

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Matheus Sene Paulo**

**Controle coordenado de um parque eólico offshore considerando um sistema  
de transmissão MMC-HVDC operando nos modos on-grid e off-grid**

Juiz de Fora

2023

**Matheus Sene Paulo**

**Controle coordenado de um parque eólico offshore considerando um sistema de transmissão MMC-HVDC operando nos modos on-grid e off-grid**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa

Juiz de Fora

2023

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Paulo, Matheus Sene.

Controle coordenado de um parque eólico offshore considerando um sistema de transmissão MMC-HVDC operando nos modos on-grid e off-grid / Matheus Sene Paulo. – 2023.

95 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2023.

1. Palavra-chave1. 2. Palavra-chave2. 3. Palavra-chave3. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

**Matheus Sene Paulo**

**Controle coordenado de um parque eólico offshore considerando um sistema de transmissão MMC-HVDC operando nos modos on-grid e off-grid**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 03 de abril de 2023.

**BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa** - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Robson Francisco da Silva Dias**

Universidade Federal do Rio de Janeiro

**Prof. Dr. Samuel Neves Duarte**

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Juiz de Fora, 29/03/2023.



03/04/2023, às 09:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Robson Francisco da Silva Dias, Usuário Externo**, em 03/04/2023, às 09:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Samuel Neves Duarte, Usuário Externo**, em 03/04/2023, às 10:00, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf ([www2.ufjf.br/SEI](http://www2.ufjf.br/SEI)) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1209337** e o código CRC **871A9894**.

---

*Dedico este trabalho ao meu pai Mário,  
que sempre esteve ao meu lado,  
mesmo nos momentos mais difíceis.*

## AGRADECIMENTOS

À Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

À todos os professores que dedicaram parte de seu tempo a me ajudar a construir meu caminho até aqui. Em especial ao professor Pedro Gomes Barbosa pela orientação, ensinamentos, atenção e paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

À todos os amigos que sempre estiveram comigo.

À toda minha família pela ajuda e suporte em todos os momentos da minha vida.

À minha namorada Izabella, por todo amor, carinho, paciência e por estar ao meu lado durante todo esse período.

À minha tia Rosa, por todos os cuidados e companhia oferecidos nos momentos mais difíceis da minha vida.

À minha mãe Geni, por todo amor e carinho que me foi dado. Em especial, por ter me ensinado o poder da educação. Sem isso, eu nunca teria chegado até aqui.

Em especial, ao meu pai Mário, pelos ensinamentos e paciência, mesmo nos momentos de convivência mais difíceis.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma estratégia de controle para a integração de um parque eólico *offshore* à rede elétrica *onshore* através de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores modulares multiníveis. O algoritmo proposto permite a operação do sistema HVDC conectado (*on-grid*) ou desconectado (*off-grid*) da rede elétrica. Independentemente do modo de operação, o MMC retificador funciona como um conversor formador de rede para unidades geradoras eólicas, impondo tensão à rede coletora. Durante a operação conectada à rede, o MMC inversor regula a tensão do link HVDC enquanto as unidades geradoras são controladas para rastrear a potência máxima das turbinas eólicas. Por outro lado, em caso de desconexão da rede, o MMC inversor passa a regular a tensão CA do barramento de conexão, mantendo o fornecimento de energia para as cargas locais. Enquanto isso, o controle do gerador deixa de rastrear a potência máxima das turbinas e começa a regular a tensão CC do sistema de transmissão, evitando uma injeção excessiva de potência no link HVDC. Além disso, o controle do ângulo de passo da turbina eólica é usado para manter a velocidade do gerador em um valor fixo. Modelos matemáticos são desenvolvidos para cada modo de operação permitindo o projeto dos controladores dos conversores. Todas as malhas de controle foram projetadas no referencial síncrono. Resultados de simulação digital obtidos com o modelo implementado no PSCAD/EMTDC são usados para demonstrar o desempenho dos controladores projetados e validar a eficácia do algoritmo proposto.

