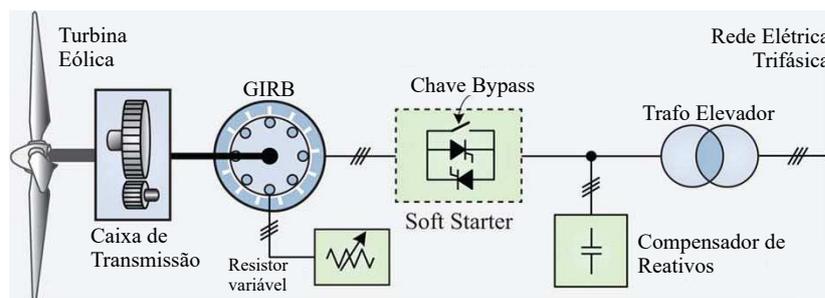
A desvantagem dos primeiros SCEE que utilizaram o GIGE foi que nessa topologia não era possível ajustar a tensão e a frequência de operação, além de que toda mudança brusca na velocidade de vento é diretamente refletida à rede elétrica (Bim, 1981; Mendes, 2013). Com o uso de conversores de potência, essa desvantagem não é mais problema, pois é possível operar o GIGE em diferentes velocidades de operação (Matos et al., 2015).

O uso do gerador de indução rotor bobinado (GIRB) em um SCEE permite que se opere com velocidade parcialmente variável, aumentando assim a eficiência na conversão da energia (Khadraoui and Elleuch, 2008). Como se observa na Figura 10 a inclusão de uma resistência variável no circuito de rotor da máquina, afeta a característica

torque/velocidade do gerador, implicando na variação de velocidade de operação - limitado a uma variação de 10% da velocidade nominal (Yaramasu et al., 2015). Como na utilização do GIGE apresentado na Figura 9, o emprego do GIRB também necessita do soft-starter, do banco de capacitor para compensação de reativo e da caixa de transmissão.

Figura 10 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade parcialmente variável, com emprego do GIRB

Fonte: Adaptado de Yaramasu et al. (2015)



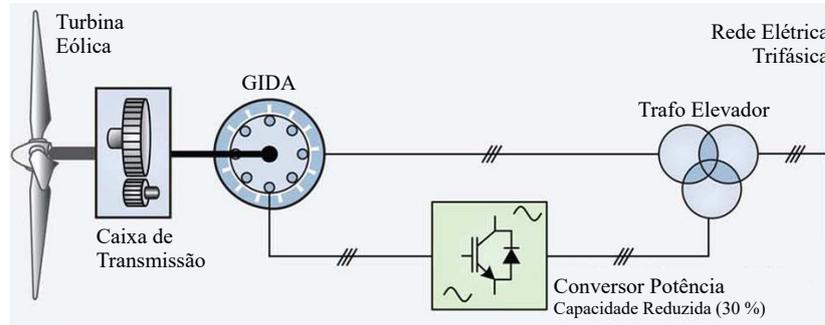
No rol dos geradores de indução, atualmente está sendo bastante empregado em um SCEE os chamados geradores de indução duplamente alimentados (GIDA), do inglês *Double-Fed Induction Generator - DFIG*. São geradores que injetam potência à rede elétrica através dos enrolamentos de rotor e de estator e operam em velocidade variável. Diferentemente dos outros geradores de indução mencionados (GIGE e GIRB), o GIDA não utiliza *soft-starter* nem compensação de reativo, pois toda a magnetização e partida provém do circuito de rotor da máquina, através de um conversor dimensionado para cerca de 30% da potência nominal do gerador (Burton et al., 2011). Com o emprego dos conversores de potência, há a possibilidade do fluxo de potência ser bidirecional com uma maior eficiência na conversão da energia. Este tipo de gerador corresponde a cerca de 50% das turbinas eólicas instaladas atualmente (Yang and Jin, 2021; Gao et al., 2021; Wu et al., 2019). A grande desvantagem desse sistema para a aplicação em instalações *offshore* é o alto custo de manutenção associado a alguns componentes tais como caixa de transmissão, anéis deslizantes e escovas do rotor (Yaramasu et al., 2015). A Figura 11 apresenta essa configuração.

2.1.2.2 Geradores Síncronos

Geradores síncronos são máquinas que operam com uma velocidade diretamente proporcional à frequência de alimentação, independente da carga. Podem ser construídos com um elevado número de pólos, o que permite que os mesmos tenham velocidade de rotação mais baixa, conseqüentemente, tendo a possibilidade de se conectarem diretamente às turbinas eólicas sem a presença de caixas de transmissão, o chamado *acoplamento direto*. Existem do tipo: (i) com excitação de campo; (ii) a ímãs permanentes.

Figura 11 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade parcialmente variável, com emprego do GIDA

Fonte: Adaptado de Yaramasu et al. (2015)

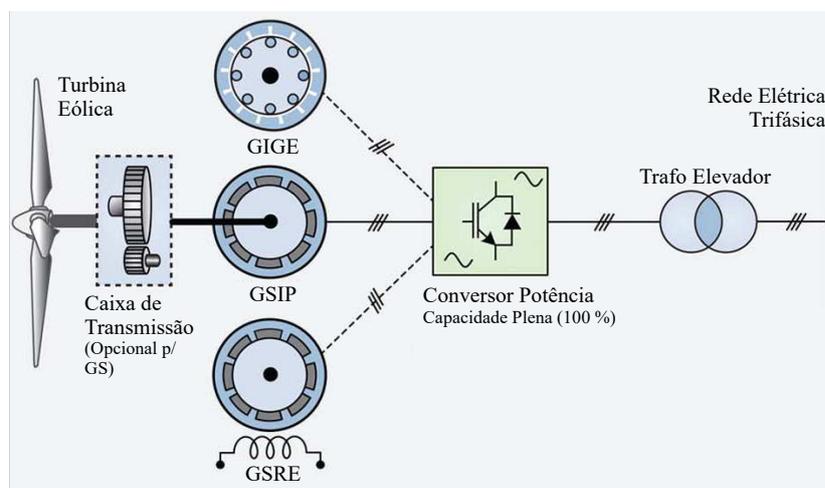


Os geradores síncronos com excitação de campo (ou rotor excitado) e a ímãs permanentes (GSIP) são empregados em SCEE a velocidade variável com conversão plena, ou seja, os geradores são conectados à rede elétrica exclusivamente através do conversor de potência. Quando se diz conversão plena (*full-converter*), significa que 100% da potência gerada passa pelo conversor.

A desvantagem na utilização do gerador síncrono de rotor excitado (GSRE) é a presença de anéis deslizantes no rotor e a presença de um conversor CC/CC somente para alimentar o circuito de campo do gerador (Kingsley Jr et al., 2006). Já em relação ao GSIP a desvantagem é o custo do ímã na construção do gerador, que encarece o projeto (Cupertino, 2013). A Figura 12 apresenta a topologia empregando os geradores síncronos em um SCEE com conversão plena.

Figura 12 – Sistema de conversão de energia eólica, a velocidade variável (0 a 100%), com emprego dos GSRE, GSIP e GIGE.

Fonte: Adaptado de Yaramasu et al. (2015)



Além dos geradores síncronos, na Figura 12 se observa que nessa topologia de conversão plena também pode ser empregado o gerador de indução em gaiola. Pontos

importantes a serem destacados dessa configuração: o próprio conversor de potência fornece a potência reativa necessária para a magnetização da máquina; nessa topologia, a variação de velocidade é total, ou seja, é possível variar a velocidade do gerador em uma ampla faixa da velocidade nominal, pois o gerador está completamente desacoplado da rede elétrica; e SCEEs com conversão plena são sistemas mais eficientes se comparado com as outras configurações (Koutroulis and Kalaitzakis, 2006).

Quando da utilização da configuração com conversão plena e uso de gerador de indução, a desvantagem dessa topologia é que pela necessidade de fornecer potência reativa, geralmente o conversor terá uma potência maior que um equivalente com gerador síncrono.

Neste trabalho, o sistema de conversão de energia eólica proposto utilizará um gerador de indução em gaiola baseado nessa topologia de conversão plena (Figura 12).

2.2 Conversores Multiníveis

Na operação de um SCEE a velocidade variável, o uso do conversor de potência é de suma importância no processo de conversão de energia. Conversores de potência convencionais são aqueles que possuem um perfil de tensão de fase de saída de dois níveis (*Two Level Voltage Source Converter – 2L - VSC*), o que limita a faixa de potência em que esses conversores podem ser utilizados eficientemente (Rodriguez et al., 2009).

Para solucionar tal limitação, vários trabalhos foram desenvolvidos de forma a permitir que os conversores operem em níveis de tensão mais elevados, com especial atenção aos denominados *conversores multiníveis*, aptos a operarem em sistemas de média e alta tensão (Franquelo et al., 2008; Kouro et al., 2010; Ma and Blaabjerg, 2011). Conversores multiníveis são topologias compostas por combinações de dispositivos semicondutores de potência, conectados entre si e controlados de forma que produzam na saída uma forma de onda de tensão com múltiplos degraus de amplitude.

Essas formas de onda da tensão de saída com vários degraus de amplitude dependem do número de níveis do conversor, que se traduz no aumento da tensão de saída, mesmo quando se utilizam os mesmos semicondutores empregados anteriormente nos conversores tradicionais.

Embora o uso de conversores multiníveis traga uma maior complexidade nos circuitos dos conversores, e.g., maior número de semicondutores a serem comandados, as vantagens obtidas com essa topologia de conversor supera as dificuldades de implementação.

Uma das grandes vantagens na utilização de conversores multiníveis, quando se comparado com os de dois níveis, é que na tensão de saída se observa uma melhoria na qualidade da energia elétrica, traduzida no baixo valor da THD (*total harmonic distortion*) de tensão e corrente, à medida que se aumenta o número de níveis (Franquelo et al., 2008;

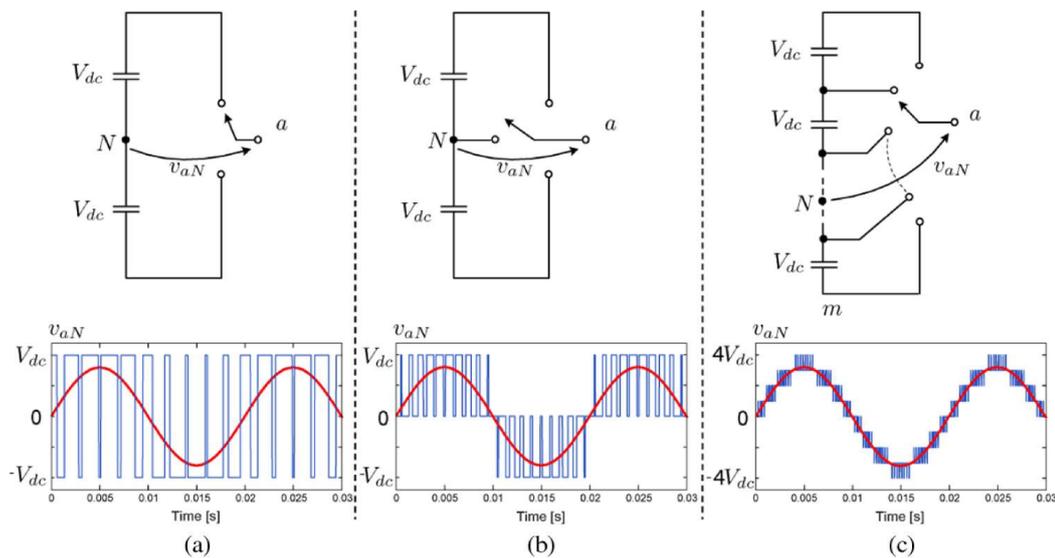
Matos, 2019). No contexto do SCEE deste trabalho, quanto menor for o valor da THD de tensão e corrente do gerador melhor, pois isso diminuirá a oscilação de torque no eixo do gerador e diminuirá as perdas no circuito magnético da máquina (Yaramasu et al., 2015).

Outro ponto positivo na utilização dos conversores multiníveis é que ocorre uma significativa diminuição da ocorrência de EMI nos circuitos que os conversores estão empregados (Rashid, 2014).

Um conversor multinível é capaz de apresentar, no mínimo, uma tensão de saída de três níveis, sendo que para isso essa tensão é medida entre o terminal de saída e um ponto de referência interno ao conversor, denominado de *neutro*. Geralmente, esse *ponto neutro* é implementado virtualmente, pois não se tem acesso físico a esse ponto. Na Figura 13 é apresentado a forma de onda da tensão de saída de um conversor tradicional de dois níveis (V_{dc} e $-V_{dc}$), bem como a tensão de dois conversores multiníveis, onde se observa que com o aumento dos níveis na tensão de saída há uma melhora na qualidade da energia elétrica, com a tensão chaveada de saída se aproximando da forma senoidal.

Figura 13 – Formas de onda de tensão na saída do conversor tradicional e conversores multiníveis: (a) dois níveis. (b) três níveis. (c) nove níveis.

Fonte: Rodriguez et al. (2009)



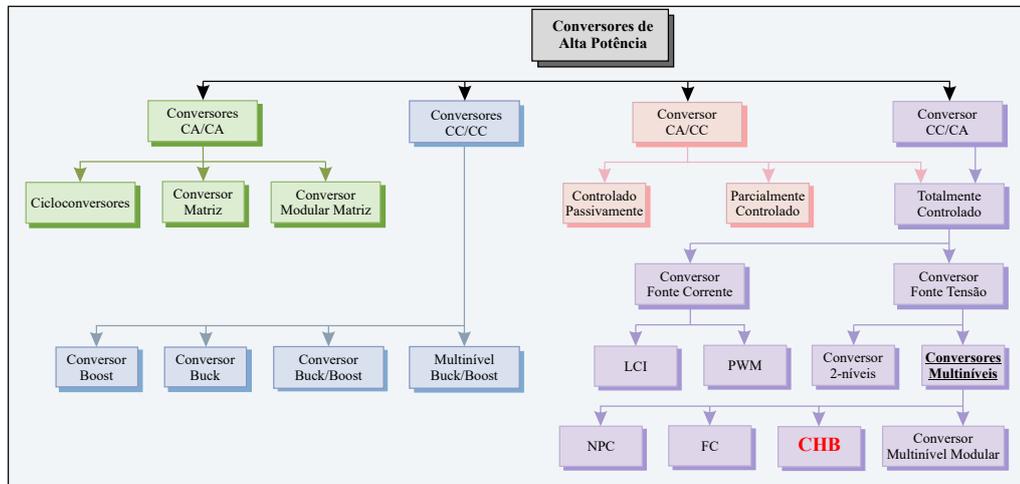
Para contextualizar a utilização dos conversores de alta potência, a Figura 14 apresenta a classificação de tais conversores.

Os conversores multiníveis de topologias mais populares são o NPC, FC e CHB:

1. Ponto neutro grampeado (*Neutral Point Clamped – NPC*) (Nabae et al., 1981). Esse conversor é considerado como o primeiro conversor multinível. Nessa topologia se utiliza uma ligação em série dos semicondutores chaveados (célula IGBT + Diodo)

Figura 14 – Classificação geral dos conversores de elevada potência.

Fonte: Adaptado de Yaramasu et al. (2015)



para que possa dividir a tensão de bloqueio entre esses dispositivos e os diodos de grampeamento são conectados ao barramento CC para obter os diferentes níveis de tensão;

2. Capacitor flutuante (*Flying Capacitor – FC*) (Meynard and Foch, 1992). A estrutura do conversor FC se assemelha muito ao NPC, com a diferença de que ao invés de existirem os diodos de grampeamento, no FC há a presença de capacitores flutuantes. Esse conversor possui característica modular, permitindo o aumento de níveis de tensão de saída com mais facilidade em relação ao NPC (Matos, 2019);
3. Ponte-H em cascata (*Cascaded H-Bridge – CHB*) (Marchesoni et al., 1988; Osman, 1999). O conversor multinível CHB é formado por N conversores monofásicos ponte-H conectados em série, de forma que a tensão de saída é a soma das tensões de cada conversor ponte-H. As vantagens dessa estrutura são a confiabilidade, modularidade e robustez frente à faltas. A desvantagem desse tipo de conversor é que cada conversor ponte-H deverá ter seu próprio barramento CC independente, ou seja, é um sistema com múltiplos barramentos CC isolados. Foi um conversor que ganhou notoriedade nos anos 2000 com o desenvolvimento do conversor Robicon-SIEMENS (Osman, 1999).
4. Conversor multinível modular (*Modular Multilevel Converter - MMC*) (Lesnicar and Marquardt, 2003). Atualmente, esse conversor tem ganhado espaço na indústria por apresentar as vantagens do CHB, principalmente em relação à modularidade e confiabilidade. O MMC é bastante utilizado em aplicações de transmissão de corrente contínua de alta tensão, os chamados HVDC (Marquardt, 2018). A estrutura desse conversor multinível é baseada em conectar as células de potência em série. Diversas topologias podem ser utilizadas nas células de potência, sendo as mais comuns os conversores monofásicos ponte completa e meia-ponte (Perez et al., 2015).

Na Figura 15 são apresentadas as estruturas dos circuitos de potência dos conversores NPC, FC e CHB (mostrado somente uma das fases de cada circuito). Já na Figura 16 é apresentado o conversor MMC.

Figura 15 – Topologias clássicas dos circuitos de potência dos conversores multiníveis (apresentado somente a fase-A). (a) NPC de três níveis (3L-NPC). (b) FC de três níveis (3L-FC). (c) CHB de cinco níveis (5L-CHB).

Fonte: Adaptado de [Kouro et al. \(2010\)](#)

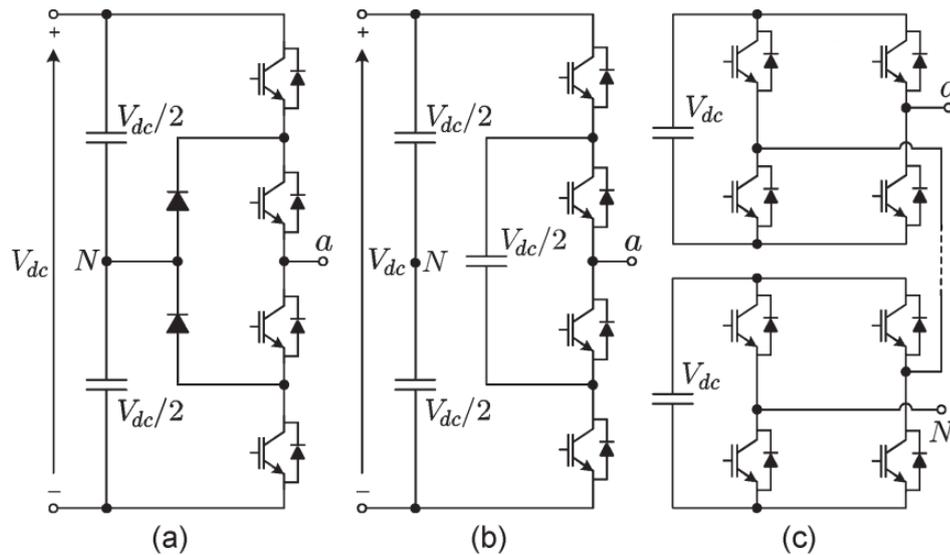
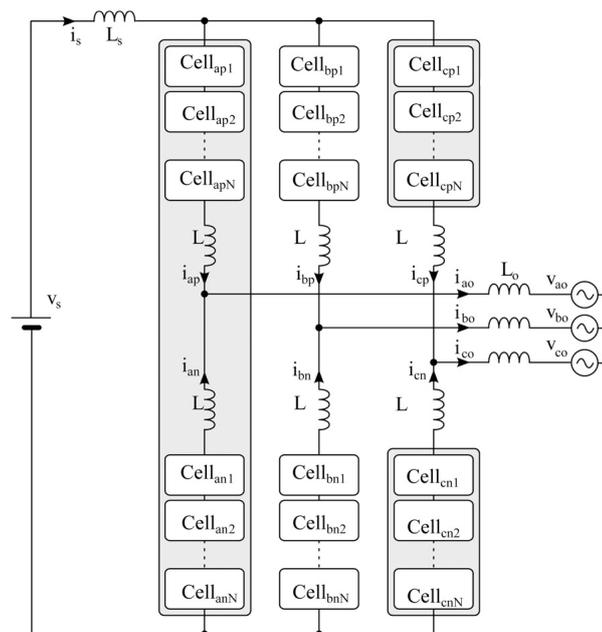


Figura 16 – Topologia do circuito de potência do conversor multinível modular (MMC).

Fonte: Adaptado de [Perez et al. \(2015\)](#)



Os conversores multicelulares NPC, FC, CHB e MMC tiveram grande aceitação por parte da indústria, sendo comercializados por diversos fabricantes, como ABB, SIEMENS,

EATON, entre outros (Matos, 2019). Os conversores 3L-NPC e o CHB são os mais populares conversores multiníveis utilizados na indústria, além disso são os conversores que trabalham com as maiores potências, alcançando dezenas (3L-NPC) e até centenas (CHB) de MW (Kouro et al., 2010).

Neste trabalho será utilizada a topologia CHB, sendo que dentre as vantagens da utilização desse conversor podemos citar: maior eficiência; perdas uniformes em componentes de comutação, a depender da modulação utilizada (Ma et al., 2011); modularidade; tolerância a falhas, pois é possível operar o sistema com potência reduzida mesmo que haja falha em algum dos componentes dos pares IGBT-Diodo do conversor de potência (Ma and Blaabjerg, 2011); um número menor de componentes quando comparado ao NPC e FC (Pires et al., 2017); e, por fim, não apresenta o problema de balanceamento de tensão do capacitor que ocorre nas topologias NPC e FC (Kouro et al., 2010; Blaabjerg et al., 2012). Como já mencionado anteriormente, a principal desvantagem do conversor multinível CHB é a necessidade de barramentos CC isolados, isto é, os barramentos devem ser independentes para cada célula do conversor CHB (Rodriguez et al., 2009).

Em um conversor CHB, o número de níveis resultantes por fase na saída deste arranjo é dado por $2n + 1$, onde n é o número de conversores ponte-H (células). Assim, um CHB de cinco níveis, como o empregado neste trabalho, necessita de duas células por fase para atingir este número de níveis.

A Figura 17 apresenta um esquema da conexão em série das células para obter um conversor de cinco níveis. Na Fig. 17-b está representada, de forma genérica para uma determinada modulação, as formas de onda das saídas de cada célula ponte-H e também do conversor multinível CHB, onde podem ser vistos os cinco níveis na tensão de saída.

Considerando a fase A , a equação da tensão de fase de saída do conversor CHB mostrada na Figura 17 é definida como:

$$v_{aN} = v_{a1} + v_{a2} \quad (2.1)$$

onde v_{a1} e v_{a2} são as tensões de saída da célula de cima (*top*) e de baixo (*bottom*), respectivamente.

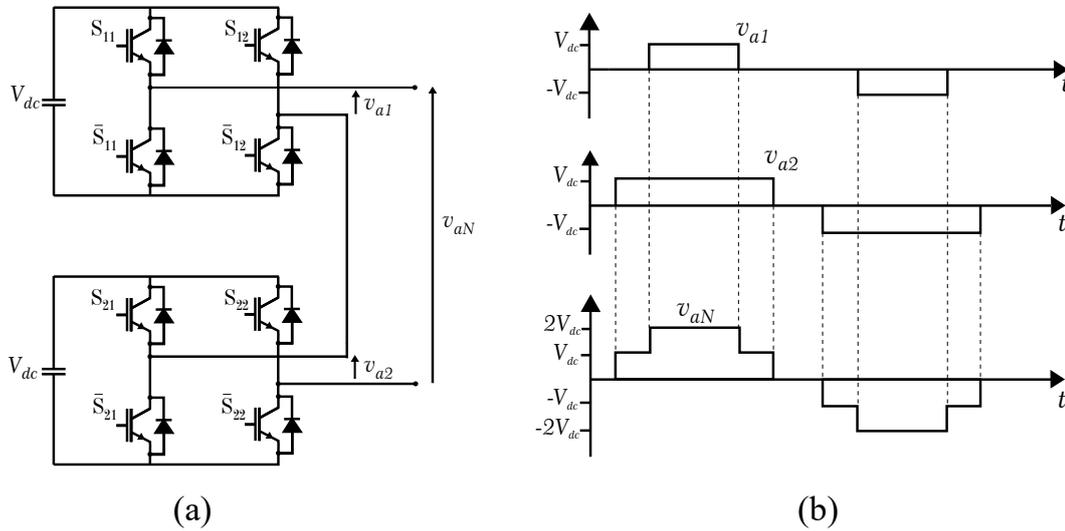
Dado que os sinais de comando dos dispositivos chaveados são definidos como $S_{ij} \in \{1, 0\}$ onde i e $j \in \{1, 2\}$ e $\overline{S_{ij}}$ são os complementares, assim a equação (2.1) pode ser escrita em função dos sinais de comando e da tensão do barramento CC. Por exemplo, o CHB da Figura 17-a pode ser descrito por:

$$v_{aN} = (S_{12} - S_{11})V_{dc} + (S_{21} - S_{22})V_{dc}. \quad (2.2)$$

A Tabela 2 mostra os valores das tensões de saída quando utilizado o CHB,

Figura 17 – Conversor multinível cascata de ponte-H de cinco níveis (5L-CHB). (a) Estrutura do conversor multinível CHB de cinco níveis. (b) Formas de onda da tensão de saída dos conversores ponte-H individuais (v_{a1} e v_{a2}) e do arranjo CHB (v_{aN}).

Fonte: Elaborado pelo autor.



conforme a topologia da Figura 17-a. Como pode ser visto na Tabela 2, a tensão de saída do CHB mostrado na Figura 17 possui cinco níveis de tensão: $-2V_{dc}$, $-V_{dc}$, 0 , V_{dc} e $2V_{dc}$. Também é possível verificar que a máxima tensão de saída é obtida quando as duas fontes CC são conectadas em série, resultando no valor de saída de $2V_{dc}$.

Tabela 2 – Tensão de fase de saída e estados de comutação das chaves S_{ij} .

Estados de Chaveamento				Tensão de Saída
S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	v_{aN}
1	0	1	0	$2V_{dc}$
0	0	1	0	V_{dc}
1	0	0	0	
1	0	1	1	
1	1	1	0	
0	0	0	0	0
0	0	1	1	
0	1	1	0	
1	0	0	1	
1	1	0	0	
1	1	1	1	
0	0	0	1	$-V_{dc}$
0	1	0	0	
0	1	1	1	
1	1	0	1	
0	1	0	1	$-2V_{dc}$

Em cada célula do conversor CHB, existem $(2)^2 = 4$ estados de chaveamento

possíveis e, com base no mesmo raciocínio, em cada fase do conversor multinível CHB (Figura 17-a e Tabela 2), existem $(2)^2 \times (2)^2 = 16$ estados de chaveamento possíveis por fase. Considerando as três fases do sistema, então haverá $(2)^{12} = 4096$ estados de chaveamento possíveis neste conversor multinível CHB em estudo. Dentre esses estados de chaveamento, existem vários estados redundantes, o que torna uma vantagem da topologia, pois uma determinada tensão de saída é obtida com diversas possibilidades no estado de chaveamento das chaves. A partir da Tabela 2 se observa que a tensão de saída V_{dc} , por exemplo, pode ser obtida por quatro diferentes combinações de estados de chaveamento.

Com relação ao conversor multinível CHB, vários estudos têm sido desenvolvidos com o objetivo de reduzir o número de componentes chaveados, tendo como parâmetro de comparação o mesmo número de níveis de tensão, minimizando o custo e o volume do conversor (Darvish Falehi, 2021). Em sistemas com formas de onda com número baixo de níveis de tensão, como no caso do presente trabalho, a estrutura convencional do conversor multinível CHB (como a apresentada na Figura 17) não apresenta grande desvantagem quando comparada às topologias desenvolvidas recentemente (Farakhor et al., 2015).

Para contribuir na escolha do conversor multinível CHB utilizado neste trabalho, a Tabela 3 apresenta um resumo das vantagens e desvantagens dos conversores multinível mais utilizados na indústria.

Tabela 3 – Comparativo de topologias de conversores multiníveis.

Conversor Multinível	Vantagens	Desvantagens
NPC	<ul style="list-style-type: none"> - Facilidade de aumentar o número de níveis (Rodriguez et al., 2007) - Transformador da rede é de topologia simples (Fazel et al., 2007) - Capacitor do barramento é menor (Fazel et al., 2007) 	<ul style="list-style-type: none"> - Necessidade de controlar a diferença nas tensões dos capacitores (Rodriguez et al., 2007) - Distribuição de perdas desigual (Rodriguez et al., 2007) - Distribuição assimétrica de temperatura da junção semicondutora (Rodriguez et al., 2007) - Limitação no número de níveis (Rabiul Islam et al., 2019)
FC	<ul style="list-style-type: none"> - Estrutura Modular (Rodriguez et al., 2007) 	<ul style="list-style-type: none"> - O custo do capacitor flutuante é alto para operação em frequência de chaveamento baixa e média (Rodriguez et al., 2007)

Tabela 3 – (Continuação...) Comparativo de topologias de conversores multiníveis.

Conversor Multinível	Vantagens	Desvantagens
FC	<ul style="list-style-type: none"> - Distribuição simétrica das perdas nos semicondutores, a depender da modulação utilizada (Fazel et al., 2007) 	<ul style="list-style-type: none"> - Número elevado de células (Rodriguez et al., 2007) - À medida que o nível do conversor aumenta, o número de capacitores também aumenta (Rabiul Islam et al., 2019) - Complexidade na estratégia de controle devido à regulação da tensão do capacitor (Rabiul Islam et al., 2019) - Pré-carga dos capacitores, o que implica na diminuição do desempenho do sistema (Rabiul Islam et al., 2019)
CHB	<ul style="list-style-type: none"> - Estrutura Modular e baixas perdas de chaveamento (Rodriguez et al., 2007) - Filtro LC com componentes menores em comparação com conversores NPC e FC (Fazel et al., 2007) - Não requer diodos grampeadores ou capacitores flutuantes (Rabiul Islam et al., 2019) - Comercialmente, atinge maiores níveis de tensão e potência em comparação ao NPC e FC (Kouro et al., 2010) 	<ul style="list-style-type: none"> - Fonte CC independente para cada célula HB (Rodriguez et al., 2007) - Precisa de um transformador de rede com topologia de deslocamento de fase (Fazel et al., 2007) - Capacitor do barramento CC maior em comparação com o NPC (Fazel et al., 2007) - Maior número de componentes chaveados (Darvish Falehi, 2021)

2.3 Acionamento de Máquinas com Bobinas Abertas

Outra possibilidade de obter um comportamento de tensão multinível nos terminais de uma máquina é a solução proposta por [Stemmler and Guggenbach \(1993\)](#), que é conectar a máquina com suas bobinas abertas (*Open-end winding - OEW*) através de dois conversores convencionais conectados em ambos terminais da máquina. Operando a máquina na configuração OEW, é possível obter amplitudes maiores de tensão nas aplicações de alta potência. A Figura 18 apresenta de uma maneira genérica um acionamento de uma máquina com bobinas abertas, através de conversores trifásico de 2 níveis.

Figura 18 – Acionamento genérico de uma máquina na configuração de bobinas abertas, através de conversores trifásicos de dois níveis (2L-VSC).

Fonte: Elaborado pelo autor.



Neste tipo de acionamento, os enrolamentos da máquina não são conectados em estrela ou delta, como em um acionamento tradicional, mas, em vez disso, os terminais da máquina são conectados por diferentes conversores em cada extremidade dos enrolamentos ([Ricardi et al., 2017](#)). Nesta topologia é necessário que os barramentos CC dos conversores sejam isolados ou deve-se implementar filtros de modo comum, para evitar a circulação de correntes de sequência zero pela máquina ([Stemmler and Guggenbach, 1993](#)).

O circuito de potência apresentado na Figura 18 tem o comportamento de três níveis utilizando somente conversores de dois níveis, eliminando-se assim, a necessidade do uso de diodos (caso do NPC) ou capacitores flutuantes (caso do FC) ([Matos et al., 2019](#)).

Outra vantagem nesse sistema é o alto número de estados de chaveamento (os dois conversores apresentam juntos $(2^3) \times (2^3) = 64$ estados possíveis) se comparado com o número oferecido por conversores multiníveis convencionais de três níveis (tipo o NPC), ou seja, além de sintetizar os mesmos vetores espaciais que os multiníveis de três níveis, essa topologia OEW apresenta mais estados redundantes ([Rodriguez et al., 2009](#); [Matos et al., 2015](#)).

Nos trabalhos de [Hong et al. \(2015\)](#); [Zhang et al. \(2018\)](#), os autores utilizaram a topologia de bobinas abertas em aplicações de veículos elétricos. No trabalho de [Hong et al. \(2015\)](#) os autores utilizaram a topologia OEW para aumentar a tensão nos terminais do motor do veículo elétrico, a fim de não danificar as baterias de íon-lítio que possuem limitação de potência tanto na carga quanto na descarga. No trabalho de [Zhang et al.](#)

(2018) a topologia foi empregada no sentido de aumentar a confiabilidade funcional do sistema de acionamento do motor elétrico, através da característica de redundância das tensões geradas pelos inversores nessa topologia.

No trabalho de [Jain et al. \(2015\)](#) foi proposto um sistema de acionamento de bomba d'água alimentado por energia fotovoltaica o qual utiliza um motor de indução com bobinas abertas aproveitando da possibilidade de obter maiores níveis de tensão devido à topologia OEW, diminuindo assim a dimensão do arranjo fotovoltaico, trazendo benefícios como baixo custo, baixa tensão de barramento CC, confiabilidade e redundância.

Várias aplicações foram propostas usando esta topologia de bobinas abertas aplicadas aos SCEE, com o objetivo de aumentar a potência desses sistemas através do aumento dos níveis das tensão aplicadas aos terminais dos geradores eólicos ([Soares et al., 2022](#); [Wang et al., 2013](#); [Matos et al., 2015](#)).

Utilizando a vantagem do acionamento em bobinas abertas e também do emprego de conversores multiníveis, pode-se aumentar ainda mais o número de níveis nas tensões nos terminais da máquina. Por exemplo, se utilizar conversores de três níveis para acionar uma máquina em bobinas abertas, a forma de onda das tensões sintetizadas será equivalente a um conversor de cinco níveis, o que conseqüentemente, elevará a redundância nos estados de chaveamento ([Sivakumar et al., 2009](#)).

No trabalho de [Somasekhar et al. \(2002\)](#), os autores utilizam de um lado da máquina dois conversores de dois níveis em cascata (equivalente a um conversor de três níveis) e conectado ao outro terminal da máquina, um conversor de dois níveis. Nesse arranjo, o resultado obtido é uma configuração com comportamento de seis níveis.

No presente trabalho será utilizado um conversor multinível CHB de três níveis conectados aos terminais de um gerador em bobinas abertas, resultando assim em uma tensão aplicada de cinco níveis.

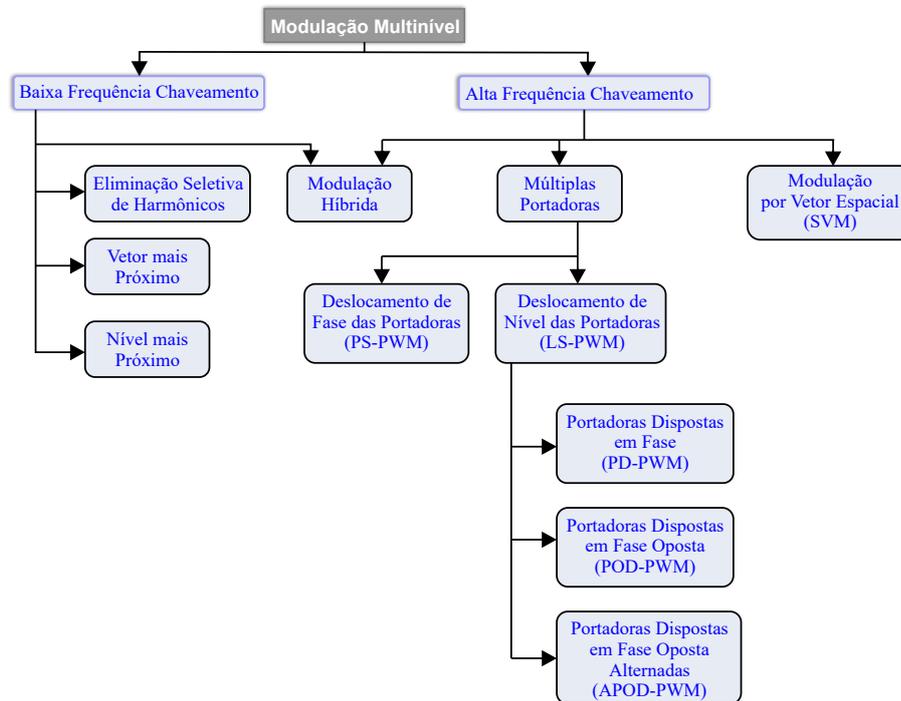
2.4 Estratégias de Modulação

O desenvolvimento e avanço nos conversores multiníveis aumentaram o desafio nas estratégias de controle e modulação desses conversores, pois há uma maior quantidade de componentes a serem chaveados ([Rodriguez et al., 2007](#)). A importância de uma boa técnica de modulação dos conversores é que isso impacta diretamente no desempenho do sistema, por exemplo, contribuindo para a redução do THD e das perdas por chaveamento ([Salem et al., 2022](#)).

Diversas técnicas de modulação foram desenvolvidas dependendo do tipo de aplicação e da topologia do conversor. Na Figura 19 é apresentada a classificação das estratégias de modulação mais populares ([Rodriguez et al., 2009](#)):

Figura 19 – Classificação das estratégias de modulação para conversores multiníveis.

Fonte: Adaptado de Rodriguez et al. (2009).



Através da Figura 19 se observa que as estratégias de modulação se distinguem em questão da frequência de chaveamento: baixa frequência chaveamento e alta frequência de chaveamento. Uma outra análise que pode ser feita a partir da Figura 19 é que esses métodos de modulação para conversores multiníveis podem ser divididos em dois grandes grupos: (1) um baseado na modulação utilizando vetores espaciais (*Space Vector Modulation* - SVM); (2) outros baseados em algoritmos no nível de tensão (Ramos, 2019; Zhang and Qiu, 2018).

2.4.1 Modulação por Múltiplas Portadoras

A modulação utilizando múltiplas portadoras é uma evolução natural da tradicional técnica de *modulação por largura de pulso* ou PWM (*Pulse Width Modulation*). A vantagem da utilização de modulação por múltiplas portadoras é que cada portadora pode ser associada a duas chaves de potência dos conversores (Rodriguez et al., 2007). As estratégias que utilizam múltiplas portadoras são: Deslocamento de fase (*phase-shift*) e Deslocamento de nível (*level-shift*) das portadoras.

A modulação por deslocamento de fase (*Phase Shifted Pulse Width Modulation* - *PS-PWM*) foi desenvolvida para os conversores multiníveis FC e CHB, o que não significa que seja uma estratégia de modulação exclusiva desses conversores. Esta técnica é uma extensão da tradicional modulação PWM. Na modulação PS-PWM, um deslocamento de fase é introduzido entre os sinais das portadoras de células contíguas, e por consequência,

a saída dos conversores tem um comportamento defasado, resultando em uma forma de onda em degraus, ou seja, saída multinível. A característica de modularidade dos conversores multiníveis facilita essa estratégia de modulação, pois assim cada célula é modulada independente, usando o mesmo sinal de referência (Rodriguez et al., 2009).

Para se conseguir a menor distorção harmônica possível na saída, o deslocamento de fase entre as portadoras das células contíguas (células *top* e *bottom*) deve ser de 180° ou $360^\circ/n$ para os conversores CHB e FC, respectivamente, sendo n o número de células do conversor. Uma das vantagens na modulação *PS-PWM* é que essa estratégia atenua os harmônicos da corrente de entrada em um conversor CHB e produz tensões balanceadas nos capacitores flutuantes do conversor FC, o que torna até mesmo desnecessário o controle da tensão no barramento CC (Rodriguez et al., 2009).

Já a modulação por deslocamento de nível, ou amplitude, (*Level Shifted Pulse Width Modulation – LS-PWM*) é uma evolução da estratégia de modulação PWM bipolar, o qual utiliza uma única portadora que é comparada a uma referência (modulante). Diferentemente da modulação *PS-PWM*, onde as portadoras estão com defasamento de fase, a estratégia *LS-PWM* utiliza portadoras dispostas verticalmente. Para um conversor multinível de l níveis, serão utilizadas $l - 1$ portadoras. Conforme se observou na Figura 19, a modulação *LS-PWM* possui três classificações a respeito de como estará a disposição da fase das portadoras: na modulação *PD-PWM* (*Phase Disposition Pulse Width Modulation*) todas as portadoras estarão em fase uma com as outras; na *POD-PWM* (*Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation*) as portadoras estarão em fase uma com as outras, porém as portadoras negativas estarão em fase oposta; e, por fim, a técnica *APOD-PWM* (*Alternative Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation*) é obtida alternando as fases das portadoras adjacentes Kouro et al. (2010). A Figura 20 exemplifica os sinais de um PWM com múltiplas portadoras de um conversor de cinco níveis, o que determina que haverão quatro portadoras.

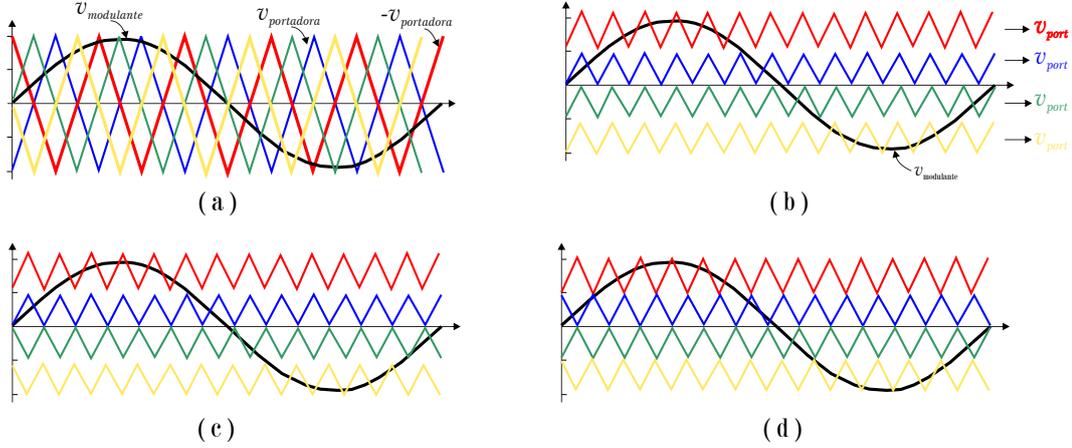
A modulação *LS-PWM* é bastante utilizada em conversores NPC. Embora a estratégia de modulação *PD-PWM* contribua com uma tensão de saída com menos harmônicas do que a técnica *PS-PWM*, há muito pouca diferença em relação ao conteúdo harmônico em altas frequências dessas duas estratégias na modulação de conversores CHB e FC (Kouro et al., 2010).

2.4.2 Modulação por Vetor Espacial

A estratégia de modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation - SVM*) se baseia em uma técnica onde a referência são representadas no espaço vetorial. Os tempos de comutação das chaves semicondutoras são calculadas de maneira diferente da modulação PWM tradicional, não precisando de uma portadora exclusiva para calcular os tempos de comutação, somente para gerar os pulsos de comando. A modulação SVM utiliza como

Figura 20 – Técnicas de modulação PWM com múltiplas portadoras. (a) PS-PWM. (b) PD-PWM. (c) POD-PWM. (d) APOD-PWM.

Fonte: Elaborado pelo autor.



parâmetro para a comutação das chaves uma representação trifásica do vetor espacial da referência em um plano mapeado com todos os vetores de tensão que o conversor é capaz de sintetizar.

Essa técnica pode ser classificada em algoritmos para sistemas balanceados e desbalanceados, os chamados: algoritmos 2D e 3D, respectivamente (Rodriguez et al., 2007). A vantagem no uso do SVM é que essa técnica reduz a complexidade na implementação de circuitos de comando para conversores multiníveis, se comparado com as técnicas PWM, pois o número de portadoras não aumenta com o aumento dos níveis do conversor (Rodriguez et al., 2009; Kouro et al., 2010). Porém o SVM não é adequado para conversor multinível com um alto número de níveis, pois o custo computacional e a complexidade dos algoritmos aumentam para o cálculo e seleção do vetor a ser modulado (Ramos, 2019).

Supondo que $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ sejam tensões senoidais de fase na saída de um conversor trifásico, tem-se que a representação vetorial dessas tensões é definida por:

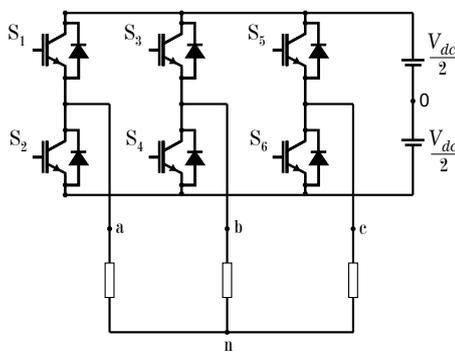
$$\mathbf{V} = \frac{2}{3}(v_a(t) + v_b(t)e^{j(2/3)\pi} + v_c(t)e^{-j(2/3)\pi}) \quad (2.3)$$

Pode-se representar essa tensão vetorial no referencial $\alpha\beta$. Em um conversor trifásico o vetor de referência é sintetizado a partir dos dois vetores espaciais adjacentes mais o vetor espacial zero, sendo que o tempo que cada vetor espacial fica ativo é pré-determinado na modulação SVM. A título de exemplo, a Figura 21 apresenta a representação do vetor espacial para um conversor trifásico, onde \mathbf{V}_n são os vetores espaciais obtidos a partir da equação 2.3 com $n = 1, 2, 3, \dots, 8$, \mathbf{V}^* é o vetor de referência a ser sintetizado pelo conversor e, T_1 e T_2 são os tempos que os vetores espaciais \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 ficam ativos, respectivamente. Não foram apresentados na Figura as outras variáveis de tempo, porém todos os vetores espaciais possuem cada um o seu respectivo período de

chaveamento.

Figura 21 – Representação do vetor espacial. (a) Circuito do conversor trifásico. (b) Estados das chaves para o conversor trifásico. (c) Vetor espacial no referencial $\alpha\beta$.

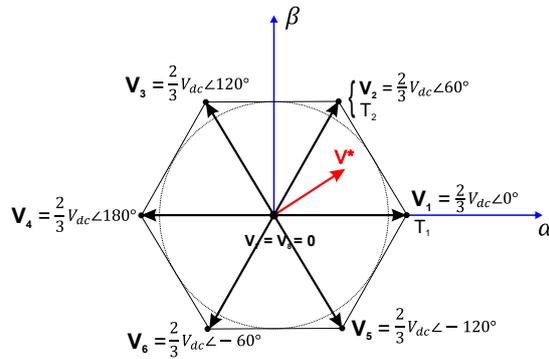
Fonte: Elaborado pelo autor.



(a)

Estado n°	S ₁	S ₃	S ₅	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	V
1	1	0	0	$+\frac{2V_d}{3}$	$-\frac{V_d}{3}$	$-\frac{V_d}{3}$	V₁
2	1	1	0	$+\frac{V_d}{3}$	$+\frac{V_d}{3}$	$-\frac{2V_d}{3}$	V₂
3	0	1	0	$-\frac{V_d}{3}$	$+\frac{2V_d}{3}$	$-\frac{V_d}{3}$	V₃
4	0	1	1	$-\frac{2V_d}{3}$	$+\frac{V_d}{3}$	$+\frac{V_d}{3}$	V₄
5	0	0	1	$-\frac{V_d}{3}$	$-\frac{V_d}{3}$	$+\frac{2V_d}{3}$	V₅
6	1	0	1	$+\frac{V_d}{3}$	$-\frac{2V_d}{3}$	$+\frac{V_d}{3}$	V₆
7	0	0	0	0	0	0	V₇
8	1	1	1	0	0	0	V₈

(b)



(c)

Assim, tomando como exemplo o vetor de referência V^* apresentado na Figura 21-c, essa tensão é obtida com base nos vetores adjacentes e no vetor nulo, e em seus respectivos tempos de chaveamento, ou seja:

$$\mathbf{V}^* = \frac{V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 + V_7 \cdot T_7}{T_{svm}} \quad (2.4)$$

onde T_{svm} é o período de um ciclo completo da modulação SVM.

Uma das vantagens da aplicação da modulação por vetor espacial em conversores multiníveis é a redundância nos estados de chaveamento. Neste exemplo básico, percebe-se que o vetor espacial nulo pode ser obtido tanto pelo vetor \mathbf{V}_7 ($S_1, S_3, S_5 = (0, 0, 0)$) quanto pelo vetor \mathbf{V}_8 ($S_1, S_3, S_5 = (1, 1, 1)$). Além disso, com a modulação SVM é possível sintetizar uma tensão com um valor de amplitude maior se comparada com as outras técnicas mencionadas neste trabalho, como por exemplo, a modulação PS-PWM.

Neste trabalho será implementado a técnica de SVPWM (*Space Vector PWM*), que é uma implementação baseada em portadoras (*carrier-based*) e que consiste em introduzir um sinal de sequência zero no sinal modulante para centrar os vetores espaciais e com isso,

produzir um baixo conteúdo harmônico na saída. No próximo capítulo será detalhada a aplicação da modulação SVPWM no conversor multinível CHB objeto de estudo deste trabalho.

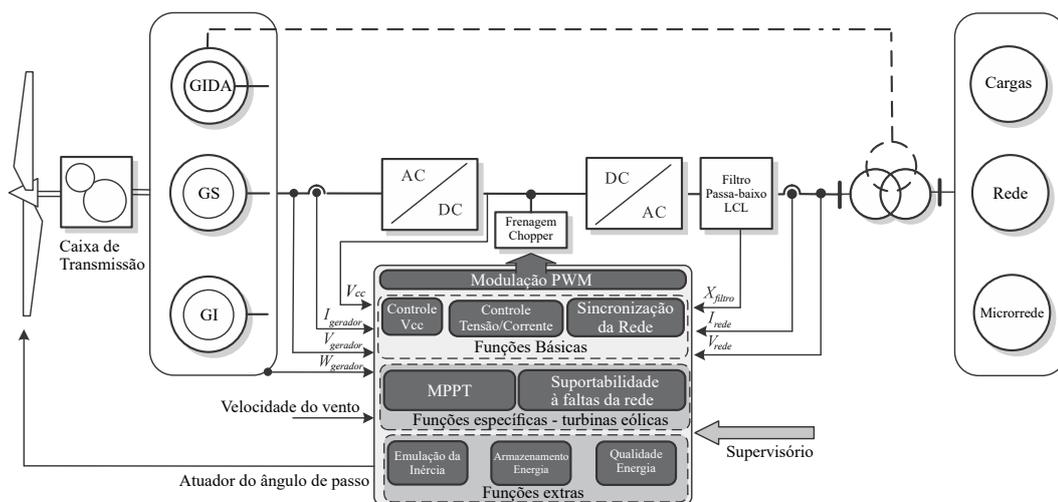
2.5 Estratégias de Controle

As estratégias de controle utilizadas nos conversores de potência de um sistema de conversão de energia eólica serão discutidas nessa seção. Um dos propósitos de se realizar o controle dos conversores é garantir que a tensão sintetizada esteja dentro de parâmetros aceitáveis a fim de que possam se conectar à rede elétrica. Controlar os conversores de um SCEE envolve tanto estruturas de controle com dinâmicas rápidas (malha interna, e.g. controlam corrente injetada na rede), quanto lentas (malhas externas, e.g. controlam potência ativa/reactiva ou tensão do barramento CC).

Os conversores conectados à rede elétrica, denominados de CLR (*conversores lado rede* ou *GSC - Grid Side Converter*), tem a função de controlar a tensão do barramento CC, bem como executar o controle da injeção de potência reativa na rede. Já os conversores conectados à máquina, denominados de CLM (*conversores lado máquina* ou *MSC - Machine Side Converter*), são responsáveis por rastrear a máxima potência extraída (MPPT) da turbina eólica e pelo controle da magnetização da máquina de indução (Teodorescu et al., 2011; Blaabjerg and Chen, 2005). A Figura 22 apresenta um controle genérico de um sistema eólico como mencionado acima.

Figura 22 – Estrutura de controle de uma turbina eólica.

Fonte: Adaptado de Teodorescu et al. (2011).

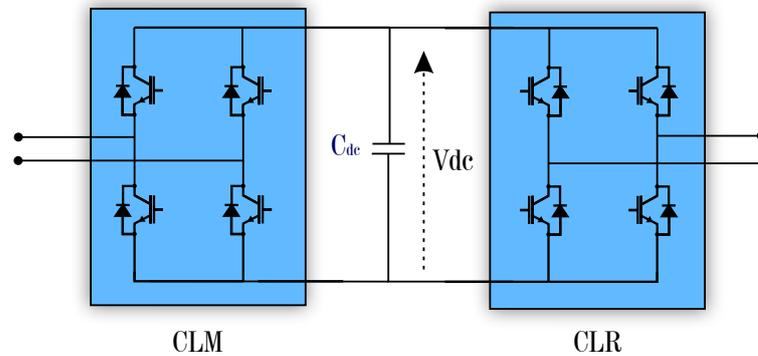


Um conversor de potência que possui tanto o lado da máquina quanto o lado da rede idênticos e a conexão entre esses conversores é realizada pelo barramento CC, são comumente denominados de conversores *back-to-back* (BTB). É importante conceituar

um conversor BTB pois essa será a configuração dos conversores implementados neste trabalho, como apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Diagrama da conexão dos conversores *back-to-back*.

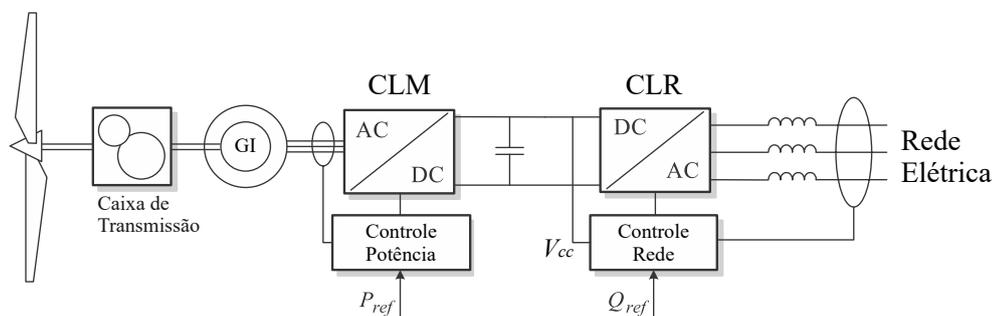
Fonte: Elaborado pelo autor.



De fato, o controle do conversor CLM tem a função principal de extrair a máxima potência do vento (MPPT), enquanto o controle do conversor CLR tem a função primordial de manter a tensão do barramento CC constante. Na Figura 24 se observam as funções principais do controle dos conversores CLM e CLR aplicados em um SCEE com gerador de indução.

Figura 24 – Estrutura de controle dos conversores BTB em um SCEE com gerador de indução.

Fonte: Adaptado de Teodorescu et al. (2011).

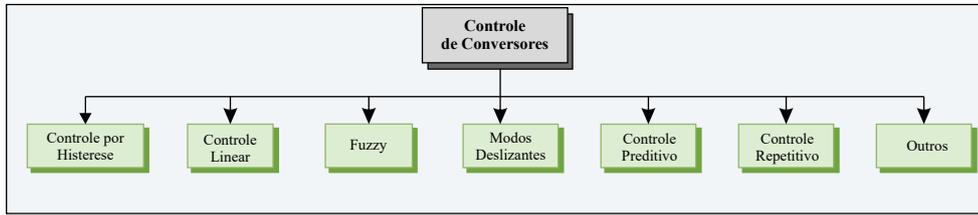


Diversas técnicas de controle de conversores de potência tem sido desenvolvidas e aperfeiçoadas ao longo dos anos. A Figura 25 apresenta os métodos mais utilizados de controle de conversores.

O controle dos conversores podem ser implementados através das seguintes técnicas: controle da tensão, controle da corrente ou utilizando ambas estratégias. De fato, o conversor controlado por corrente tem sua utilização em sistemas onde o conversor não oferecerá nenhum suporte à rede, por outro lado, conversores controlados por tensão são utilizados em sistemas isolados, microrredes ou quando o sistema oferecerá suporte à rede elétrica. (Teodorescu et al., 2011).

Figura 25 – Métodos básicos de controle de conversores de potência.

Fonte: Elaborado pelo autor.



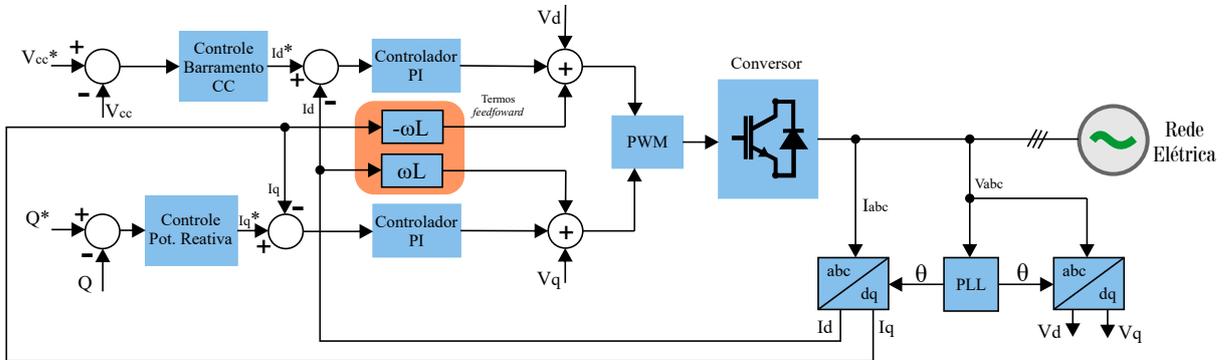
O controle proporcional-integral, ou simplesmente controle *PI*, é uma estrutura de controle amplamente utilizada na indústria (Astrom, 1995; Hornik and Zhong, 2012). A função de transferência desse controlador é dada por:

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{2.5}$$

onde K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente. A título de exemplo, a Figura 26 apresenta o diagrama de blocos do controle de um conversor conectado à rede utilizando os controladores PI.

Figura 26 – Diagrama de blocos de uma malha de controle utilizando PI.

Fonte: Adaptado de Timbus et al. (2009).



O controlador PI é normalmente implementado no referencial síncrono girante (dq), pois esse controlador tem um melhor desempenho quando trata com sinais contínuos e elimina o erro de estado estacionário devido ao pólo na origem (Blaabjerg and Chen, 2005). A desvantagem na utilização do controlador PI é que o mesmo não tem bom desempenho quando os sinais possuem distorção harmônica, logo para sistemas ou cargas lineares o controle PI é satisfatório (Hornik and Zhong, 2012).

Outra estrutura bastante utilizada quando se trabalha com controle de conversores é o controlador proporcional-ressonante, ou controle PR. Diferentemente do PI, o controlador PR tem bom desempenho com sinais senoidais (implementação no referencial *abc* ou $\alpha\beta$), mesmo na presença de distorção harmônica. A função de transferência desse controlador é dada por:

$$C_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (2.6)$$

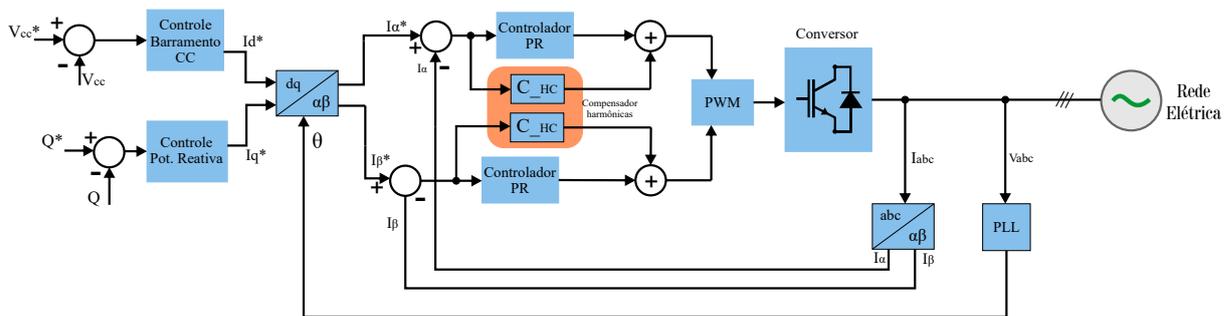
onde ω é a frequência de ressonância, sendo que próximo a essa frequência o controlador PR tem um alto ganho. Na verdade, para controlar sinais com harmônicos, o controlador PR necessita implementar compensadores nas frequências dos harmônicos que se deseja eliminar. A função de transferência desse compensador é definida por:

$$C_{HC}(s) = K_p + \sum_{h=3,5,7,\dots} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (\omega h)^2} \quad (2.7)$$

onde h é a ordem do harmônico. A Figura 27 apresenta o diagrama de blocos do controle de um conversor conectado à rede utilizando o controlador proporcional-ressonante.

Figura 27 – Diagrama de blocos de uma malha de controle utilizando o controlador PR.

Fonte: Adaptado de [Timbus et al. \(2009\)](#).



O controle do lado da máquina também pode ser realizado em referencial girante (controladores PI) ou estacionário (controladores PR) de forma similar ao apresentado nas Figuras 26 e 27. Um dos métodos mais usados para o controle da máquina é utilizando o controle vetorial ou controle orientado pelo campo (do inglês, *Field-Oriented Control - FOC*) ([Novotny and Lipo, 1996](#)). Uma outra forma de controle é utilizando o controle direto de torque (do inglês, *Direct Torque Control - DTC*) ([Buja and Kazmierkowski, 2004](#); [Casadei et al., 2002](#)).

Como apresentado na Figura 25, outras técnicas de controle aplicadas aos conversores de potência são: controle por histerese (neste tipo de controle não há necessidade do modulador, pois a saída do controlador são os próprios pulsos para os semicondutores chaveados) ([Blaabjerg et al., 2006](#)); controle preditivo ([Kennel and Linder, 2000](#); [Cortes et al., 2008](#); [Kouro et al., 2009](#)), controle repetitivo ([Zhang et al., 2014](#)), controle de modos deslizantes ([Liu et al., 2017](#)), controle fuzzy ([Yao et al., 2009](#)), entre outros.

No presente trabalho, as malhas de controle implementadas serão baseadas na técnica de controle proporcional-intergral (PI) a qual será melhor detalhada no próximo capítulo. Desta maneira, o controle dos conversores CLR serão implementados no referencial síncrono (dq).

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os componentes de um sistema de conversão de energia eólica e a importância da determinação do coeficiente de potência das turbinas eólicas, pois é baseado no máximo valor desse coeficiente é que o gerador eólico irá operar, sempre visando extrair a máxima potência do vento.

São várias as topologias de sistemas de geração eólica, bem como os diferentes tipos de geradores disponíveis. O foco desse trabalho será na topologia de conversão plena (*full-converter*) utilizando gerador de indução em gaiola com bobinas abertas.

Em relação aos diferentes tipos de conversores multiníveis foi apresentado um comparativo entre os conversores multicelulares mais utilizados na indústria. A topologia de conversor multinível utilizada neste trabalho será o ponte-H em cascata, ou CHB, de três níveis conectados de tal forma aos terminais de um gerador em bobinas abertas que resultará em uma tensão aplicada de cinco níveis. Algumas das vantagens do CHB sobre os demais conversores multiníveis são: modularidade; maior alcance de níveis na tensão de saída; baixa perda de chaveamento (a depender da modulação escolhida); dentre outras.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados dos projetos do filtro *LCL*, dos ganhos dos controladores das malhas internas e externas, do barramento CC, bem como os demais parâmetros utilizados no desenvolvimento do presente trabalho.

Capítulo 3

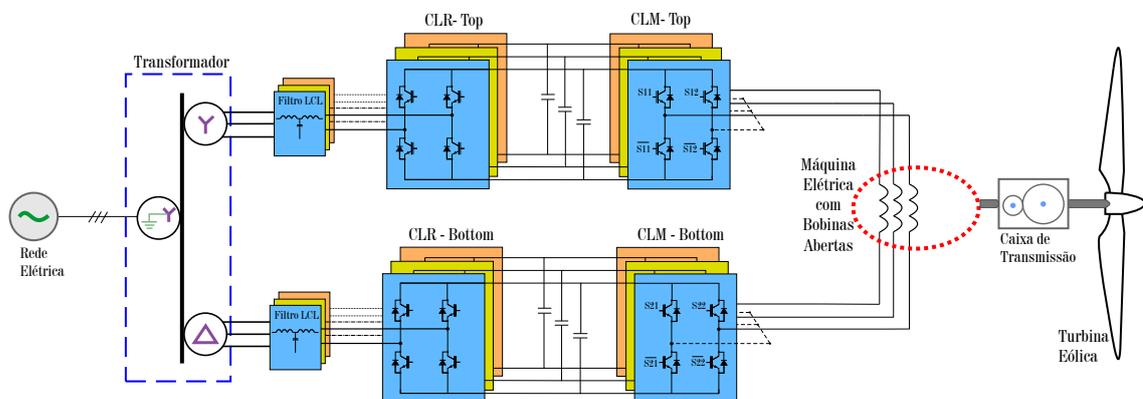
O Sistema de Conversão de Energia Eólica

3.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o sistema de conversão de energia eólica estudado, bem como os aspectos de projeto como cálculos dos controladores, o projeto do barramento CC, projeto dos filtros de conexão e a turbina simulada. Neste trabalho são empregados seis conversores ponte-H do lado da máquina (CLM) e seis do lado da rede (CLR) dispostos BTB e conectados de forma a reproduzirem um conversor multinível. Os CLMs são controlados para maximizar a potência extraída do vento, fazendo com que o gerador opere com velocidade variável. Já os CLR tem como funções principais o controle das tensões nos barramentos CC e o controle da injeção de potência reativa na rede. Na Figura 28 é apresentado um esquemático representando a estrutura proposta.

Figura 28 – SCEE com conversor multinível CHB de 5 níveis, dispostos back-to-back, com gerador de indução acionado com topologia bobinas abertas.

Fonte: Elaborado pelo autor.



Os parâmetros dos conversores utilizados neste sistema estão apresentados no Apêndice A, na Tabela 7. Conforme mostrado na Figura 28, o sistema é alimentado por

um transformador que possui dois enrolamentos secundários, pois como mencionado anteriormente, cada célula ponte-H do CLR deve ser alimentada por uma tensão independente, o que implica em um barramento CC independente. Além deste fato, a característica inerente do conversor multinível CHB exige que os conversores *top* e *bottom* sejam isolados uns dos outros (Blaabjerg et al., 2012; Matos, 2019).

Essa estrutura tem a desvantagem de ter mais conversores, porém a potência total do sistema é dividida entre os mesmos, resultando em uma potência de cada conversor que é uma fração da potência do gerador e, conseqüentemente, abre a possibilidade de serem empregados semicondutores de correntes menores bem como de tensões menores, obtendo assim a vantagem da estrutura multinível.

O acionamento com bobinas abertas utilizando os conversores ponte-H em cascata (CLM), permite uma maior flexibilidade de operação do sistema, visto que na eventual falha de um dos lados dos conversores, é possível manter a operação com potência reduzida utilizando os conversores do outro lado e fazendo um fechamento convencional estrela ou delta na máquina.

3.2 Parâmetros da turbina eólica

O dimensionamento da turbina eólica foi realizado através das equações (B.4), (B.5), (B.8), apresentadas no Apêndice B, e considerando uma velocidade de vento nominal igual a 12 m/s. As curvas do coeficiente de potência foram aquelas obtidas e apresentadas na Figura 61 (Apêndice B), onde observa-se que $C_{p,max} = 0,4382$, quando o ângulo de passo é $\beta = 0^\circ$, e assim $\lambda_{tsr} = 6,34$.

A limitação da escolha da potência mecânica da turbina eólica será o próprio gerador já escolhido, ou seja, a potência mecânica da turbina é 1,677 MW. Assim, o cálculo do raio das pás é dado por:

$$R_t = \sqrt{\frac{P_{turbina}}{0,5 \cdot \rho_{ar} \cdot \pi \cdot C_{p,max} \cdot V_w^3}} = 33,93 \approx 34 \text{ metros} \quad (3.1)$$

Conforme mencionado anteriormente, o gerador de indução necessita de uma caixa de transmissão para acoplar as velocidades da turbina ($n_{turbina}$) com a velocidade do gerador ($n_{gerador}$). Considerando a Figura 62 (Apêndice B), a velocidade da turbina para a velocidade de vento nominal (12 m/s) é igual a 21,4 rpm. Assim, o cálculo da relação da caixa de transmissão é dado por:

$$N_{ct} = \frac{n_{gerador}}{n_{turbina}} = \frac{1786rpm}{21,4rpm} = 83,4583 \quad (3.2)$$

A Tabela 4 apresenta os parâmetros da turbina eólica empregada neste trabalho.

Tabela 4 – Parâmetros da turbina eólica.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	1677 kW
Velocidade nominal de vento	12 m/s
Raio das pás	34 metros
Relação caixa de transmissão	84

Neste trabalho não será representada a dinâmica da turbina, de tal forma que essa será simulada pela equação de torque relacionando à velocidade rotacional considerando o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Assim, tem-se a seguinte equação:

$$T_{turbina} = k \cdot \omega_{m_{nom}}^2 \quad (3.3)$$

onde o valor da constante $k = 0,2544295$ conforme dados da turbina a ser utilizada neste trabalho, e $\omega_{m_{nom}}$ é a velocidade mecânica.

3.3 Projeto do Filtro *LCL*

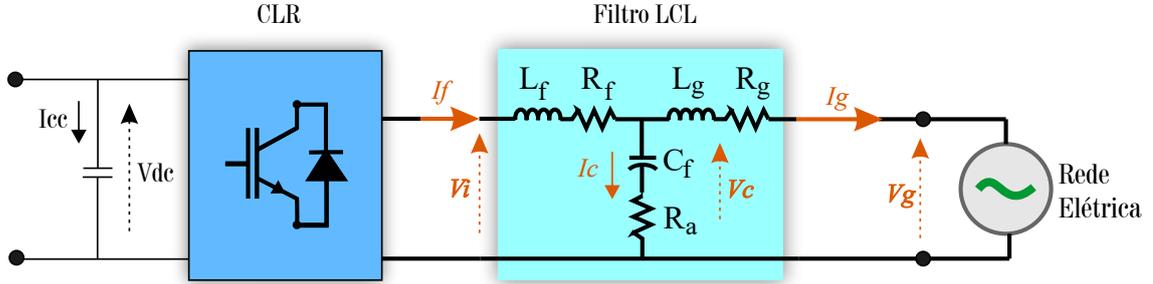
Chaveamentos de conversores de potência podem inserir harmônicos de elevada ordem na rede elétrica, que causam diversos distúrbios em equipamentos sensíveis, como também produzir perdas na rede (Liserre et al., 2005). Como se observa na Figura 28, na saída dos conversores lado da rede existem filtros *LCL* com o objetivo de atenuar as distorções harmônicas nas correntes causadas pelo chaveamento dos conversores.

Várias topologias de filtros foram propostas na literatura, dentro as quais: filtros de primeira ordem puramente indutivo (filtro *L*); filtros de segunda ordem contendo indutores e capacitores (filtro *LC*); e, filtros de terceira ordem (filtro *LCL*). No primeiro caso (filtro *L*), grandes indutores são necessários, o que causa elevada queda de tensão no indutor, além de afetar o tempo de resposta das malhas de controle. Já o filtro *LC* tem a desvantagem de existir uma frequência de ressonância que amplifica as componentes harmônicas de alta frequência. Optou-se neste trabalho pela utilização de filtros *LCL* pois resulta em indutores de baixa indutância, conseqüentemente, mais compactos e com menores perdas, apesar de que esse tipo de filtro (*LCL*) ainda introduz uma frequência de ressonância (Peña-Alzola et al., 2014; Gomes et al., 2018). A Figura 29 apresenta o circuito equivalente do filtro *LCL* implementado neste trabalho.

As equações que regem o comportamento do filtro, no domínio do tempo e da frequência, são dadas por:

Figura 29 – Esquemático do circuito equivalente com a inserção do filtro LCL .

Fonte: Elaborado pelo autor.



$$v_i(t) - v_c(t) = R_f i_f(t) + L_f \frac{di_f}{dt} \rightarrow V_i(s) - V_c(s) = R_f I_f(s) + sL_f I_f(s) \quad (3.4)$$

$$v_c(t) = \int i_c(t) dt + R_a i_c(t) \rightarrow V_c(s) = \left(\frac{1}{sC_f} + R_a \right) I_c(s) \quad (3.5)$$

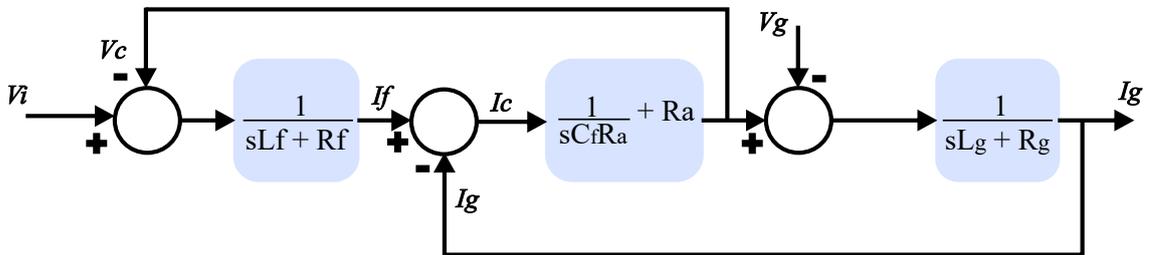
$$v_c(t) - v_g(t) = R_g i_g(t) + L_g \frac{di_g}{dt} \rightarrow V_c(s) - V_g(s) = R_g I_g(s) + sL_g I_g(s) \quad (3.6)$$

onde $v_i(t)$ é a tensão na saída do conversor; $v_c(t)$ tensão sobre o ramo capacitivo do filtro; R_f e R_g resistências do filtro LCL lado do conversor e lado da rede, respectivamente; R_a resistência de amortecimento do filtro; $i_f(t)$, $i_c(t)$ e $i_g(t)$ correntes na saída do filtro, no ramo capacitivo do filtro e injetada na rede, respectivamente; L_f e L_g indutâncias do filtro LCL lado do conversor e lado da rede, respectivamente.

A partir das equações 3.4, 3.5 e 3.6, o diagrama de blocos que representa a dinâmica do filtro LCL é apresentado na Figura 30.

 Figura 30 – Diagrama de blocos do circuito equivalente, por fase, com a inserção do filtro LCL utilizando a estratégia de amortecimento passivo.

Fonte: Elaborado pelo autor.



Dessa forma, a função de transferência do filtro LCL é dada por:

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{C_f R_a s + 1}{(L_f L_g C_f) s^3 + (R_f L_g C_f + L_f R_g C_f + R_a C_f L_f + L_g C_f R_a) s^2 + \dots + (R_f R_g C_f + R_f C_f R_a + C_f R_a R_g + L_f + L_g) s + R_f + R_g} \quad (3.7)$$

O filtro implementado foi projetado segundo o trabalho de [Peña-Alzola et al. \(2014\)](#), utilizando a técnica de amortecimento passivo (inserção da resistência de amortecimento, R_a). Alguns pontos que valem a pena destacar no projeto do filtro são:

1. O valor do capacitor do filtro (C_f) será limitado pela potência reativa máxima que circula no sistema, sendo estipulado um limite de 5% dessa potência;
2. O valor das indutâncias deverá ser baixo para reduzir as perdas por queda de tensão. Neste projeto foi considerado que a indutância do lado da rede será 1/10 da indutância lado do conversor, ou seja, $L_g = 0,1 \cdot L_f$. Para a definição das resistências dos indutores, foi considerada uma relação $X/R = 10$.
3. A frequência de ressonância (f_{ress}) deverá estar dentro de uma faixa que compreende 10 vezes a frequência da rede e a metade da frequência de chaveamento, evitando assim que a interferência da frequência de chaveamento nas malhas de corrente seja alta. Assim, $(10 \cdot 60) < f_{ress} < (5kHz/2)$.
4. No projeto do resistor de amortecimento deve ser levado em consideração: a resposta dinâmica do filtro; frequência de ressonância; e perdas geradas em baixa frequência.
5. Fator de potência mínimo igual a 0,95 e THD máxima permitida igual a 3%.

Os parâmetros do filtro LCL estão apresentados no Apêndice A, na Tabela 9.

3.4 Controle do Conversor Lado da Rede

Nesta seção será tratado o controle do conversor lado da rede e para isso é necessário a modelagem da dinâmica do CLR. O conversor da rede realiza o controle da tensão do barramento CC e o controle da potência reativa. Antes de descrever a modelagem do conversor, algumas considerações são necessárias: foi considerado atraso nulo na resposta dos conversores e/ou dos sistemas de medição; o capacitor do filtro *LCL* é considerado um circuito aberto na frequência fundamental; e, do ponto de vista do controle, os CLR's são conversores monofásicos.

Assim, com as variáveis apresentadas na Figura 29 as equações que descrevem no referencial síncrono o comportamento dinâmico da tensão e da corrente nos terminais dos CLR's são definidas por:

$$v_{id} = R_T i_d + L_T \frac{di_d}{dt} + v_{gd} - \omega_n L_T i_q \quad (3.8)$$

$$v_{iq} = R_T i_q + L_T \frac{di_q}{dt} + v_{gq} + \omega_n L_T i_d \quad (3.9)$$

sendo v_{id} e v_{iq} as tensões nos terminais dos conversores; v_g a tensão da rede; R_T e L_T são a resistência total (R_g e R_f) e indutância total (L_f e L_g) do filtro LCL , respectivamente; e ω_n é a frequência angular da rede elétrica.

As equações de potências ativa e reativa para o conversor são dadas por (Orłowska-Kowalska et al., 2014):

$$P_i = \frac{1}{2}(v_{id}i_d + v_{iq}i_q) \quad (3.10)$$

$$Q_i = \frac{1}{2}(v_{iq}i_d - v_{id}i_q) \quad (3.11)$$

onde P_i e Q_i são as potências ativa e reativa, respectivamente, que flui pelo CLR.

Como será discutido na próxima subseção, escolhendo-se uma orientação de acordo com a tensão da rede, consegue-se desacoplar essas equações de potência de maneira que a potência ativa seja definida pela variação da corrente de eixo direto e a potência reativa seja definida pela corrente de eixo quadratura.

3.4.1 Projeto da PLL

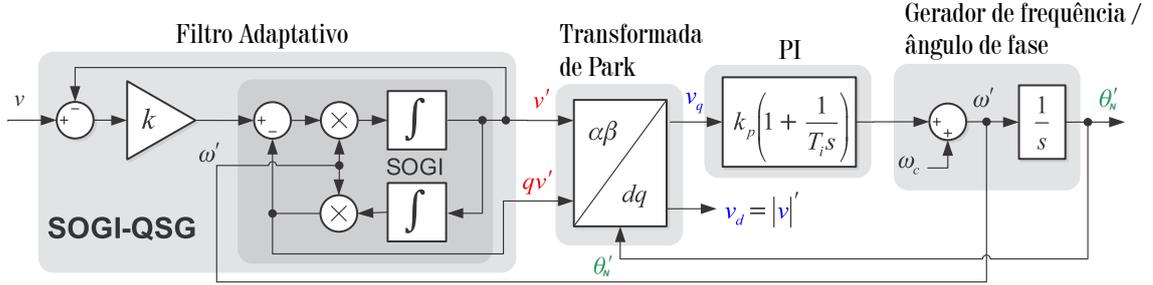
Como discutido no capítulo 2, o controle dos conversores CLR serão implementados no referencial síncrono (dq). Para se conseguir sincronizar o referencial com a frequência da rede é necessário obter o ângulo da tensão da rede. A esse processo se dá o nome de sincronização com a rede (Teodorescu et al., 2011). A informação do ângulo da tensão da rede é essencial e necessário para transformar as variáveis trifásicas da rede (tensão V_{abc} e corrente I_{abc}) para o referencial síncrono. Uma das técnicas mais utilizadas para obter o ângulo da rede é a denominada PLL (*Phase-Locked Loop*) (Rodríguez et al., 2006; Ciobotaru et al., 2006).

Neste trabalho os conversores CLR (ponte-H) utilizados são monofásicos e, portanto, as malhas de controle destes são também monofásicas. Para a utilização da PLL em sinais monofásicos é necessário criar, através do sinal original, um sinal em quadratura com aquele. Com isso surgiu uma técnica que implementa um filtro adaptativo e um gerador de sinal em quadratura, denominada SOGI-QSG (*Second-Order Adaptive Filter e Quadrature Signal Generator*) que torna a tarefa da criação do sinal em quadratura mais preciso e confiável (Rodríguez et al., 2006; Teodorescu et al., 2011). Utilizando uma SOGI-QSG junto com uma PLL, é possível obter o ângulo da tensão monofásica da rede. A Figura 31 apresenta o diagrama de blocos da SOGI-PLL implementada neste trabalho.

O valor da constante k na SOGI-QSG é definida como sendo $k = \sqrt{2}$, pois assim se obtém uma resposta criticamente amortecida (Rodríguez et al., 2006). Tomando como base a Fig. 31, as funções de transferência em malha fechada da PLL e do controlador PI são expressas por:

Figura 31 – Diagrama de blocos da SOGI-PLL.

Fonte: Adaptado de Teodorescu et al. (2011)



$$\frac{V'(s)}{\Theta'(s)} = \frac{G_{pll}(s)\hat{V}_{g,ph}}{s + G_{pll}(s)\hat{V}_{g,ph}} \quad (3.12)$$

$$G_{pll}(s) = k_{p,pll} + \frac{k_{i,pll}}{s} \quad (3.13)$$

onde $\hat{V}_{g,ph}$ é o valor de pico da tensão de fase da rede.

Substituindo a Equação (3.13) em (3.12) e com as devidas manipulações matemáticas se obtém um comparativo com a forma canônica de segunda ordem:

$$\frac{V'(s)}{\Theta'(s)} = \frac{k_{p,pll}\hat{V}_{g,ph}s + k_{i,pll}\hat{V}_{g,ph}}{s^2 + k_{p,pll}\hat{V}_{g,ph}s + k_{i,pll}\hat{V}_{g,ph}} = \frac{2\xi\omega_{pll}s + \omega_{pll}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{pll}s + \omega_{pll}^2} \quad (3.14)$$

Assim, os valores dos ganhos do controlador $k_{p,pll}$ e $k_{i,pll}$ são:

$$k_{p,pll} = \frac{2\xi\omega_{pll}}{\hat{V}_{g,ph}}; \quad k_{i,pll} = \frac{\omega_{pll}^2}{\hat{V}_{g,ph}} \quad (3.15)$$

Os valores de ξ e ω_{pll} são ajustados para garantir um bom desempenho dinâmico da PLL. Em Rodríguez et al. (2006) comprovou-se que o valor de $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ de amortecimento é adequado o controle da malha PLL. Já a escolha do valor da frequência natural ω_{pll} é definido baseado no que se deseja de faixa de passagem da PLL, sendo que essa faixa não deverá ser muito pequena nem muito grande, pois implicará muito tempo sincronizar o ângulo estimado com o valor real do ângulo. Com isso, escolheu-se uma frequência natural igual a um terço da frequência da rede, ou seja, $\omega_{pll} = \frac{2\pi f_n}{3}$, com f_n sendo a frequência nominal da rede.

3.4.2 Estrutura de Controle dos CLRs

Observa-se pelas equações 3.9 e 3.9 descritas anteriormente, que na malha interna de controle da corrente dos CLRs há um acoplamento entre as equações do eixo direto e de quadratura. Tais equações foram reescritas a seguir enfatizando os termos de acoplamento:

$$v_{id} = R_T i_d + L_T \frac{di_d}{dt} + v_{comp,d} \quad (3.16)$$

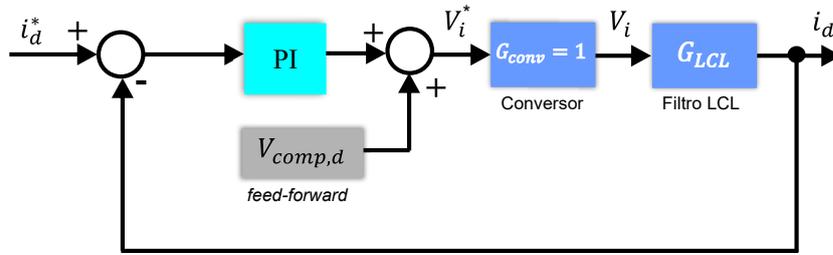
$$v_{iq} = R_T i_q + L_T \frac{di_q}{dt} + v_{comp,q} \quad (3.17)$$

onde $v_{comp,d} = v_{gd} - \omega_n L_T i_q$ e $v_{comp,q} = v_{gq} + \omega_n L_T i_d$.

Com o intuito de minimizar a influência desse acoplamento, utiliza-se uma técnica de controle denominada *feed-forward* onde se subtrai esses termos na saída do controlador. A Figura 32 apresenta o diagrama de blocos da malha interna de corrente com a implementação do *feed-forward* da componente de eixo direto, porém a estrutura do eixo quadratura é a mesma.

Figura 32 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com *feed-forward*.

Fonte: Elaborado pelo autor.



As malhas de controle de corrente dos conversores lado da rede foram implementadas com controlador PI, sendo a função de transferência dada por:

$$G_{c,clr} = k_{p,clr} \frac{k_{i,clr}}{s} \quad (3.18)$$

onde $k_{p,clr}$ é o ganho proporcional e $k_{i,clr}$ o ganho integral do controlador.

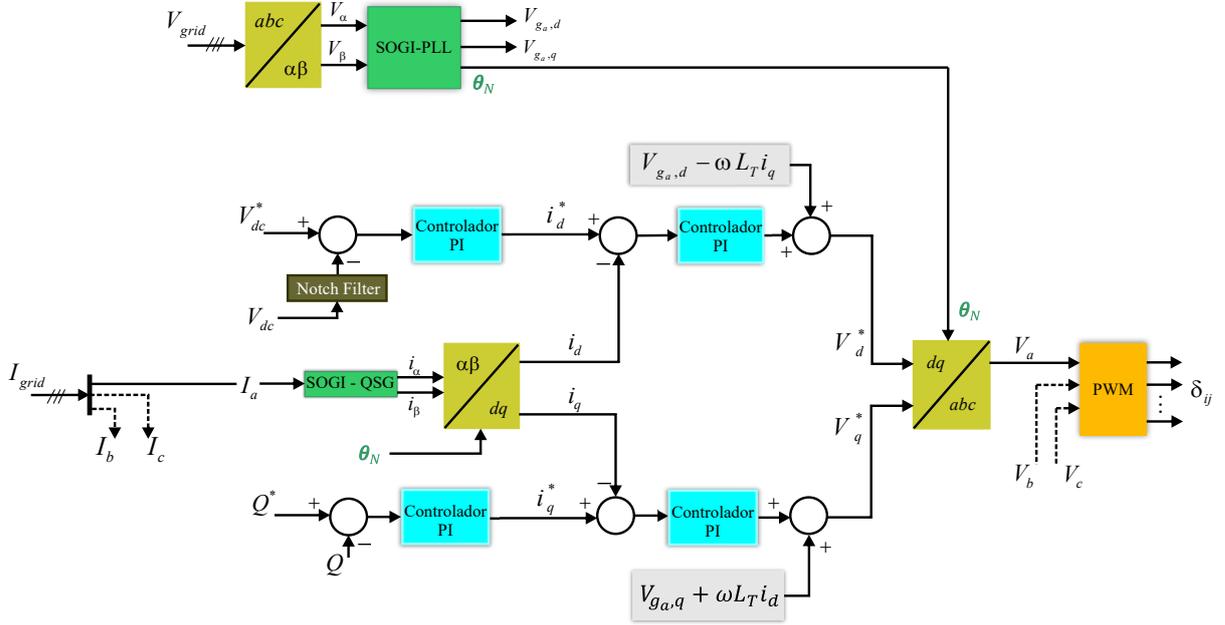
Diferentemente do controlador das malhas CLM, a estratégia adotada na sintonização do CLR, foi através do método alocação de pólos (Ogata, 2011). As malhas de corrente do CLR foram implementados no referencial síncrono, com ângulo de orientação baseado nas tensões da rede, utilizando-se da técnica SOGI-PLL apresentada por Rodríguez et al. (2006).

O controle dos CLR é monofásico, o que implica que a malha de controle do barramento CC é individual para cada CLR. A Figura 33 mostra as estruturas de controle de corrente para um dos conversores do lado da rede. Para simplificar, apenas a malha de controle da corrente da fase A foi apresentada, mas a malha de controle dos seis conversores são idênticas.

As variáveis apresentadas na Figura 33 são: L_T é a soma das indutâncias do filtro; I_a, I_b, I_c são as correntes de fase da rede; V_{grid} é a tensão da rede; $V_{ga,d}$ e $V_{ga,q}$ são as tensões da rede no referencial síncrono; ω_n é a frequência angular da rede; Q^* e Q são a

Figura 33 – Estrutura da malha de controle das correntes do conversor lado rede.

Fonte: Adaptado de Matos (2019)



referência de potência reativa e a potência reativa medida, respectivamente; e finalmente, V_{dc}^* e V_{dc} são a referência de tensão do barramento CC e a tensão medida do barramento CC, respectivamente. Na estrutura apresentada na Figura 33 se observam os blocos em cinza que são os termos *feed-forwards*.

A malha de controle de corrente dos CLR é uma malha interna com dinâmica mais rápida; no entanto, a frequência de operação dessa malha não pode ser mais rápida que a frequência de chaveamento, caso contrário o sistema não terá tempo suficiente para reagir a um comando dessa malha. Por esse motivo, optou-se por sintonizá-lo em uma frequência dez vezes menor que a frequência de comutação do sistema.

Nos projetos de sintonia do PI realizados neste trabalho foram desconsiderados os atrasos gerados pelo PWM. As equações seguintes são usadas para calcular os ganhos do controlador da malha de corrente (de Sousa, 2011):

$$k_{p,clr} = 2\pi \cdot f_{c,clr} \cdot L_{total} \quad (3.19)$$

$$k_{i,clr} = 2\pi \cdot f_{c,clr} \cdot R_{total} \quad (3.20)$$

onde $f_{c,clr}$ é a frequência do pólo em malha fechada.

Estão apresentados na Tabela 8, no Apêndice A, os valores dos ganhos do controlador da malha de corrente do conversor CLR.

3.4.3 Controle do Barramento CC

Antes de descrever o desenvolvimento do projeto da malha de controle dos barramentos CC é necessário realizar o projeto do dimensionamento do próprio capacitor CC. Neste projeto do capacitor CC foi estipulado que o *ripple* máximo na tensão do barramento seja de 3% da referência da tensão V_{dc} . Assim, utilizou-se a seguinte equação para o dimensionamento do capacitor do barramento:

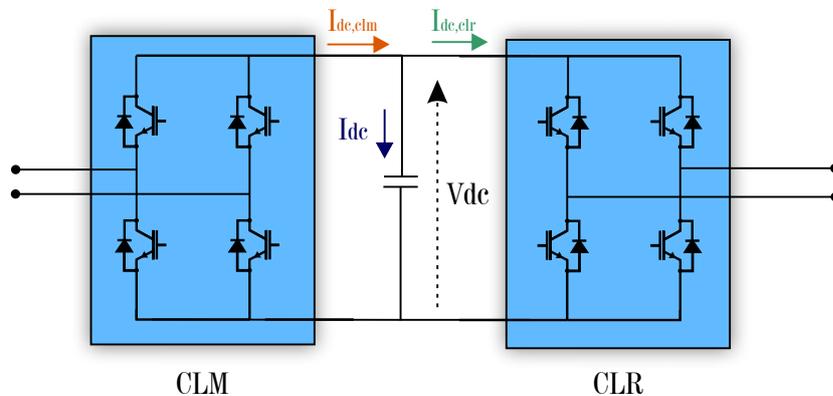
$$C_{dc_{min}} = \frac{3 \cdot I_{pk_{conv}}}{4 \cdot \omega_n \cdot \Delta V_{dc}} \quad (3.21)$$

onde $I_{pk_{conv}}$ é a corrente de pico, de fase, do conversor; ΔV_{dc} a máxima variação na tensão de barramento, ou seja, o *ripple* máximo permitido; e, ω_n é a frequência angular da rede elétrica.

O controle do barramento CC é essencial para o bom desempenho do sistema proposto neste trabalho. É através do barramento CC que ocorre o balanço do fluxo de potência ativa entre os conversores lado máquina e lado rede. A Figura 34 apresenta um esquemático do barramento CC com as devidas grandezas elétricas envolvidas.

Figura 34 – Diagrama esquemático do barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor.



Assim, conforme se observa na Figura 34, o barramento CC pode ser modelado pelas seguintes equações:

$$I_{dc} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.22)$$

$$I_{dc,clm} - I_{dc,clr} = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.23)$$

onde I_{dc} é a corrente que flui no próprio barramento CC, V_{dc} a tensão sobre o barramento, C_{dc} a capacitância total do barramento, $I_{dc,clm}$ a corrente de entrada (lado máquina) e $I_{dc,clr}$ a corrente de saída (lado rede).

A equação 3.23 pode ser escrita pela transformada de Laplace da seguinte forma, considerando que $I_{dc,clm}$ se comporta como uma perturbação ao sistema:

$$G_{v_{dc}} = \frac{V_{dc}(s)}{I_{dc,clr}(s)} = -\frac{1}{sC} \quad (3.24)$$

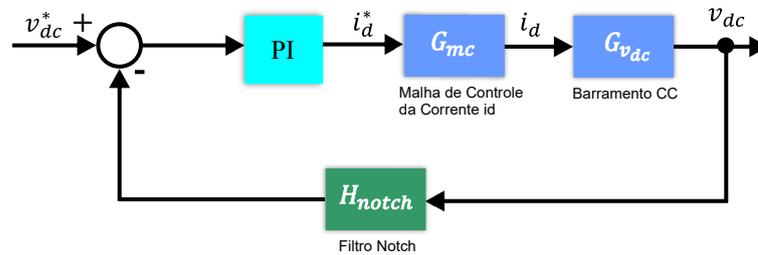
A malha de tensão do barramento CC foi ajustada mais lenta (167 vezes menor) que a malha de corrente, para poder acompanhar as oscilações de potência inerentes ao fato do CLR ser, de fato, três conversores monofásicos, conforme mostrado na Figura 28.

A oscilação de tensão do barramento CC em conversores monofásicos é um problema bem conhecido. O capacitor do barramento CC pode ser aumentado para reduzir a oscilação ou isso pode ser tratado pelo próprio controle, sendo essa última técnica utilizada neste trabalho. Assim, para evitar a alta oscilação da tensão do barramento CC, resultante de um harmônico em 120 Hz ($2\omega_n$), o sinal medido da tensão CC é filtrado usando um filtro *notch* sintonizado nesta frequência.

Na sequência, a Figura 35 se observa o diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento CC com o filtro *notch*.

Figura 35 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão do barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor.



As equações seguintes são usadas para calcular os ganhos do controlador da malha externa de tensão (de Sousa, 2011):

$$k_{p,v_{dc}} = \frac{2\pi}{(1/2) \cdot (V_{g,d}/V_{dc}^*)} \cdot (f_{c1} + f_{c2}) \cdot C_{dc} \quad (3.25)$$

$$k_{i,v_{dc}} = \frac{4\pi^2}{(1/2) \cdot (V_{g,d}/V_{dc}^*)} \cdot (f_{c1} \cdot f_{c2}) \cdot C_{dc} \quad (3.26)$$

onde f_{c1} e f_{c2} são as frequências dos pólos em malha fechada sintonizados em uma frequência de tal forma que a dinâmica da malha de corrente seja rápida o suficiente para que possa ser desprezada, ou seja, pela Figura 35 a função de transferência $G_{mc} \approx 1$.

3.4.4 Controle da Potência Reativa

Como mencionado anteriormente, o desacoplamento das equações (3.11 e 3.11) de potências ativa e reativa permite que se faça o controle independente das referidas potências. Assim, é possível controlar a potência reativa através da corrente de eixo quadratura como se observa na equação a seguir:

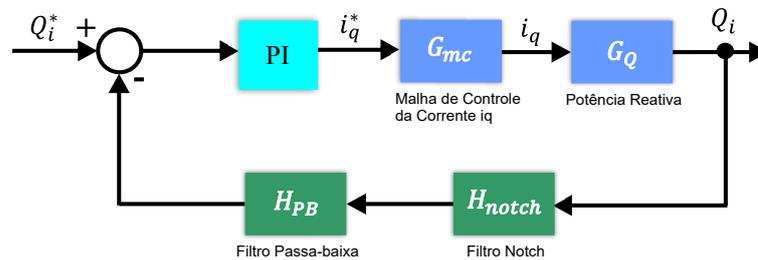
$$Q_i = -\frac{1}{2}(v_{id}i_q) \quad (3.27)$$

Com o intuito de minimizar a oscilação na resposta da potência reativa calculada, utilizou-se um filtro *notch* sintonizado em 120 Hz, juntamente com um filtro passa-baixa sintonizado em 1 Hz.

A Figura 36 apresenta o diagrama de blocos da malha de controle da potência reativa, onde se observa que a malha de potência reativa é externa à malha de corrente de eixo quadratura e os blocos dos filtros passa-baixa e *notch*.

Figura 36 – Diagrama de blocos da malha externa de potência reativa.

Fonte: Elaborado pelo autor.



Tomando o mesmo procedimento da técnica de alocação de pólos utilizada para obter os ganhos do controlador da tensão do barramento CC, os ganhos do PI da malha de controle da potência reativa são (de Sousa, 2011):

$$k_{p,Q_i} = \frac{2\pi f_{cq2}}{2\pi \cdot (1/2) \cdot V_{i,d} \cdot (f_{cq1} - f_{cq2})} \quad (3.28)$$

$$k_{i,Q_i} = 2\pi \cdot f_{cq1} \cdot k_{p,Q_i} \quad (3.29)$$

onde f_{cq1} e f_{cq2} são as frequências dos pólos em malha fechada sintonizados em uma frequência de tal forma que a dinâmica da malha de corrente do eixo em quadratura seja rápida o suficiente para que possa ser desprezada.

3.5 Controle do Conversor Lado da Máquina

A análise e controle da máquina também será implementada em um referencial síncrono (dq). Porém, para a máquina a orientação do ângulo a ser utilizado na implemen-

tação dos controles será uma orientação baseada no fluxo do rotor. Essa técnica bastante conhecida tem a vantagem de desacoplar a magnetização e o torque da máquina, através das correntes direta e de quadratura, respectivamente (Vas, 1990; Novotny and Lipo, 1996). As equações da dinâmica da máquina de indução no referencial síncrono, estão listadas abaixo (Vas, 1990):

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + p \lambda_{sd} - \omega_{sf} \lambda_{sq} \quad (3.30)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + p \lambda_{sq} + \omega_{sf} \lambda_{sd} \quad (3.31)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + p \lambda_{rd} - (\omega_{sf} - \omega_e) \lambda_{rq} \quad (3.32)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + p \lambda_{rq} + (\omega_{sf} - \omega_e) \lambda_{rd} \quad (3.33)$$

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3.34)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (3.35)$$

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.36)$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (3.37)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.38)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (3.39)$$

Nestas equações p refere-se a d/dt e os índices subscritos d e q ao eixo direto e de quadratura, respectivamente; os demais índices subscritos s e r referem-se ao estator e rotor, respectivamente; v_s e v_r são tensões; R_s e R_r são resistências de enrolamento; λ_s e λ_r são os fluxos da máquina; i_s e i_r são correntes; a variável L refere-se à indutância; L_m é a indutância de magnetização; L_{ls} e L_{lr} são, respectivamente, a indutância de dispersão do estator e do rotor; ω_{sf} a velocidade do referencial síncrono; e, finalmente, ω_e a velocidade, em radianos elétricos, de rotor.

Nas subseções a seguir serão apresentadas as técnicas necessárias para a realização do controle do gerador de indução estudado neste trabalho.

3.5.1 Orientação do Controle CLM

Conforme discutido anteriormente, neste trabalho será considerada uma orientação no fluxo do rotor e seu alinhamento se dará no eixo d do referencial síncrono dq , logo:

$$\lambda_{rq} = 0 \quad (3.40)$$

Sabendo que na máquina de indução gaiola de esquilo, os termos $v_{rd} = v_{rq} = 0$, e a partir da escolha na orientação no fluxo do rotor ($\lambda_{rq} = 0$), o ângulo de orientação do rotor da máquina pode ser obtido ao relacionar as equações (3.34), (3.38) e (3.40), resultando na relação:

$$(\omega_{sf} - \omega_e) = \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_{rd}} i_{sq} \quad (3.41)$$

O lado esquerdo da equação (3.41) é o próprio escorregamento da máquina e pode ser descrito como $s\omega_{sf}$, sendo "s" representando o valor do escorregamento da máquina. Assim, pode-se escrever a equação (3.41) como:

$$(\omega_{sf} - \omega_e) = s\omega_{sf} = \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_{rd}} i_{sq} \quad (3.42)$$

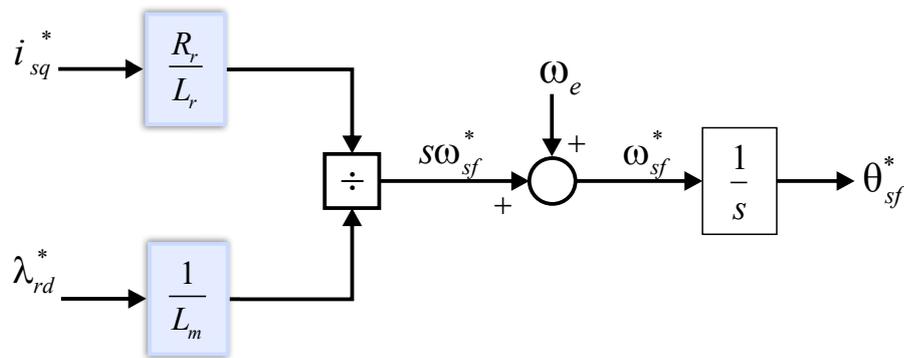
Para obter a relação desacoplada da magnetização da máquina com a corrente de eixo direto do estator, é necessário combinar as equações (3.33), (3.37) e (3.40), o que resulta no fato de que o fluxo da máquina é controlado pela corrente i_{sd} :

$$\lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + (L_r/R_r)p} i_{sd} \quad (3.43)$$

Com as equações (3.42) e (3.43), e com a medição da velocidade da máquina, o diagrama de blocos implementado para obtenção do ângulo de orientação do referencial síncrono está apresentado na Figura 37.

Figura 37 – Diagrama de blocos da obtenção do ângulo de orientação da máquina de indução gaiola de esquilo.

Fonte: Elaborado pelo autor.



3.5.2 Estrutura de Controle do CLM

Com a obtenção do ângulo do referencial síncrono, as variáveis podem ser transformadas para o referencial síncrono e usadas no controle. Para implementação das malhas de corrente de eixos direto e quadratura será necessário analisar as equações que regem a dinâmica da máquina. Assim, a potência da máquina pode ser obtida por:

$$P_e = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} + v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \quad (3.44)$$

Como já mencionado, as tensões de eixo direto e quadratura do circuito de rotor são nulas. Substituindo esses termos nulos e os valores de v_{sd} (Eq. (3.31)) e v_{sq} (Eq. (3.32)) na equação (3.44), obtém-se a seguinte equação para a potência da máquina:

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_e L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (3.45)$$

O torque eletromagnético desenvolvido na máquina pode ser obtido dividindo a equação (3.45) pela velocidade mecânica da máquina (ω_e), e lembrando que $\lambda_{rq} = 0$:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{rd} i_{sq}) \quad (3.46)$$

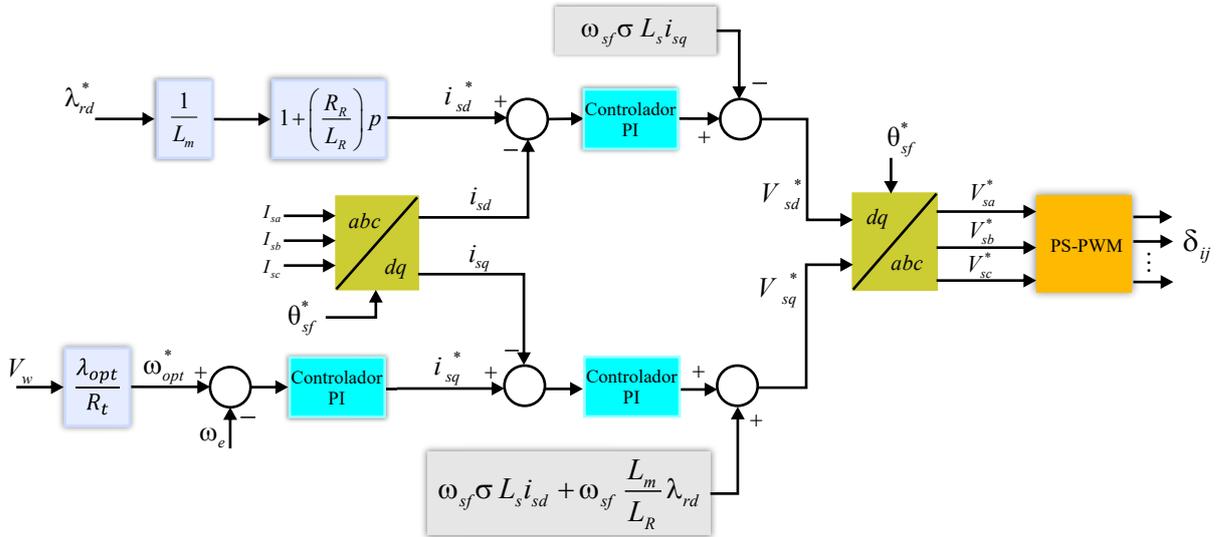
onde P é o número de pólos da máquina.

Com o controle orientado no fluxo do rotor, é possível conforme a equação (3.46) variar o torque da máquina apenas controlando a corrente de quadratura do estator, desde que o fluxo de rotor se mantenha constante ($\lambda_{rq} = \text{constante} \rightarrow i_{sd} = \text{constante}$).

A Figura 38 apresenta as malhas de corrente de eixo direto e de quadratura que são utilizadas para controlar o GIGE. Na Figura, δ_{ij} são os pulsos de comando dos semicondutores e $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ é o coeficiente de acoplamento da máquina.

Figura 38 – Estrutura da malha de controle das correntes do GIGE.

Fonte: Adaptado de Matos (2019).



Conforme observado, a referência de corrente do eixo direto é obtida do fluxo da máquina. Dado que o fluxo da máquina esteja estabilizado, o valor deste permanecerá constante enquanto o sistema permanecer abaixo da velocidade nominal. A corrente de eixo direto necessária para manter esse fluxo é dada por:

$$i_{sd}^* = \frac{\lambda_{rd}}{L_m} \quad (3.47)$$

A referência de corrente do eixo de quadratura está relacionada ao torque eletromagnético a ser aplicado na máquina, o qual está relacionado com a velocidade da máquina, através da curva de coeficiente de desempenho máximo do aerogerador. O objetivo é operar o SCEE nos pontos de máxima potência das curvas de vento.

Os termos de compensação (*feed-forward*) que aparecem após adicionar o controlador PI da malha de corrente são obtidos das equações de tensão do estator:

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s p \lambda_{sq} + \omega_{sf} \sigma L_s i_{sd} + \omega_{sf} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (3.48)$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s p \lambda_{sd} - \omega_{sf} \sigma L_s i_{sq} \quad (3.49)$$

Assim, os termos de compensação dos eixos de quadratura e direto aplicados na malha de corrente são, respectivamente, os dois últimos termos do lado direito da Equação 3.48 e o último termo da Equação 3.49:

$$v_{comp,q} = \omega_{sf} \sigma L_s i_{sd} + \omega_{sf} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (3.50)$$

$$v_{comp,d} = -\omega_{sf} \sigma L_s i_{sq}. \quad (3.51)$$

A função de transferência do controlador PI da malha interna de controle da corrente é dada por:

$$G_{c,clm} = k_{p,clm} \left(1 + \frac{1}{s T_{i,clm}} \right) \quad (3.52)$$

onde $k_{p,clm}$ é o ganho proporcional e $T_{i,clm}$ a constante de tempo do integrador.

Nas malhas de controle de corrente dos CLM, foi implementado o controle proporcional-integral (PI) tanto para a malha de corrente eixo direto quanto para a de eixo quadratura. Para o projeto dos ganhos do controlador foi utilizado o método denominado *Modulus Optimum* (MO), que é comumente utilizado na sintonia de controladores de sistemas de controle que envolvem inversores e máquinas elétricas (Suul et al., 2008; Mendes, 2013). As equações seguintes são usadas para calcular os ganhos do controlador:

$$T_{i,clm} = \frac{L_{total}}{R_{total}} \quad (3.53)$$

$$k_{p,clm} = \frac{L_{total}}{2\tau_a} \quad (3.54)$$

$$k_{i,clm} = \frac{k_{p,clm}}{T_{i,clm}} \quad (3.55)$$

onde a indutância total é a soma das indutâncias de dispersão do estator e rotor ($L_{total} = L_s + L_r$), a resistência total é a soma das resistências do enrolamento de estator e rotor ($R_{total} = R_s + R_r$) e a constante de tempo aproximada da dinâmica do comportamento do conversor (τ_a). Neste trabalho, $\tau_a = T_{sw}$, ou seja, a constante de tempo τ_a será modelada pelo período de chaveamento do sistema. Na Tabela 8, no Apêndice A, estão apresentados os valores dos ganhos do controlador da malha de corrente do CLM.

3.5.3 Extração da Máxima Potência - MPPT

Como se observa na Figura 62, dependendo da velocidade do vento, a potência da turbina varia de acordo com a sua velocidade de rotação. Nessa Figura é apresentado uma curva que liga os pontos máximos das referidas curvas de coeficiente de potência. O conversor é responsável por permitir operar o gerador em velocidade variável resultando assim na operação sob a curva dos pontos máximos.

Através do controle MPPT os conversores lado da máquina realizam a tarefa de operar o gerador sempre nos pontos de máxima extração da potência do vento. Assim, a referência de potência ativa para a malha de controle externa do CLM é dada por:

$$P_{turbina,max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho_{ar} \cdot \pi \cdot R_t^5}{\lambda_{opt}^3} \cdot C_{p,max} \cdot \omega_t^3 \quad (3.56)$$

Para um dado valor fixo do ângulo de passo (β), o máximo coeficiente de potência, $C_{p,max}$, de uma turbina eólica ocorre em um valor particular λ_{opt} . Assim define-se *velocidade ótima* do gerador como a relação entre um termo constante (λ_{opt}/R_t) e um termo variável (V_w):

$$\omega_{t,opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R_t} V_w \quad (3.57)$$

Operar com o valor constante de λ_{opt} , como descrito acima, significa que o gerador eólico irá operar com a velocidade proporcional à velocidade de vento, ou seja, um SCEE com velocidade variável. Portanto, na Figura 38 a velocidade de referência de operação do gerador é definida com base na velocidade do vento sobre a turbina.

3.6 Técnicas de Modulações Implementadas

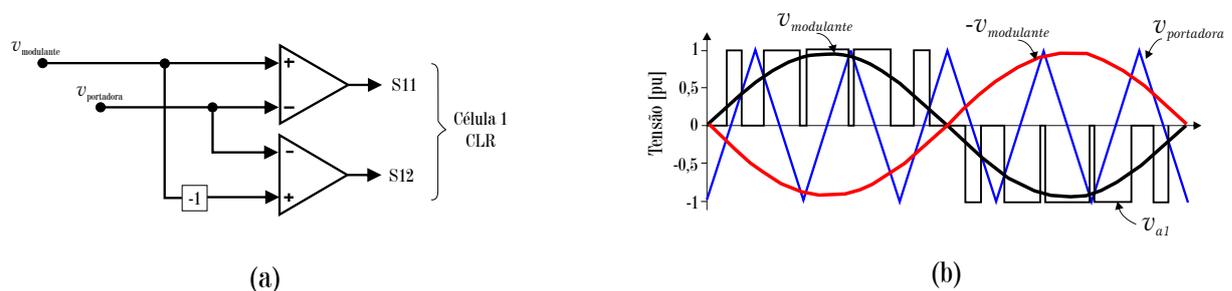
No capítulo 2 foi apresentada uma classificação de técnicas de modulação usualmente utilizadas para conversores de potência. Nesta seção serão discutidas as técnicas a serem utilizadas neste trabalho para os conversores lado da rede e lado da máquina.

3.6.1 Modulação dos Conversores Lado da Rede

Por se tratarem de conversores monofásicos, a escolha do tipo de modulação para os conversores lado da rede será a técnica de modulação PWM senoidal. Na Figura 39-a se observa o diagrama utilizado para implementar a modulação e na Figura 39-b estão representados os sinais da modulante e das portadoras para um conversor ponte-H lado da rede.

Figura 39 – Técnica de modulação PWM senoidal utilizada nos conversores CLR. (a) Circuito de comando. (b) Sinais da modulante e portadoras.

Fonte: Elaborado pelo autor.



3.6.2 Modulação dos Conversores Lado da Máquina

Como o controle dos conversores CLM é trifásico e dentre as técnicas de modulação desenvolvidas para aplicação em conversores multiníveis, este trabalho empregará no desenvolvimento do estudo a modulação SVPWM. Essa técnica foi escolhida por ter como premissa uma menor taxa de distorção harmônica nas correntes da máquina. Com a técnica de modulação SVPWM será realizado uma análise com a disposição das portadoras em deslocamento de fase (*phase-shift carrier*) e deslocamento em amplitude (*level-shift carrier*) para verificar o desempenho para o sistema proposto.

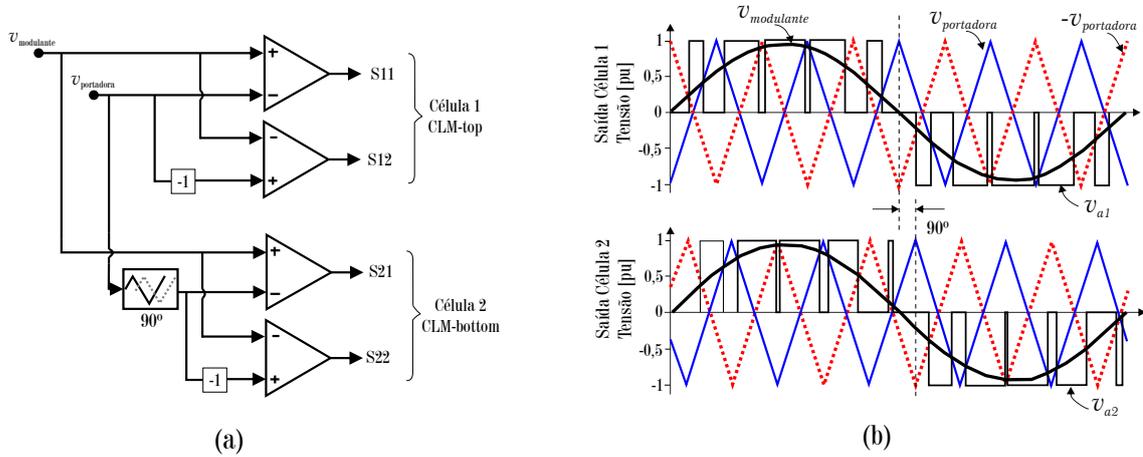
Algumas considerações sobre a modulação PS-PWM é necessária para melhor entendimento da disposição das portadoras. Considerando uma topologia CHB como a exemplificada na Figura 17-a, a Figura 40-a apresenta o diagrama utilizado para implementar a modulação *PS-PWM*, e na Figura 40-b se observam os sinais das portadoras defasadas. Também na Figura 40-b é apresentado o sinal modulante, sendo que este não apresenta defasagem como no caso das portadoras.

Na Figura 40 está apresentada a implementação da PS-PWM para apenas uma fase do CHB empregado neste trabalho. Para as outras fases, a implementação é similar com a tensão de referência ($v_{modulante}$) defasada de 120° ou 240° . Os índices do circuito de comando se referem ao CHB da Figura 17.

Como já mencionado, o deslocamento de fase entre as portadoras das células contíguas (células *top* e *bottom*) deve ser de 180° para os conversores CHB, sendo n o

Figura 40 – Técnica de modulação PS-PWM utilizada no chaveamento de conversores multiníveis. (a) Circuito de comando. (b) Sinais de referência e portadoras defasadas.

Fonte: Elaborado pelo autor.



número de células do conversor. Para o exemplo das Figuras 17 e 40, como existem 2 células e o conversor é o CHB, o defasamento foi de 90° .

Já na modulação por vetor espacial, a vantagem dessa técnica é a possibilidade de aproveitar a característica de estados redundantes dos conversores multiníveis ao sintetizar determinada tensão de referência. Por exemplo, em cada uma das células do conversor ponte-H, existem $2^2 = 4$ estados possíveis de chaveamento, e partindo do mesmo raciocínio, em cada fase do sistema proposto, existem $2^2 \cdot 2^2 = 16$ estados possíveis de chaveamento. Considerando as três fases do sistema existem $2^{12} = 4096$ estados possíveis de chaveamento nesse conversor multinível CHB em estudo.

Uma maneira de emular as características da modulação por vetor espacial (SVM) é utilizar uma implementação baseada em portadora (*carrier-based*), o qual neste trabalho está denominada de modulação SVPWM, possibilitando assim realizar uma implementação menos complexa para conversores multiníveis. Isso é realizado adicionando a sequência zero ao sinal modulante, como se observa na Figura 41, entretanto essa implementação não utiliza todos os vetores redundantes.

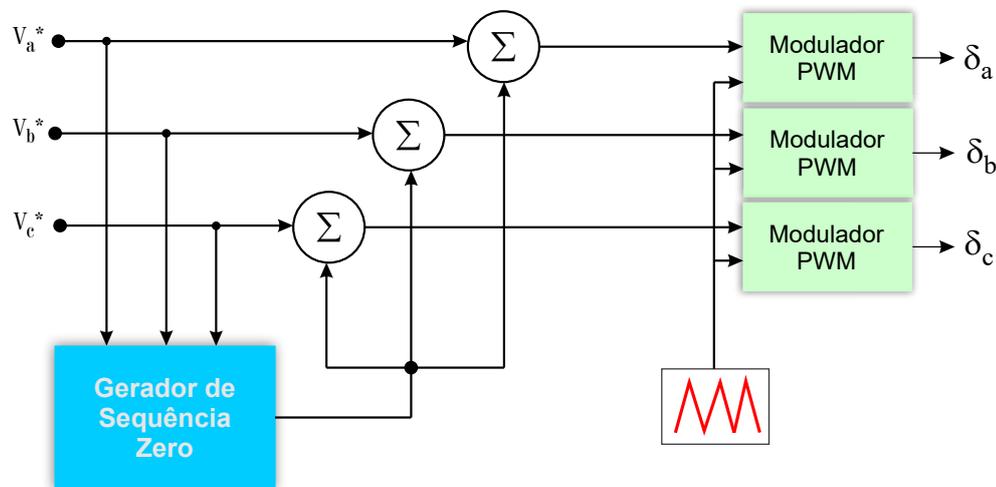
3.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado os projetos de alguns dos componentes do SCEE. O projeto do filtro tem a importância de garantir que as correntes injetadas na rede possuam baixa distorção harmônica.

Para o projeto da PLL foi escolhido um ganho para o controlador de tal forma que se obtivesse uma resposta criticamente amortecida o que favorece a obtenção de um

Figura 41 – PWM com injeção de sequência zero

Fonte: Elaborado pelo autor.



melhor tempo de estabilização e limitação de sobressinal.

Foram destacados os termos de compensação nas malhas de controle de corrente dos conversores, cujo objetivo é minimizar as perturbações causadas no sinal a ser controlado. A importância do controle da potência reativa, dentre outros, é a possibilidade de realizar um controle do fator de potência do sistema.

A oscilação inerente nas medições da tensão do barramento CC e na potência reativa foram minimizadas ao implementar filtros *notch* e passa-baixa nas respectivas malhas externas. Os ganhos dos controladores das malhas de controle dos conversores CLR foram ajustados baseados na técnica de alocação de pólos, onde a malha interna de corrente foi sintonizada em uma frequência uma década abaixo da frequência de chaveamento do sistema. Já as malhas externas foram sintonizadas bem mais lentas, com o propósito de minimizar as oscilações tanto da tensão medida do barramento CC quanto da potência reativa medida.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados da implementação do trabalho proposto, cuja análise do sistema foi desenvolvida através de simulação dinâmica no domínio do tempo no software PLECS.

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos nos estudos e análises do sistema de conversão de energia eólica utilizando o conversor multinível proposto com a topologia do gerador em bobinas abertas, conforme discutido e apresentado na Figura 28. As análises dos resultados serão baseadas na simulação do sistema envolvendo a técnica de modulação por vetores espaciais (SVPWM).

A análise da tensão sintetizada e das correntes da máquina serão discutidos com as disposições das portadoras em deslocamento de fase (PS-PWM) e em deslocamento de amplitude dispostas em fase (PD-PWM).

Para a simulação do sistema foi considerado um gerador de indução em gaiola de 1677 kW, tensão de linha de 2300 V_{rms} e corrente igual a 421,2 A. A tensão no secundário/terciário do transformador é igual a 1150 V_{rms} , 60 Hz. Todos os demais parâmetros da máquina, dos conversores CLR e CLM, barramento CC, do filtro LCL, ganhos dos controladores e frequência de corte das malhas de controle dos conversores estão apresentados no Apêndice A.

Com o propósito de se ter dados reais para trabalhos futuros, foram escolhidos os módulos IGBT de potência da fabricante Infineon para este sistema proposto, o módulo FZ825R33HE4D (Infineon, 2022b) para o CLR e o módulo FF450R33T3E3 (Infineon, 2022a) para o CLM. Ambos têm uma tensão de bloqueio de 3300 V e uma capacidade de corrente de 825 A e 450 A, respectivamente.

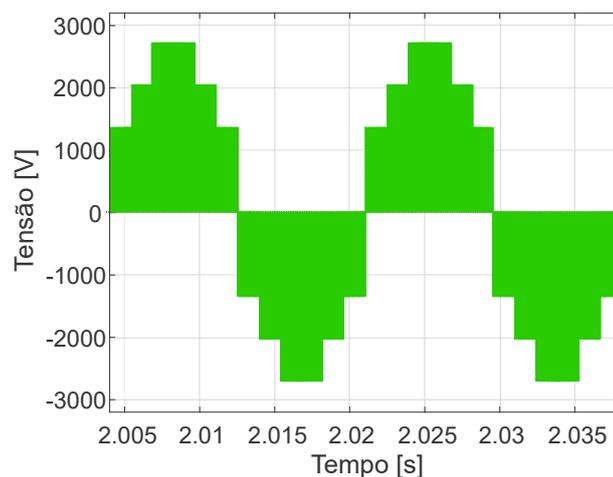
4.1 Análise da Tensão e Correntes no Gerador

A tensão sintetizada nas bobinas do gerador de indução devido à operação do conversor multinível pode ser visualizada nas Figuras 42 e 43. Nesta análise utilizou-se a modulação SVPWM com a disposição das portadoras em deslocamento de fase (*phase-shift carrier*) e deslocamento em amplitude (*level-shift carrier*, topologia dispostas em fase ou *Phase-Disposition*).

Na Figura 42 se observa o comportamento da tensão no gerador utilizando a técnica das portadoras em deslocamento de fase, onde se vê um elevado dv/dt na tensão sendo que em alguns instantes ocorre um chaveamento entre 0V e 2800V.

Figura 42 – Tensão sintetizada na fase do gerador utilizando as portadoras dispostas em deslocamento de fase (*phase-shift carrier*)

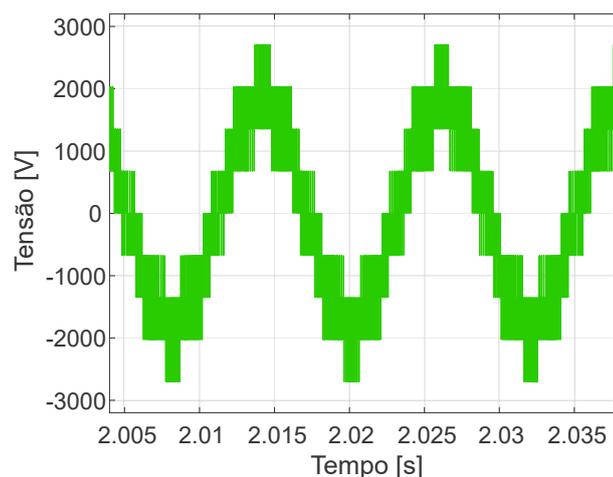
Fonte: Elaborado pelo autor



Já a Figura 43 apresenta a forma de onda ao utilizar a técnica deslocamento em amplitude na disposição das portadoras.

Figura 43 – Tensão sintetizada na fase do gerador utilizando as portadoras dispostas em deslocamento em amplitude (*level-shift carrier*).

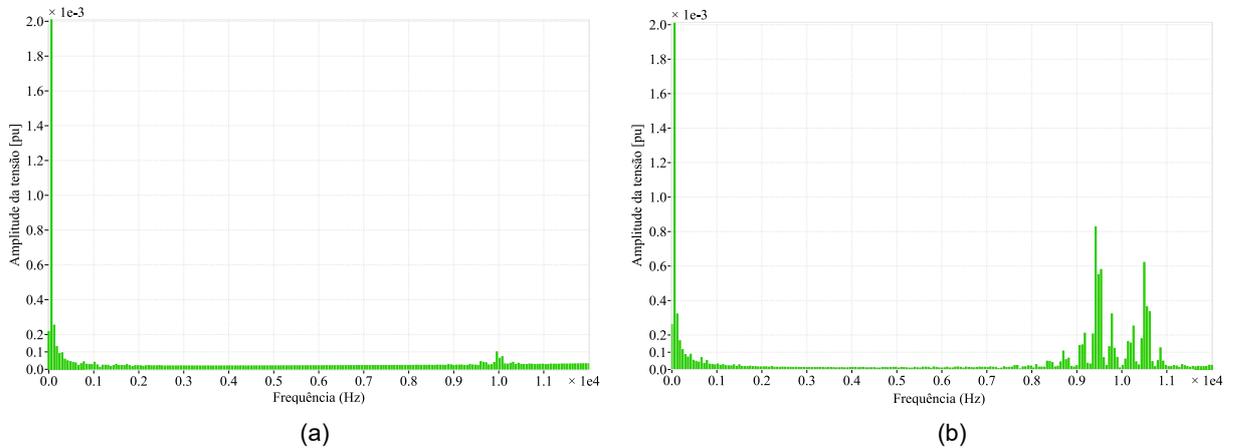
Fonte: Elaborado pelo autor



A Figura 44 apresenta o espectro de frequência das tensões mostradas nas Figuras 42 e 43. Quando se utilizou a disposição das portadoras em deslocamento de fase o valor da THD de tensão foi de 67%, já para a disposição deslocamento em amplitude a THD obtida foi de 38%.

Figura 44 – Espectro harmônico das tensões sintetizada na fase do gerador utilizando as portadoras dispostas em: (a) *phase-shift carrier*. (b) *level-shift carrier*.

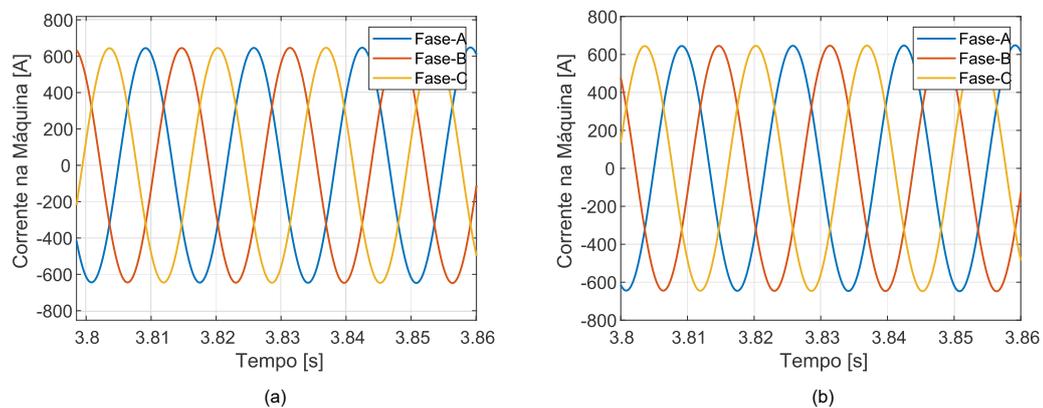
Fonte: Elaborado pelo autor



Na Figura 45 estão apresentadas os gráficos das correntes nos terminais do gerador, também utilizando as técnicas *phase-shift carrier* e *level-shift carrier* na disposição dos sinais das portadoras.

Figura 45 – Corrente nos terminais do gerador utilizando as portadoras dispostas em: (a) *phase-shift carrier*. (b) *level-shift carrier*.

Fonte: Elaborado pelo autor



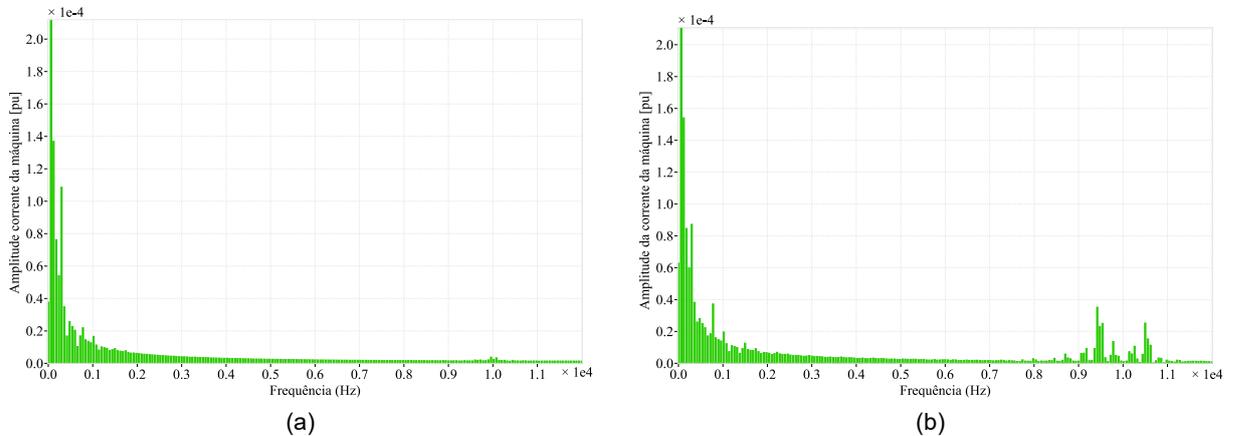
A Figura 46 apresenta o espectro harmônico das correntes que saem dos terminais da máquina para as disposições da portadora PS e PD.

Cabe ressaltar que a comparação entre os resultados obtidos nas Figuras 42 a 46 foram considerando a frequência de chaveamento das portadoras em deslocamento de amplitude (*level-shift carrier*) o dobro da frequência de chaveamento das portadoras em deslocamento de fase (*phase-shift carrier*), ou seja, a frequência de chaveamento das portadoras em *level-shift carrier* foi de 10 kHz.

O valor da THD de corrente da máquina para as disposições das portadoras em deslocamento de fase (PS) e em deslocamento de amplitude (PD) são, respectivamente,

Figura 46 – Espectro harmônico das correntes do gerador utilizando as portadoras dispostas em: (a) *phase-shift carrier*. (b) *level-shift carrier*.

Fonte: Elaborado pelo autor



iguais a 1,0% e 1,5%. O baixo valor da THD é devido à alta frequência de chaveamento (5 kHz). Altas frequências de chaveamento levam a perdas nos semicondutores chaveados, porém este trabalho não avaliou as perdas em tais componentes, sendo essa avaliação proposta como continuidade deste trabalho.

Nas próximas seções, os resultados foram obtidos utilizando a estratégia de modulação SVPWM com as portadoras dispostas em deslocamento de fase (*phase shift*).

4.2 Análise do Barramento CC

Após a análise da tensão sintetizada e das correntes nos terminais da máquina, as primeiras variáveis a serem estabilizadas foram as tensões dos barramentos CC dos seis conversores monofásicos (ponte-H). Este controle é crucial, pois o barramento CC é responsável pelo fluxo de energia através do sistema. Apresenta-se o resultado apenas para um conversor, já que todas as demais tensões do barramento CC apresentam o mesmo comportamento e não serão mostradas.

Para um melhor entendimento das etapas a serem aplicadas na simulação, a Tabela 5 apresenta a descrição do evento em cada instante de tempo da simulação.

A Figura 47 mostra, após o transitório inicial, o comportamento do controle da tensão do barramento CC. Pode-se observar na Figura que a tensão do barramento atingiu o estado estacionário antes do início da magnetização da máquina, que ocorreu a partir de 1,2 segundos. A primeira oscilação do barramento ocorreu no momento da partida do gerador de indução, no instante de tempo igual a 2,0 segundos, quando um torque externo foi aplicado à máquina, resultante da ação do vento sobre a turbina.

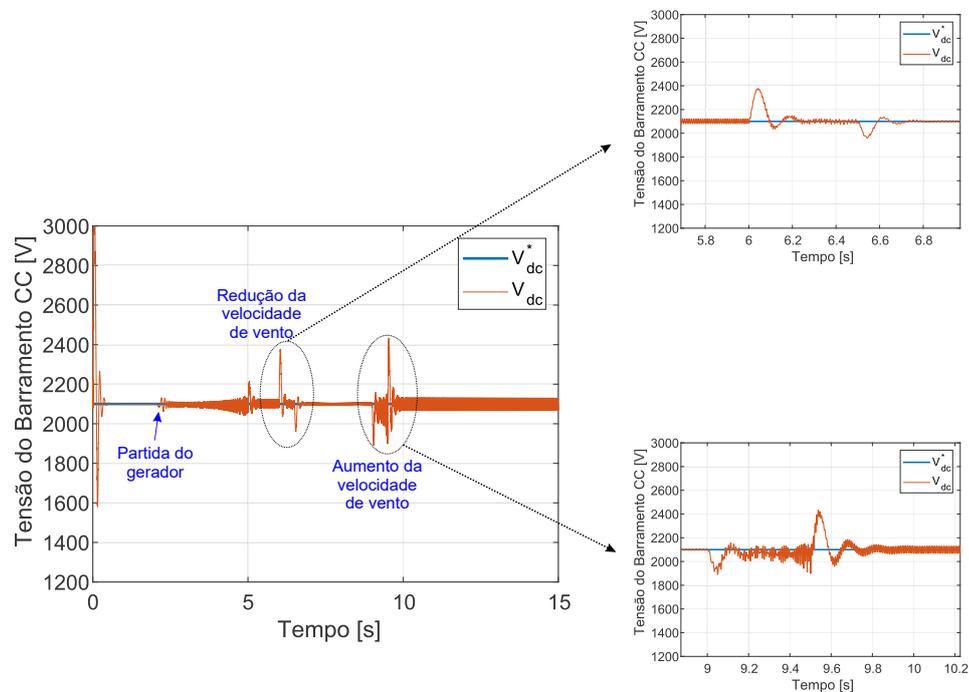
Aos 5,0 segundos a tensão do barramento CC volta a apresentar um transitório,

Tabela 5 – Etapas de simulação do sistema proposto.

Descrição da Etapa	Instante de tempo da simulação
Começo da simulação	0,0s
Magnetização da máquina começa	1,2s
Aceleração da máquina começa	2,0s
Máquina atinge a velocidade nominal	5,0s
Redução da velocidade de vento	6,0s
Aumento da velocidade de vento	9,0s
Injeção de potência reativa na rede	13,0s

Figura 47 – Comportamento da tensão do barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor

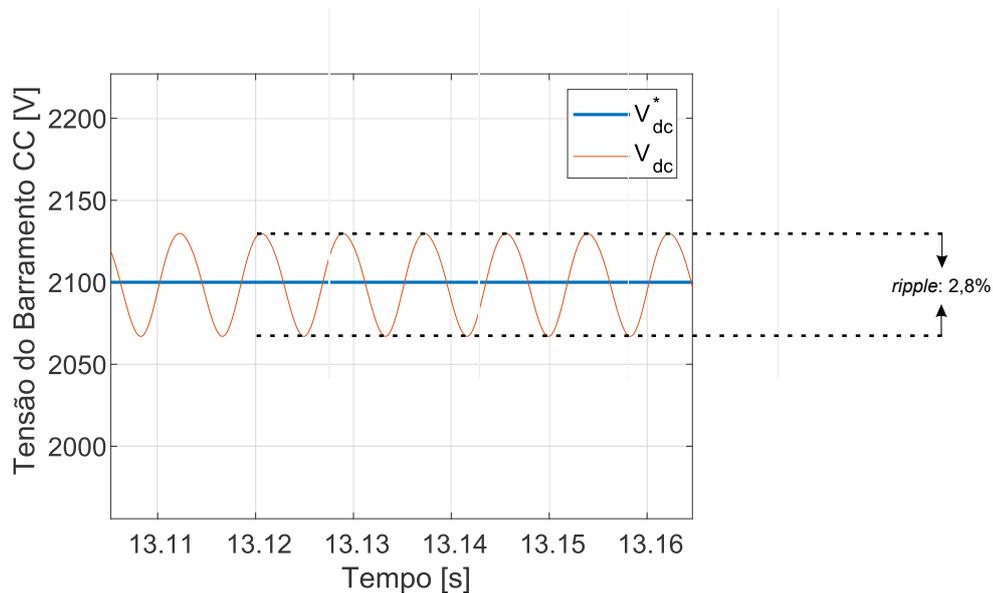


pois neste momento a máquina atinge sua velocidade nominal. Conforme se observa na Figura 47, após atingida a velocidade nominal, os transitórios no barramento CC são devidos às variações bruscas na velocidade de vento ocorridas nos instantes de tempo 6,0 e 9,0 segundos. Após esses eventos, nota-se que o barramento CC se mantém estável.

Na Figura 48 é apresentado o *ripple* de tensão do barramento CC, comprovando a eficácia do projeto do barramento, que previa um *ripple* máximo de 3%. Se observa nesta mesma figura que a tensão do barramento CC apresenta uma oscilação de tensão devido à ligação monofásica, fato esse discutido no capítulo 3.

Figura 48 – Detalhe do comportamento da tensão do barramento CC mostrando a máxima oscilação da tensão.

Fonte: Elaborado pelo autor

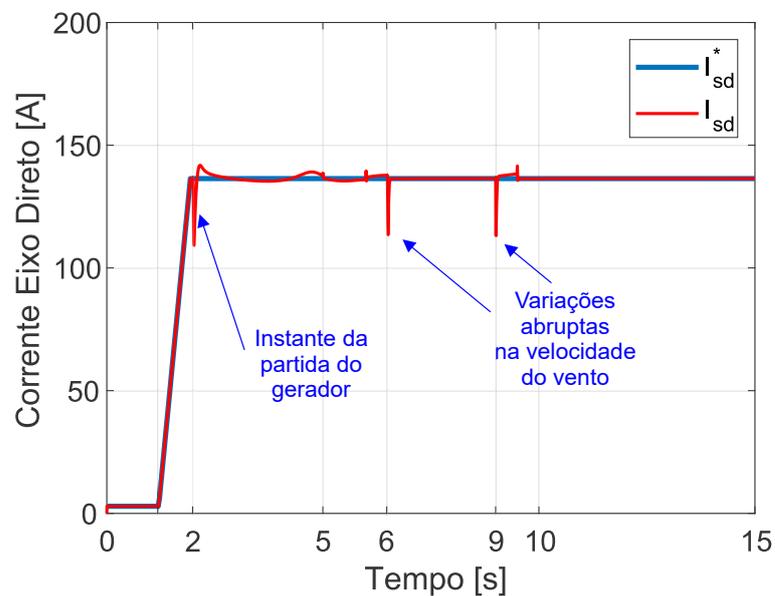


4.3 Análise da Magnetização da Máquina e Variação de Velocidade de Vento

Após a energização inicial do barramento CC iniciou-se a magnetização da máquina e, durante este período, a corrente de eixo direto aumentou até atingir seu valor nominal. Na Figura 49 se observa a rampa de injeção de corrente de eixo direto.

Figura 49 – Componente da corrente de eixo direto no controle dos conversores lado da máquina.

Fonte: Elaborado pelo autor

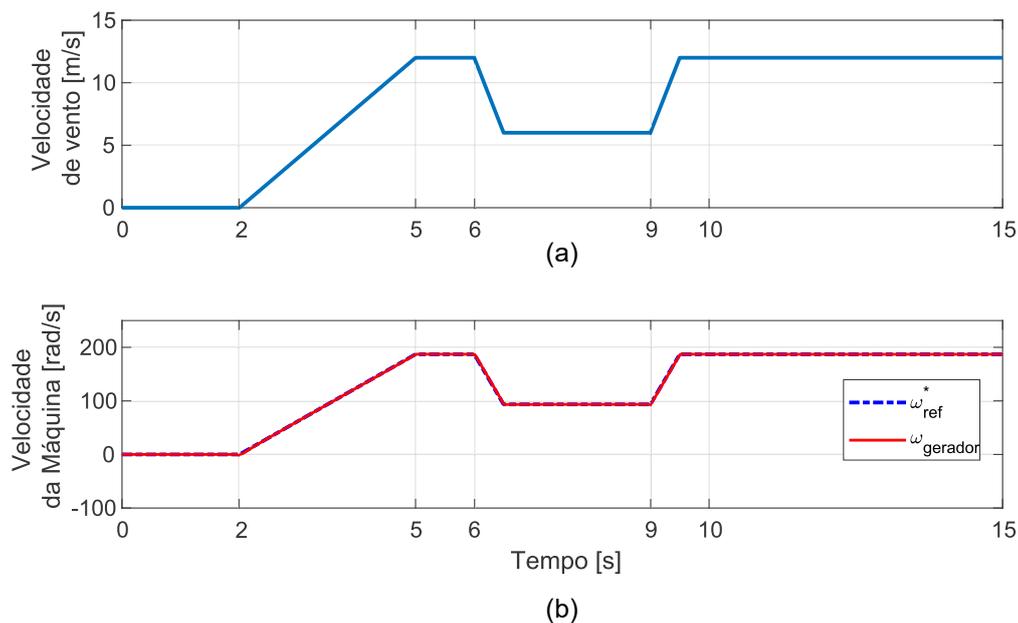


Após a máquina atingir seu valor nominal de fluxo, os transitórios observados na Figura 49 são provenientes do instante de partida do gerador e das variações bruscas de velocidade da máquina. Percebe-se que, a menos dos referidos transitórios, o controle da malha de corrente de eixo direto foi eficaz, mantendo a componente da corrente de eixo direto constante conforme o valor de referência. Com o fluxo mantido constante pode-se variar o torque na máquina somente pela corrente de quadratura, como será mencionado em análises mais adiante neste trabalho.

Conforme mencionado em capítulos anteriores, a dinâmica da turbina não foi modelada neste trabalho. Portanto, a análise da variação da velocidade de vento será baseada no modelo apresentado no diagrama de blocos da Figura 38. Assim, na Figura 50 pode-se observar que ao variar a velocidade de vento aplicada na turbina, o gerador opera com velocidade variável a fim de obter a máxima potência (MPPT).

Figura 50 – (a) Velocidade de vento aplicada à turbina eólica. (b) Operação do gerador em velocidade variável, sendo o valor de referência $\omega_{ref}^* = \omega_{opt}$.

Fonte: Elaborado pelo autor



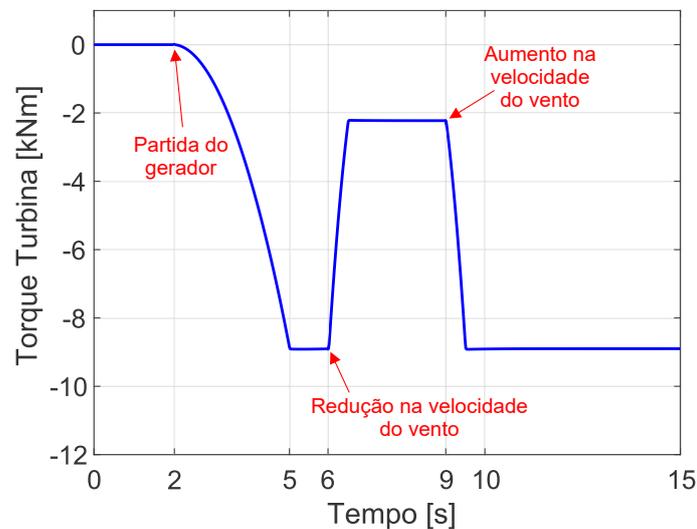
As variações abruptas de vento ocorreram nos instantes de tempo igual a 6,0 segundos representada por uma redução na velocidade de vento e, outra variação aos 9,0 segundos simulando um aumento na velocidade do vento, voltando assim ao valor nominal.

A velocidade do gerador seguiu a referência de velocidade imposta pela malha de controle, sendo a velocidade ótima do gerador conforme o MPPT. Com a máquina operando com a corrente de eixo direto em um valor constante (máquina magnetizada), foi permitido que o gerador acelere até a sua velocidade nominal, como se observa na Figura 50-b o comportamento da velocidade do gerador.

Já a Figura 51 apresenta o comportamento do torque da turbina, com sinal negativo que significa geração de energia elétrica. Até aos 2,0 segundos, se observa que o torque é nulo, pois inicialmente a máquina estava se magnetizando. Após a magnetização, o gerador entrou em operação e se percebe na Figura 51 que no instante de tempo igual a 5,0 segundos, quando a máquina atinge a velocidade nominal, o torque aplicado é o valor nominal de 8,9 kNm .

Figura 51 – Torque da turbina durante a variação da velocidade de vento.

Fonte: Elaborado pelo autor



O torque eletromagnético da máquina acompanhou a corrente de quadratura como se observa na Figura 52, sendo que nos instantes de variações na velocidade de vento (aos 6,0 e 9,0 segundos), implicou em variações na corrente de quadratura e, por sua vez, no torque eletromagnético da máquina.

O comportamento da potência mecânica do gerador pode ser observado na Figura 53, em que à medida que o gerador recebe o torque da turbina, a potência começa a ser entregue até atingir seu valor nominal de aproximadamente 1,677 MW. A mesma análise desenvolvida para o torque da turbina pode ser realizada aqui também, onde foi observada a variação abrupta na potência devido à mudança na velocidade de vento.

4.4 Análise da Distribuição de Potência Ativa entre os CLR e Controle da Potência Reativa

Uma outra análise importante é a questão da distribuição de potência entre os conversores lado da rede. Com o intuito de apresentar o comportamento da potência ativa entregue pelos conversores CLR, a análise foi realizada conforme a variação na velocidade de vento discutida nas seções anteriores.

Figura 52 – (a) Componente da corrente de eixo quadratura no controle dos conversores lado da máquina. (b) Torque eletromagnético da máquina.

Fonte: Elaborado pelo autor

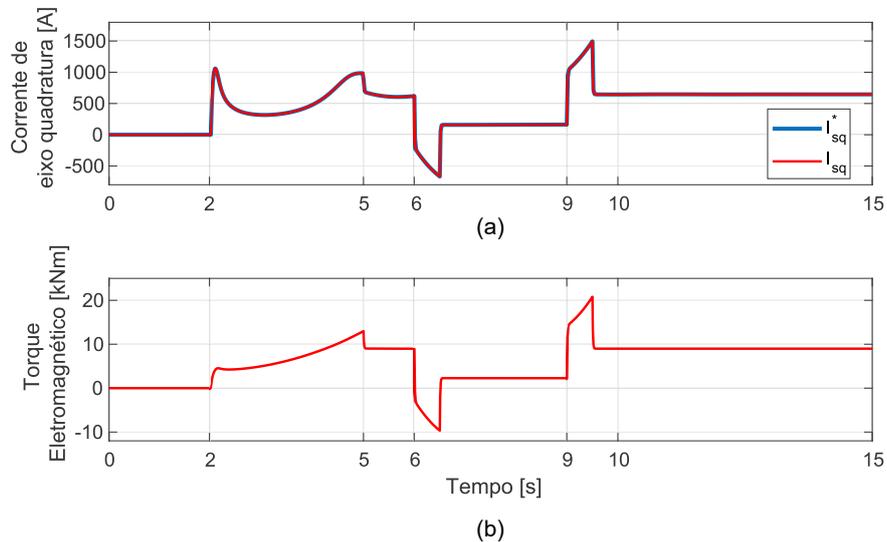
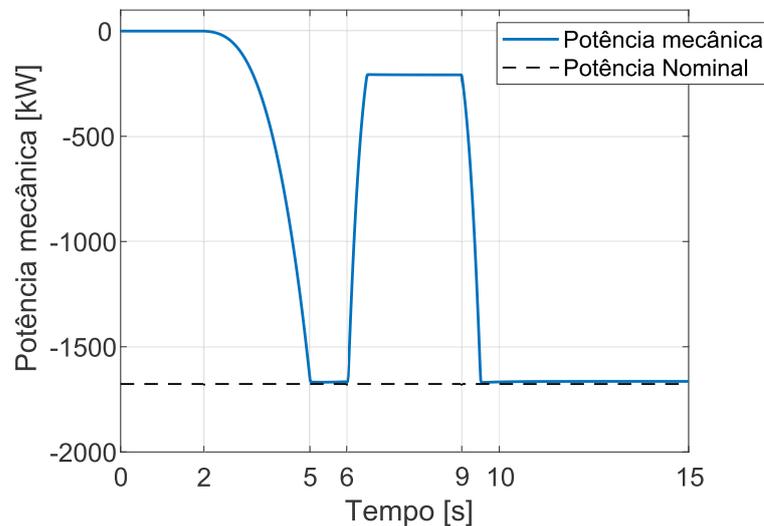


Figura 53 – Potência desenvolvida no eixo do máquina durante as variações abruptas na velocidade de vento.

Fonte: Elaborado pelo autor

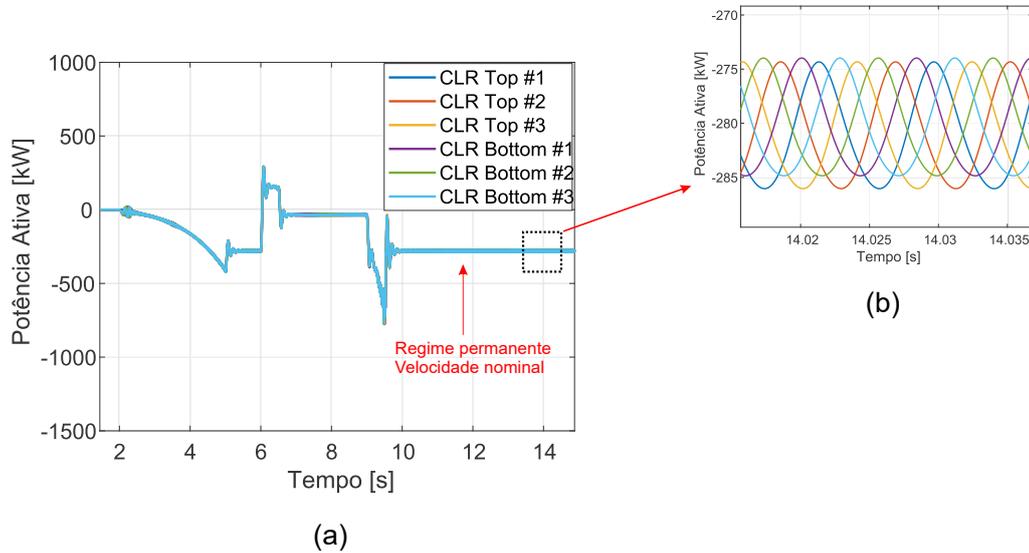


Na Figura 54 são apresentadas as curvas de potência ativa entregue por cada um dos seis conversores (CLR) implementados no sistema proposto. O sinal negativo se refere a uma potência enviada à rede elétrica. Percebe-se que há uma distribuição de potência entre eles, com cada um dos conversores entregando aproximadamente 0,280 MW à rede, quando operando em velocidade e potência nominal (Figura 54-b).

Os transitórios observados na Figura 54 se referem aos momentos de variações abruptas na velocidade de vento.

Figura 54 – Distribuição de potência ativa entre os conversores lado da rede.

Fonte: Elaborado pelo autor

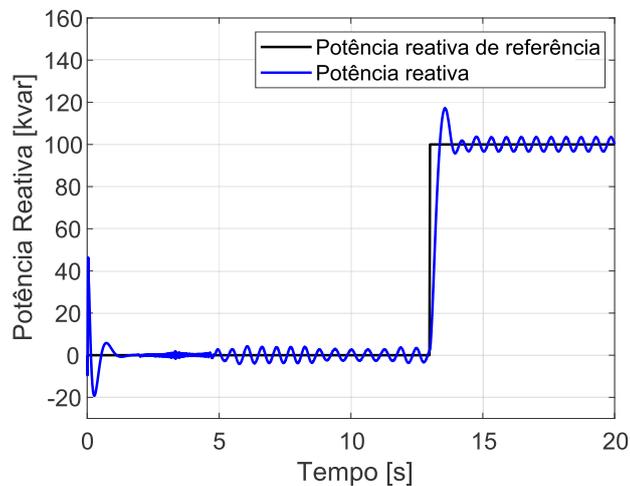


Essa distribuição de potência é uma das vantagens desse sistema, pois podem ser empregados conversores individuais com potências menores. As oscilações no comportamento da potência ativa dos conversores é devido a esses serem conversores monofásicos.

Em termos da potência reativa, pode-se realizar a análise baseada na potência injetada na rede. A Figura 55 apresenta o comportamento da malha de controle da potência reativa, fase *A*, quando um degrau é aplicado como referência. Cabe ressaltar que a variação imposta na potência reativa não alterou as demais variáveis do gerador.

Figura 55 – Controle da potência reativa injetada na rede à aplicação de um degrau.

Fonte: Elaborado pelo autor



A oscilação observada na saída do conversor foi novamente devido à conexão monofásica de cada CLR. Considerando todos os conversores, esta oscilação ficou na faixa

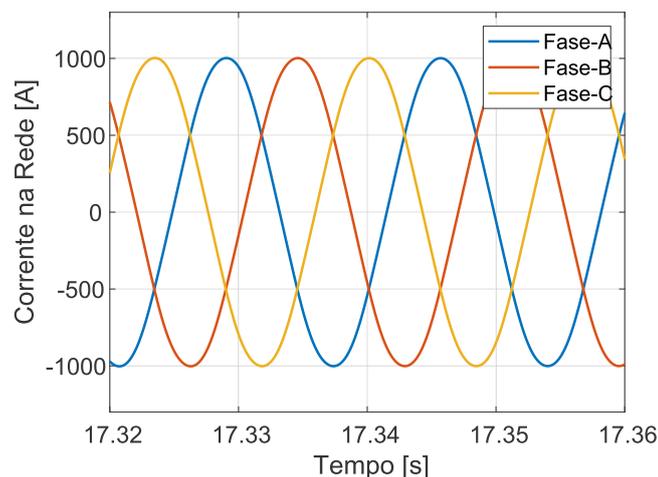
de 2% em relação à potência reativa de referência. Todas as demais potências reativas entregues pelos conversores apresentaram o mesmo comportamento, bem como não houve diferença na técnica de modulação utilizada.

4.5 Análise da Corrente Injetada na Rede Elétrica

Esta seção trará a análise da corrente injetada na rede ao utilizar somente a técnica de modulação SVPWM com a disposição das portadoras em defasamento de fase, nos conversores CLM. Já os conversores CLR foi empregada a modulação PWM senoidal. A corrente na rede é apresentada na Figura 56.

Figura 56 – Perfil da corrente injetada na rede elétrica.

Fonte: Elaborado pelo autor



Já na Figura 57 é apresentado o espectro harmônico de uma das fases da corrente na rede mostrada na Figura 56.

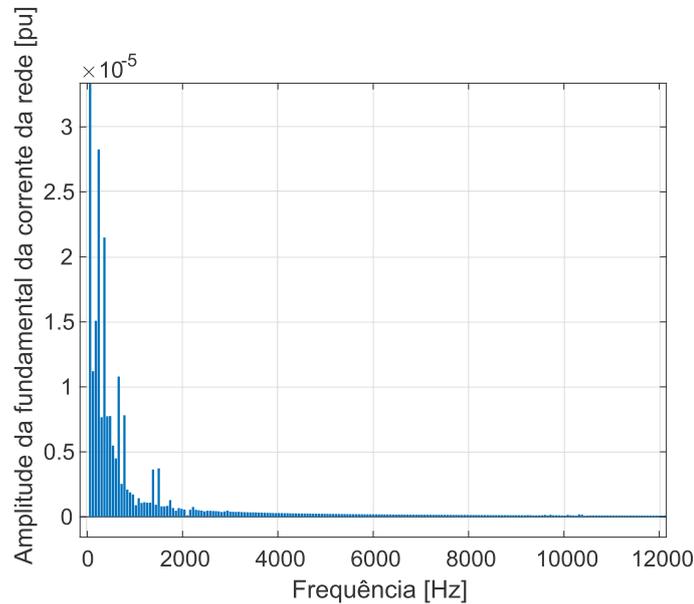
Como se percebe pela Figura 57, quando se emprega a técnica de modulação SVPWM no sistema proposto deste trabalho, se obtém um resultado com baixo conteúdo harmônico, com um valor de 0,071%. Conforme comentado anteriormente, esse baixo valor de THD é devido a elevada frequência de chaveamento, que contribui para a baixa distorção harmônica.

4.6 Análise da Operação sob Falha nos Conversores

Uma das vantagens na utilização de conversores multiníveis CHB aplicado em um gerador com acionamento em bobinas abertas em um sistema de conversão de energia eólica é o fato do SCEE poder operar, com potência reduzida, mesmo com falhas em um dos lados dos conversores CLM.

Figura 57 – Espectro harmônico, utilizando a modulação SVPWM, das correntes injetadas na rede elétrica.

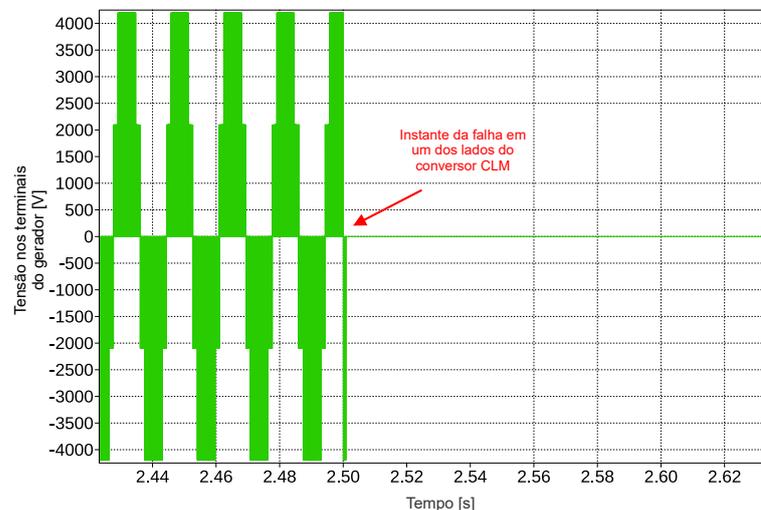
Fonte: Elaborado pelo autor



Com o intuito de mostrar que o sistema é capaz de operar com conversores somente de um lado foi simulado uma falta em um conversores CLM. Neste trabalho essa situação levará ao curto-circuito do lado com o conversor defeituoso, mantendo a operação dos conversores do outro lado. Este é um teste básico, no qual nenhuma modificação no controle ou na modulação foi empregada, apenas fechando a máquina em estrela para uma operação tradicional. A Figura 58 apresenta as tensões nos terminais do gerador no momento da falha do lado dos conversores CLM.

Figura 58 – Tensão nos terminais do gerador durante a falha em um dos lados dos conversores CLM.

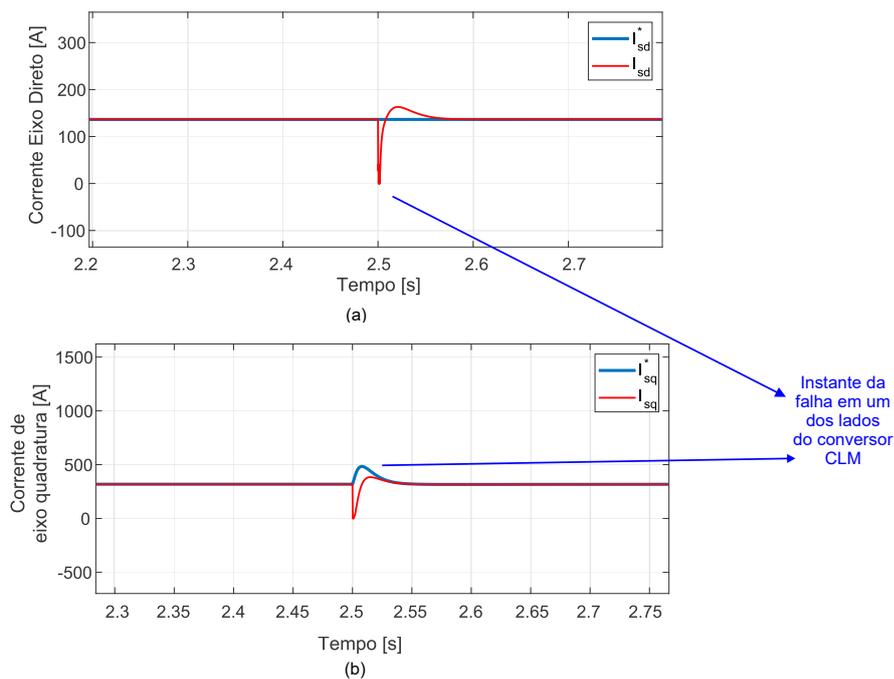
Fonte: Elaborado pelo autor



Já na Figura 59 são apresentadas as componentes das correntes de eixo direto e quadratura do gerador durante a falha em um dos conversores CLM. Percebe-se que ocorreu um transitório no instante da falha, mas logo o controle corrigiu e se manteve estável.

Figura 59 – Comportamento das correntes durante falha em um dos lados dos conversores CLM. (a) Corrente de eixo direto. (b) Corrente de eixo quadratura.

Fonte: Elaborado pelo autor

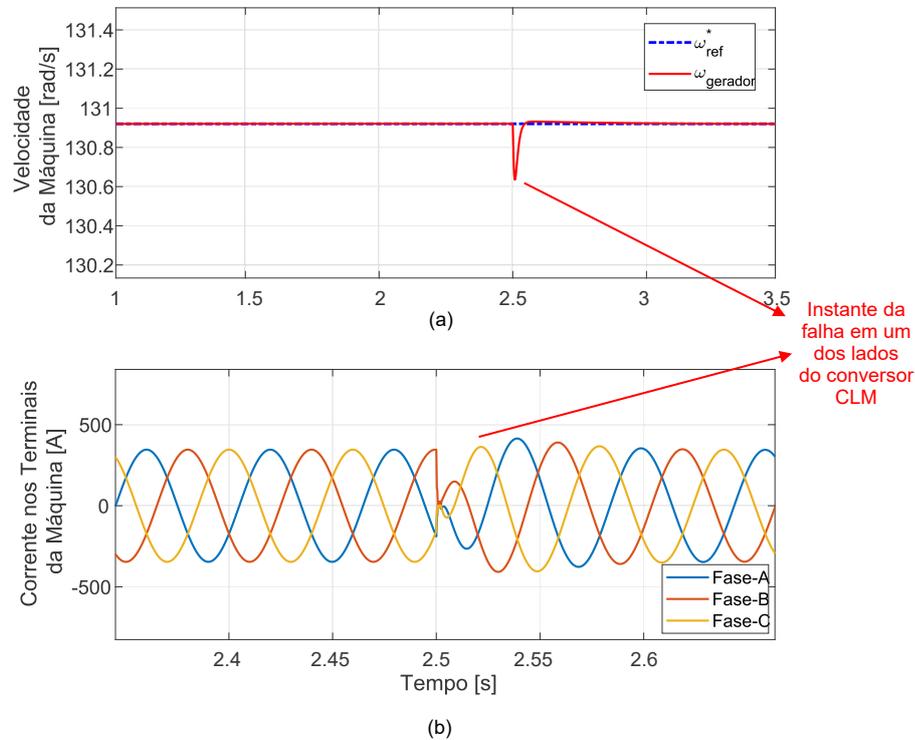


A Figura 60-a apresenta comportamento da velocidade do gerador no instante da falha de um lado dos conversores CLM, onde se observa o transitório na velocidade, mas em sequência o controle mantém a velocidade seguindo a referência. Vale mencionar que uma velocidade e, conseqüentemente, uma potência mais baixa (572 kW) foi considerada no teste, evitando assim a saturação dos controladores e, portanto, a continuidade da operação. A Figura 60-b mostra as correntes nos terminais da máquina com o detalhe do instante da falha.

Não é escopo deste trabalho a análise se somente uma célula do conversor multinível entre em falha e conseqüentemente, permitindo assim que o sistema continue operando. Para isso será necessário uma maior investigação nas técnicas de modulação e controle das malhas dos conversores CLM. Neste momento, o intuito com essa simulação é mostrar que o sistema pode operar com potência parcial caso haja necessidade, como por exemplo, durante uma falha nos conversores de um lado da máquina.

Figura 60 – (a) Comportamento da velocidade do gerador durante falha em um dos lados dos conversores CLM. (b) Corrente nos terminais do gerador durante falha.

Fonte: Elaborado pelo autor



4.7 Considerações Finais

O propósito deste capítulo foi apresentar os resultados da simulação do sistema estudado. Os resultados obtidos (níveis de tensão nos terminais da máquina; ripple do barramento CC; THD de corrente da rede) ficaram dentro dos parâmetros projetados e esperados. O principal ponto a ser analisado é a obtenção dos níveis de tensão proposto neste trabalho, o qual foi obtido conforme resultados de simulação apresentados neste capítulo.

A técnica de modulação escolhida foi a modulação por vetores espaciais (SVPWM) tendo em vista o bom desempenho, principalmente em relação aos valores de THD de corrente, na aplicação de conversores multiníveis. Uma breve análise foi realizada utilizando diferentes disposições de portadoras (*phase-shift carrier* e *level-shift carrier*) a fim de verificar a aplicabilidade destas técnicas frente ao conversor multinível proposto neste trabalho.

Mesmo sob variações bruscas de velocidade de vento e torque da turbina, a tensão do barramento CC se manteve dentro do parâmetro projetado de 3% de *ripple*. Os ganhos dos controladores foram bem projetados visto que os valores medidos seguiram os valores de referência com bom desempenho.

Outra análise importante foi o valor baixo da distorção harmônica (THD) de corrente ao utilizar a técnica de modulação mencionada nos parágrafos anteriores. Para ambas as disposições de portadoras (*phase-shift carrier* e *level-shift carrier*), o valor obtido do THD foi em torno de 1%.

A partir de uma breve análise verificou-se que o sistema proposto é apto a operar com potência parcial, com somente um dos lados dos conversores CLM, simulando assim uma falha em um dos lados.

No próximo capítulo será realizada a análise dos principais resultados obtidos com esse trabalho bem como a discussão para trabalhos futuros.

Capítulo 5

Conclusões e Propostas de Continuidade

O presente trabalho apresentou um sistema de conversão de energia eólica baseado em uma topologia de conversor multinível CHB, back-to-back, de cinco níveis, acionando um gerador de indução tipo gaiola de esquilo em uma configuração de enrolamentos bobinas abertas. Foram realizadas simulações do sistema proposto em ambiente PLECS com o intuito de investigar a topologia multinível sob condições de variações de velocidade do vento.

A técnica de modulação SVPWM utilizada neste trabalho permitiu que o sistema proposto apresentasse um bom desempenho em relação ao baixo conteúdo harmônico nas correntes da máquina, cujo valor de THD da corrente da máquina ficasse em torno de 1%. Após o filtro *LCL* projetado, as correntes na rede apresentaram conteúdo harmônico igual a 0,071%, visto que tais valores foram obtidos para uma frequência de chaveamento de 5 *kHz*. Como proposta de continuidade, a investigação das perdas nos semicondutores é de grande importância, item que não foi considerado neste trabalho.

A grande vantagem no desenvolvimento de conversores multiníveis é a modularidade, confiabilidade e redundância nos estados de chaveamento. Em termos da confiabilidade, a análise sob falha comprovou a condição do sistema continuar a operar mesmo sob uma eventual falha em um dos lados dos conversores conectados à máquina. Nessa situação a máquina operou com um fechamento em estrela em um dos terminais.

Constatou-se que o sistema proposto foi realizado dentro do esperado, ou seja, a tensão sintetizada nos terminais da máquina foi de cinco níveis e baixo valor de THD de corrente. Em termos qualitativos, observou-se um bom desempenho das malhas de controle, visto que as respostas aos comandos de referência nas respectivas malhas foram bem rastreados ao longo da simulação do sistema.

Outro destaque obtido com os resultados deste trabalho foi a verificação da

distribuição igualitária da potência ativa total do sistema entre os conversores lado da rede. Esse fato é bastante relevante, pois permite empregar conversores individuais de baixa potência em aplicações de elevadas potências.

O controle dos conversores lado da máquina também demonstrou bom desempenho, visto a resposta da velocidade da máquina controlada sem *overshoots* e seguindo as referências mesmo durante variações bruscas de torque da turbina. Durante tais variações, a tensão do barramento CC também foi bem controlada, permitindo a entrega de energia à rede. Isso pode ser observado no baixo valor da oscilação presente na tensão do barramento CC medida, que em regime permanente é aproximadamente igual a 3% de seu valor nominal.

Esse trabalho resultou diretamente na elaboração de um artigo científico publicado em revista internacional, cujo título do trabalho foi:

- Bettoni, S.d.S.; Ramos, H.d.O.; Matos, F.F.; Mendes, V.F. Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Applied to a Wind Energy Conversion System with Open-End Winding. *Wind* 2023, 3, 232-252.

Trabalhos futuros incluirão a obtenção de resultados experimentais em um protótipo de um SCEE de baixa potência, em desenvolvimento no Laboratório de Conversão e Controle de Energia (LCCE) da Universidade Federal de Minas Gerais. Além disso, alguns temas que não foram abordados neste trabalho são: investigação do sistema com conversor multinível CHB sob uma eventual falha em apenas uma das células do conversor, analisando o funcionamento do sistema sob tais condições, a fim de aproveitar a estrutura multiconversor; análise das perdas nas chaves semicondutoras do conversor multinível; comparativo do sistema proposto (bobinas abertas) com outros tipos de conversores multiníveis;

Referências

- ABEEólica (2023). Boletim anual dados 2023. https://abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2023/01/2023_01_InfoVento29.pdf. Acesso em Fevereiro de 2023.
- Akhmatov, V. (2003). *Analysis of dynamic behavior of electric power systems with large amount of wind power*. PhD thesis, Technical University of Denmark, Kgs. Lyngby, Denmark.
- Anaya-Lara, O., Jenkins, N., Ekanayake, J. B., Cartwright, P., and Hughes, M. (2011). *Wind energy generation: modelling and control*. John Wiley & Sons.
- Astrom, K. J. (1995). Pid controllers: theory, design, and tuning. *The International Society of Measurement and Control*.
- Bim, E. (1981). *Contribuição ao estudo do gerador de indução auto-excitado*. PhD thesis, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Faculdade de Engenharia de Campinas, Departamento de Engenharia Elétrica.
- Bim, E. (2012). *Máquinas elétricas e acionamento*, volume 3. Elsevier.
- Blaabjerg, F. and Chen, Z. (2005). Power electronics for modern wind turbines. *Synthesis Lectures on Power Electronics*, 1(1):1–68.
- Blaabjerg, F., Liserre, M., and Ma, K. (2012). Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(2):708–719.
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., and Timbus, A. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5):1398–1409.
- Buja, G. and Kazmierkowski, M. (2004). Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4):744–757.
- Burton, T., Jenkins, N., Sharpe, D., and Bossanyi, E. (2011). *Wind energy handbook*. John Wiley & Sons.

- Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., and Tani, A. (2002). Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5):779–787.
- CCEE (2023). Balanço de consumo e geração de 2022. https://www.ccee.org.br/o/ccee/documentos/CCEE_1068101. *Câmara de Comercialização de Energia Elétrica*. Acesso em Fevereiro de 2023.
- Chen, Z., Guerrero, J. M., and Blaabjerg, F. (2009). A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(8):1859–1875.
- Ciobotaru, M., Teodorescu, R., and Blaabjerg, F. (2006). A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1–6. IEEE.
- Cortes, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., and Rodriguez, J. (2008). Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4312–4324.
- Cupertino, A. F. (2013). Uma contribuição ao estudo do aerogerador síncrono a ímãs permanentes conectado a rede elétrica. Master’s thesis, Universidade Federal de Viçosa, Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas, Departamento de Engenharia Elétrica, Viçosa.
- Darvish Falehi, A. (2021). Half-cascaded multilevel inverter coupled to photovoltaic power source for ac-voltage synthesizer of dynamic voltage restorer to enhance voltage quality. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 34(5):e2883.
- de Sousa, C. V. (2011). *Projeto e Montagem de uma Bancada Regenerativa para Ensaios de Carregamento em Transformadores de Potência*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Escola de Engenharia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.
- Farakhor, A., Reza Ahrabi, R., Ardi, H., and Najafi Ravadanegh, S. (2015). Symmetric and asymmetric transformer based cascaded multilevel inverter with minimum number of components. *IET Power Electronics*, 8(6):1052–1060.
- Fazel, S. S., Bernet, S., Krug, D., and Jalili, K. (2007). Design and comparison of 4-kv neutral-point-clamped, flying-capacitor, and series-connected h-bridge multilevel converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4):1032–1040.
- Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Leon, J. I., Kouros, S., Portillo, R., and Prats, M. A. (2008). The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2(2):28–39.

- Gao, S., Zhao, H., Gui, Y., Zhou, D., and Blaabjerg, F. (2021). An improved direct power control for doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(4):4672–4685.
- Gomes, C. C., Cupertino, A. F., and Pereira, H. A. (2018). Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81:116–135.
- GWEC (2023). Gwec – global wind report 2023. https://gwec.net/wp-content/uploads/2023/04/GWEC-2023_interactive.pdf. Acesso em Maio de 2023.
- Heier, S. (2014). *Grid Integration of Wind Energy: Onshore and Offshore Conversion Systems*. Wiley.
- Hong, J., Lee, H., and Nam, K. (2015). Charging method for the secondary battery in dual-inverter drive systems for electric vehicles. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, volume 30, pages 909–921.
- Hornik, T. and Zhong, Q.-C. (2012). *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*. John Wiley & Sons.
- IEA (2023). Electricity market report 2023. <https://iea.blob.core.windows.net/assets/255e9cba-da84-4681-8c1f-458ca1a3d9ca/ElectricityMarketReport2023.pdf>. *International Energy Agency*. Acesso em Fevereiro de 2023.
- Infineon (2022a). Datasheet of module ff450r33t3e3. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF450R33T3E3-DataSheet-v01_20-EN.pdf?fileId=5546d46254bdc4f50154c8080a4e59f5. Acesso em Março de 2023.
- Infineon (2022b). Datasheet of module fz825r33he4d. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ825R33HE4D-DataSheet-v01_30-EN.pdf?fileId=5546d46278d64ffd0178f97d4dd50584. Acesso em Março de 2023.
- Jain, S., Thopukara, A. K., Karampuri, R., and Somasekhar, V. T. (2015). A single-stage photovoltaic system for a dual-inverter-fed open-end winding induction motor drive for pumping applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(9):4809–4818.
- Kennel, R. and Linder, A. (2000). Predictive control of inverter supplied electrical drives. In *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, volume 2, pages 761–766 vol.2.
- Khadraoui, M. R. and Elleuch, M. (2008). Comparison between optislip and fixed speed wind energy conversion systems. In *2008 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, pages 1–6.

- Kingsley Jr, C., Umans, S. D., and Fitzgerald, A. E. (2006). *Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência*. Bookman.
- Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodriguez, J. (2009). Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6):1826–1838.
- Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L. G., Wu, B., Rodriguez, J., Pérez, M. A., and Leon, J. I. (2010). Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8):2553–2580.
- Koutroulis, E. and Kalaitzakis, K. (2006). Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2):486–494.
- Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003). An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, volume 3, pages 6 pp. Vol.3–.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2005). Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1281–1291.
- Liu, J., Vazquez, S., Wu, L., Marquez, A., Gao, H., and Franquelo, L. G. (2017). Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1):22–31.
- Ma, K. and Blaabjerg, F. (2011). Multilevel converters for 10 mw wind turbines. In *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, pages 1–10.
- Ma, K., Blaabjerg, F., and Xu, D. (2011). Power devices loading in multilevel converters for 10 mw wind turbines. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 340–346.
- Manwell, J. F., McGowan, J. G., and Rogers, A. L. (2010). *Wind energy explained: theory, design and application*. John Wiley & Sons.
- Marchesoni, M., Mazzucchelli, M., and Tenconi, S. (1988). A non conventional power converter for plasma stabilization. In *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 122–129 vol.1.
- Marquardt, R. (2018). Modular multilevel converters: State of the art and future progress. *IEEE Power Electronics Magazine*, 5(4):24–31.

- Matos, F. F., Mendes, M. A., Meynard, T., and Mendes, V. F. (2019). A generalized open-end winding conversion system using flying capacitor cells. *Electric Power Systems Research*, 169:174–183.
- Matos, F. F. V. (2019). *Conversores multiníveis a capacitores flutuantes aplicados a sistemas com bobinas abertas*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Escola de Engenharia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.
- Matos, F. F. V., Ramos, H. d. O., Rocha, D. C. G., da Silva, R. M., Mendes, M. A. S., and Mendes, V. F. (2015). A multilevel wind power conversion system with an open winding squirrel cage induction generator. In *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pages 1–6.
- Mendes, V. F. (2009). Avaliação do comportamento de um sistema de conversão de energia eólica utilizando gerador de indução duplamente excitado durante afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.
- Mendes, V. F. (2013). *Ride-Through Fault Capability Improvement Through Novel Control Strategies Applied for Doubly-Fed Induction Wind Generators*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Escola de Engenharia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.
- Meynard, T. A. and Foch, H. (1992). Multi-level choppers for high voltage applications. *Epe Journal*, 2:45–50.
- MME (2022). Resenha energética brasileira 2022. <https://www.gov.br/mme/pt-br/assuntos/secretarias/spe/publicacoes/resenha-energetica-brasileira/resenhas/resenha-energetica-2022.pdf/view>. *Ministério de Minas e Energia*. Acesso em Janeiro de 2023.
- Nabae, A., Takahashi, I., and Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5):518–523.
- Novotny, D. and Lipo, T. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, volume 41 of *Monographs in Electrical and Electronic Engineering*. Clarendon Press.
- Ogata, K. (2011). *Engenharia de controle moderno. 5ª*. São Paulo: Pearson.
- Orłowska-Kowalska, T., Blaabjerg, F., and Rodríguez, J. (2014). *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*. Springer, Switzerland.
- Osman, R. (1999). A medium-voltage drive utilizing series-cell multilevel topology for outstanding power quality. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications*

- Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, volume 4, pages 2662–2669.
- Pereira, H. A. (2015). *Modeling of Full-Converter Wind Turbine Generators for Power System Studies*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Escola de Engenharia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.
- Perez, M. A., Bernet, S., Rodriguez, J., Kouro, S., and Lizana, R. (2015). Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):4–17.
- Peña-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Ordonez, M., and Yang, Y. (2014). Lcl-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(4):2192–2203.
- Pires, V. F., Foito, D., and Silva, J. F. (2017). Fault-tolerant multilevel topology based on three-phase h-bridge inverters for open-end winding induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(3):895–902.
- Rabiul Islam, M., Mahfuz-Ur-Rahman, A. M., Muttaqi, K. M., and Sutanto, D. (2019). State-of-the-art of the medium-voltage power converter technologies for grid integration of solar photovoltaic power plants. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(1):372–384.
- Rajeevan, P. P., Sivakumar, K., Gopakumar, K., Patel, C., and Abu-Rub, H. (2013). A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open-end stator winding. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9):3627–3636.
- Ramos, H. O. (2019). Estudo de técnicas de modulação para conversor multiníveis em sistemas com terminais abertos. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte.
- Rashid, M. H. (2014). *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*. Pearson Universidades.
- REN21 (2023). Renewables 2023 global status report. https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/GSR-2023_Energy-Supply-Module.pdf. Acesso em Maio de 2023.
- Ricardi, V., Matos, F. F. V., Rodrigues de Jesus, V. M., de Sousa, C. V., de Almeida Zica, L. E. L., and Mendes, V. F. (2017). Control and operation of open-end winding permanent magnet synchronous wind generator. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pages 1–6.

- Rodriguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J. O., and Kouro, S. (2007). Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):2930–2945.
- Rodriguez, J., Franquelo, L. G., Kouro, S., Leon, J. I., Portillo, R. C., Prats, M. A. M., and Perez, M. A. (2009). Multilevel converters: an enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, 97:1786–1817.
- Rodríguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A. V., Liserre, M., and Blaabjerg, F. (2006). New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1–7.
- Salem, M., Richelli, A., Yahya, K., Hamidi, M. N., Ang, T.-Z., and Alhamrouni, I. (2022). A comprehensive review on multilevel inverters for grid-tied system applications. *Energies*, 15(17).
- Sivakumar, K., Das, A., Ramchand, R., Patel, C., and Gopakumar, K. (2009). A three level voltage space vector generation for open end winding im using single voltage source driven dual two-level inverter. In *TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*, pages 1–5.
- Soares, E. d. L., Jacobina, C. B., de Freitas, N. B., Rocha, N., and Maia, A. C. N. (2022). Open-end nine-leg half-controlled converter for six-phase synchronous generator-based wind energy conversion systems. In *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–7.
- Somasekhar, V., Baiju, M., Mohapatra, K., and Gopakumar, K. (2002). A multilevel inverter system for an induction motor with open-end windings. In *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, volume 2, pages 973–978.
- Stemmler, H. and Guggenbach, P. (1993). Configurations of high-power voltage source inverter drives. In *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, volume 5, pages 7–14.
- Suul, J. A., Molinas, M., Norum, L., and Undeland, T. (2008). Tuning of control loops for grid connected voltage source converters. In *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, pages 797–802.
- Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodríguez, P. (2011). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley-IEEE Press, United Kingdom.

- Timbus, A., Liserre, M., Teodorescu, R., Rodriguez, P., and Blaabjerg, F. (2009). Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(3):654–664.
- Trudnowski, D., Gentile, A., Khan, J., and Petritz, E. (2004). Fixed-speed wind-generator and wind-park modeling for transient stability studies. *IEEE Transactions on Power Systems*, 19(4):1911–1917.
- Vas, P. (1990). *Vector Control of AC Machines*. Oxford University Press, USA.
- Vattuone, L., Kouro, S., Estay, G., and Wu, B. (2013). Open-end-winding pmsg for wind energy conversion system with dual boost npc converter. In *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1763–1768.
- Wang, Y., Panda, D., Lipo, T. A., and Pan, D. (2013). Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5):2427–2436.
- Wu, Y.-K., Shu, W.-H., Liao, J.-Y., and Wu, W.-C. (2019). Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase and single-phase voltage dips. In *2019 IEEE 2nd International Conference on Knowledge Innovation and Invention (ICKII)*, pages 149–152.
- Xia, Y., Ahmed, K. H., and Williams, B. W. (2013). Wind turbine power coefficient analysis of a new maximum power point tracking technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3):1122–1132.
- Xing, N., Hu, S., Lin, Z., Tan, Z., Cao, W., and Gadoue, S. (2020). New adaptive control strategies for open-end winding permanent magnet synchronous generator (oew-pmsg) for wind power generation. In *The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020)*, pages 838–843.
- Yang, R. H. and Jin, J. X. (2021). Unified power quality conditioner with advanced dual control for performance improvement of dfig-based wind farm. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 12(1):116–126.
- Yao, X., Guo, C., Xing, Z., Li, Y., and Liu, S. (2009). Variable speed wind turbine maximum power extraction based on fuzzy logic control. In *2009 International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, volume 2, pages 202–205.
- Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P. C., Kouro, S., and Narimani, M. (2015). High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, 103(5):740–788.
- Zhang, B. and Qiu, D. (2018). *Multi-terminal High-voltage Converter*. John Wiley & Sons.

-
- Zhang, L., Fan, Y., Lorenz, R. D., Nied, A., and Cheng, M. (2018). Design and comparison of three-phase and five-phase ftfscw-ipm motor open-end winding drive systems for electric vehicles applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(1):385–396.
- Zhang, M., Huang, L., Yao, W., and Lu, Z. (2014). Circulating harmonic current elimination of a cps-pwm-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(4):2083–2097.

Apêndice A

Parâmetros do Sistema Proposto

A seguir estão apresentados os parâmetros da máquina, dos conversores CLR e CLM, barramento CC, ganhos dos controladores e frequência de corte das malhas de controle dos conversores.

Na Tabela 6 estão apresentados os principais parâmetros do gerador de indução em gaiola utilizado no sistema de conversão de energia eólica deste trabalho.

Tabela 6 – Parâmetros do gerador de indução gaiola de esquilo.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	1677 kW
Tensão nominal de linha do estator	2300 V_{rms}
Corrente nominal, em rms, de estator	421,2 A
Frequência nominal	60 Hz
Velocidade nominal	1786 rpm
Número de par de pólos	2
Torque nominal mecânico	8,9 kNm
Resistência do estator, R_s	29 $m\Omega$
Resistência do rotor, R_r	22 $m\Omega$
Reatância dispersão estator, X_{L_s}	0,226 $m\Omega$
Reatância dispersão rotor, X_{L_r}	0,226 $m\Omega$
Reatância de magnetização, X_{L_m}	13,04 $m\Omega$
Momento de inércia	63,87 kgm^2

A Tabela 7 apresenta os parâmetros dos conversores ponte-H.

Tabela 7 – Parâmetros dos conversores ponte-H.

Parâmetro	Valor
Potência nominal conversor	300 kW
Tensão do barramento CC	2100 V
Capacitância do barramento CC	12 mF
Frequência de chaveamento (CLM e CLR)	5 kHz

Já a Tabela 8 apresenta os valores dos ganhos dos controladores das malhas utilizadas neste trabalho. É apresentado, também, as respectivas frequências de corte de cada malha.

Tabela 8 – Parâmetros das malhas de controle.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional controlador da PLL, $k_{p,pll}$	0,10927
Ganho integral controlador da PLL, $k_{i,pll}$	9,7097
Ganho proporcional controlador da malha de corrente do CLM, $k_{p,clm}$	2,9974
Ganho integral controlador da malha de corrente do CLM, $k_{i,clm}$	127,50
Ganho proporcional controlador da malha de corrente do CLR, $k_{p,clr}$	21,857
Ganho integral controlador da malha de corrente do CLR, $k_{i,clr}$	149,81
Ganho proporcional controlador da malha de tensão do barramento, $k_{p,v_{dc}}$	2,1419
Ganho integral controlador da malha de tensão do barramento, $k_{i,v_{dc}}$	36,703
Ganho proporcional controlador da malha de potência reativa, $k_{p,v_{dc}}$	1,36
Ganho integral controlador da malha de potência reativa, $k_{i,v_{dc}}$	0,0085
Frequência de corte da malha de controle PLL	20 Hz
Frequência de corte da malha de corrente CLR	500 Hz
Frequência de corte da malha do barramento CC	30 Hz
Frequência de corte da malha de potência reativa	10 Hz

Conforme as premissas apresentadas no capítulo 3, o projeto do filtro *LCL* desenvolvido apresentou os parâmetros conforme Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do filtro LCL.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutor lado conversor	L_f	6,325 <i>mH</i>
Resistor lado conversor	R_f	23,84 <i>mΩ</i>
Indutor lado rede	L_g	0,6325 <i>mH</i>
Resistor lado rede	R_g	23,84 <i>mΩ</i>
Capacitor do filtro	C_f	10,03 μF
Resistor de amortecimento	R_a	2,524 Ω
Frequência de ressonância	f_{ress}	2,1 <i>kHz</i>

Apêndice B

Modelagem da Turbina Eólica

Como discutido no Capítulo 2, a energia cinética contida no vento é convertida em energia mecânica rotacional através das turbinas eólicas. As equações da energia e potência do vento, podem ser escritas como (Anaya-Lara et al., 2011):

$$E_{vento} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{ar} \cdot volume \cdot V_w^2 \quad (Joules) \quad (B.1)$$

$$P_{vento} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{ar} \cdot A_t \cdot V_w^3 \quad (Watts) \quad (B.2)$$

onde ρ_{ar} = densidade do ar = $1,225 kg/m^3$; A_t = área varrida pelas pás da turbina = $(\pi \cdot R_t^2) m^2$; V_w = velocidade do vento, m/s .

Através das equações (B.1) e (B.2), pode-se dizer que a potência do vento é proporcional à área varrida pelas pás da turbina eólica e que a densidade de potência do vento é proporcional ao cubo da velocidade de vento (Manwell et al., 2010).

Ao considerar a potência extraída do vento pela turbina eólica, a eficiência dessa conversão é denominada *coeficiente de potência*, $C_p(\lambda_{tsr}, \beta)$, ou seja, a relação entre a potência da turbina e a potência de vento, o qual é definido por:

$$C_p(\lambda_{tsr}, \beta) = \frac{P_{turbina}}{P_{vento}} \quad (B.3)$$

onde λ_{tsr} é definido como a relação entre a velocidade na ponta da pá e a velocidade de vento, ou do inglês *tip speed ratio*; e β é o ângulo de passo do rotor eólico.

Na equação (B.3) o coeficiente de potência depende das características da turbina, sendo que esse coeficiente pode ser modelado através das seguintes equações (Heier, 2014; Xia et al., 2013):

$$C_p(\lambda_{tsr}, \beta) = 0,22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12,5}{\lambda_i}} \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda_{tsr} + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (\text{B.5})$$

$$\lambda_{tsr} = \frac{\omega_t R_t}{V_w} \quad (\text{B.6})$$

onde ω_t é a velocidade rotacional da turbina (rad/s); e R_t o raio da área varrida considerando a ponta da pá, em metros (m).

Assim, a partir das equações B.2 e B.3 pode-se obter a potência mecânica gerada por uma turbina eólica, dada pela seguinte equação (Anaya-Lara et al., 2011; Akhmatov, 2003):

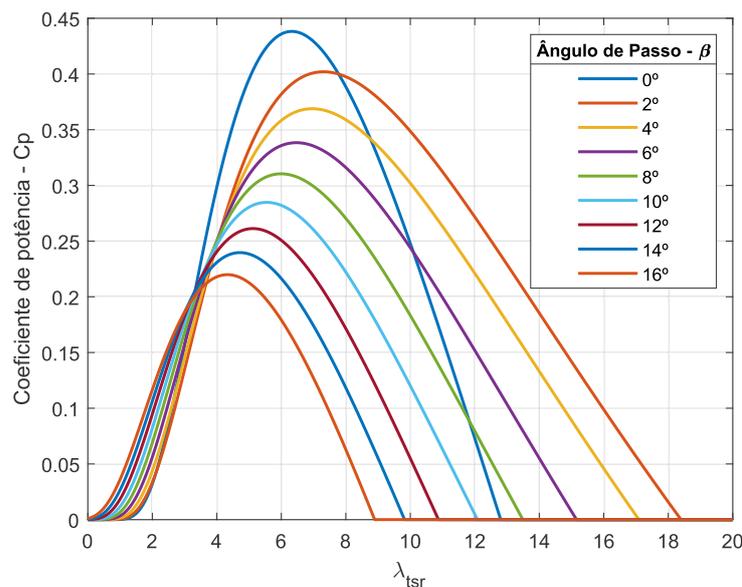
$$P_{turbina} = C_p(\lambda_{tsr}, \beta) \cdot P_{vento} \quad (\text{B.7})$$

$$P_{turbina} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{ar} \cdot A_t \cdot C_p(\lambda_{tsr}, \beta) \cdot V_w^3 \quad (\text{B.8})$$

Como mencionado no Capítulo 2, a máxima eficiência teórica de conversão de uma turbina eólica é de 59,3%, assim $C_{p,max} = 0,593$. Variando o ângulo de passo é possível obter uma família de curvas do coeficiente C_p , as quais são apresentadas na Figura 61.

Figura 61 – Relação entre o coeficiente de potência, C_p , e a relação de velocidades, λ_{tsr} .

Fonte: Elaborado pelo autor



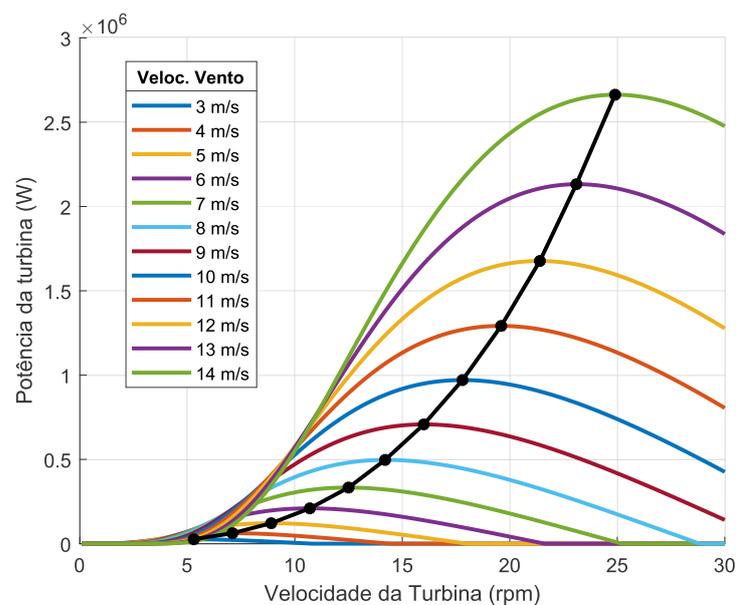
Percebe-se que com o aumento do ângulo de passo (β), a eficiência da turbina diminui. Isso é útil quando a velocidade de vento é acima da nominal, onde se atua no

controle do ângulo de passo, reduzindo o coeficiente de potência, mantendo assim o valor nominal de geração de energia elétrica (Akhmatov, 2003; Yaramasu et al., 2015). Neste trabalho não foram considerados controles aerodinâmicos (controle do ângulo de passo, controle por estol, etc.) da turbina eólica.

Através das equações (B.6) a (B.8) é possível obter as curvas de potência e torque para uma determinada turbina em função de sua velocidade. Para as curvas apresentadas na Figura 62 e 63 foi tomada como exemplo uma turbina de 1,677 MW e 68 metros de diâmetro. A velocidade de vento nominal para essa turbina é de 12 m/s, podendo observar na Figura 62 que na curva dessa velocidade de vento, a potência desenvolvida pela turbina é o valor nominal (1,677 MW).

Figura 62 – Curvas de potência de uma turbina eólica em função de sua velocidade de rotação, considerando diferentes velocidades de vento.

Fonte: Elaborado pelo autor

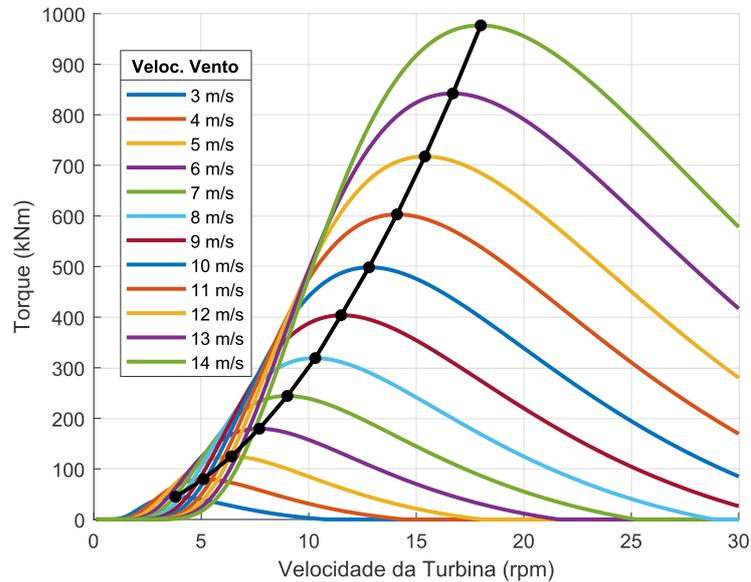


Na Figura 62 são apresentados os pontos máximos de cada curva de potência, sendo esses dependentes da velocidade da turbina. Em um SCEE a velocidade variável, o conversor de potência é responsável por acionar o gerador em uma ampla faixa de velocidades, a fim de operar sempre nos pontos máximos de potência da turbina eólica. Geralmente tem-se uma metodologia de controle denominado de MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*), ou seja, controle de rastreamento do ponto de máxima potência (na Figura 62 essa curva é obtida ao ligarmos os pontos máximos) (Burton et al., 2011). Na Figura 63 também se observa essa curva nos pontos de máxima extração de potência da turbina, e conseqüentemente, obtém-se o torque necessário para obter a potência máxima.

Em termos matemáticos, para se obter a máxima extração de potência a partir da velocidade de vento, é necessário que o gerador opere variando sua velocidade, obtendo

Figura 63 – Curvas de torque de um turbina eólica em função da velocidade de rotação da mesma, considerando diferentes velocidades de vento.

Fonte: Elaborado pelo autor



assim a denominada relação de velocidade ótima (λ_{opt}). Com a utilização do λ_{opt} , resulta no valor máximo do coeficiente de potência, e com isso, a maior extração possível de potência do vento (equação B.9), para um determinado ângulo de passo:

$$P_{turbina,max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho_{ar} \cdot \pi \cdot R_t^5}{\lambda_{opt}^3} \cdot C_{p,max} \cdot \omega_t^3 \quad (\text{B.9})$$