Palavras-chave: Sistemas de Conversão de Energia Eólica. VSC-HVDC. MMC. Integração de sistemas WECS. Operação off-grid



## ABSTRACT

This work presents a control strategy for the integration of an offshore wind farm to the onshore electrical grid through an HVDC transmission system based on modular multilevel converters. The proposed algorithm allows the operation of the HVDC system connected (on-grid) or isolated (off-grid) from the mains. Regardless of the operating mode, the MMC rectifier works as a grid-forming converter for wind generating units, imposing voltage to the collector network. During the grid-connected operation, the MMC inverter regulates the dc-link voltage while the generating units are controlled to track the maximum power of the wind turbines. On the other hand, in case of disconnection from the grid, the MMC inverter starts to regulate the ac voltage of the connection bus, maintaining the energy supply for the local loads. Meanwhile, the generator control stops to track the maximum power of the turbines and starts to regulate the dc-link voltage, avoiding an excessive injection of power in the HVDC link. In addition, the pitch angle control of the wind turbine is used to keep the generator speed at a fixed value. Mathematical models are developed for each mode of operation allowing the design of the converters' controllers. All control loops were designed in the synchronous reference frame. Digital simulation results obtained with a model implemented in PSCAD/EMTDC are used to demonstrate the performance of the designed controllers and to validate the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: Wind Energy Conversion Systems. VSC-HVDC. MMC. WECS systems integration. Off-grid operation

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Geração de eletricidade por fontes renováveis (não hidráulicas)	20
Figura 2	– Participação das fontes de energia primária na matriz elétrica brasileira. . . . .	22
Figura 3	– Evolução da geração de energia eólica no Brasil. . . . .	22
Figura 4	– Diagrama ilustrativo do sistema VSC-HVDC . . . . .	23
Figura 5	– Limites de variação de tensão do PAC para desconexão do sistema eólico . . . . .	26
Figura 6	– Diagrama Esquemático do Sistema de Conversão de Energia Eólica . . . . .	28
Figura 7	– Comportamento do coeficiente de potência em função de $\lambda$ .	30
Figura 8	– Comportamento da potência mecânica em função da velocidade rotação da turbina. . . . .	30
Figura 9	– Diagrama de blocos usado na modelagem do sistema mecânico de controle de passo das pás. . . . .	31
Figura 10	– Diagrama de bloco dos controladores do MSC . . . . .	33
Figura 11	– Diagrama de blocos do controlador de corrente do MSC . . . . .	36
Figura 12	– Diagrama de blocos das malhas de corrente do PMSG para o modo de operação <i>on-grid</i> do MMC-HVDC. . . . .	36
Figura 13	– Diagrama de blocos do GSC e seus controladores. . . . .	38
Figura 14	– Balanço de potência do GSC . . . . .	40
Figura 15	– Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC. . . . .	41
Figura 16	– Diagrama esquemático do sistema de transmissão MMC-HVDC. . . . .	43
Figura 17	– Diagrama esquemático do MMC. . . . .	44
Figura 18	– Diagrama esquemático de controle do MMC inversor no modo <i>on-grid</i> . . . . .	47
Figura 19	– Diagrama de blocos das malhas de controle de corrente do MMC inversor. . . . .	49
Figura 20	– Diagrama de blocos do controle de corrente desacoplado e compensado do inversor. . . . .	49
Figura 21	– Fluxo de potência pelos terminais do MMC inversor. . . . .	50
Figura 22	– Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC do inversor. . . . .	51
Figura 23	– Circuito equivalente para determinação das correntes circulantes no MMC. . . . .	53
Figura 24	– Diagrama de blocos desacoplado do controle de corrente circulante . . . . .	54
Figura 25	– Diagrama de blocos dos controladores do MMC retificador. . . . .	56

Figura 26	– Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CA.	59
Figura 27	– Diagrama de blocos do controle de tensão do MMC retificador.	60
Figura 28	– Diagrama de blocos dos controladores do MMC inversor para os modos <i>on-grid</i> e <i>off-grid</i> .	62
Figura 29	– Diagrama simplificado para controle CA do MMC inversor.	62
Figura 30	– Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CA.	64
Figura 31	– Diagramas desacoplados do controle de tensão do barramento CA.	65
Figura 32	– Diagrama completo de controle do PMSG.	66
Figura 33	– Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC.	68
Figura 34	– Seção transversal dos cabos submarinos	72
Figura 35	– Diagrama do bloco "Multiplicador".	72
Figura 36	– Tensões CC do MMC inversor e retificador no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.	73
Figura 37	– Tensões e correntes do PAC no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.	74
Figura 38	– Tensões nos terminais CA do MMC retificador no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.	75
Figura 39	– Tensões e correntes terminais do PMSG no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.	76
Figura 40	– Variação de velocidade do PMSG e ângulo de pitch da turbina devida à mudança no modo de controle do sistema HVDC.	77
Figura 41	– Velocidade do PMSG e ângulo de pitch da turbina devido à variação do vento.	78
Figura 42	– Tensões e correntes terminais do PMSG no instante de variação do vento.	79
Figura 43	– Tensões CC do MMC inversor e retificador no instante de variação do vento.	80
Figura 44	– Tensões nos terminais CA dos MMC no instante de variação do vento.	81
Figura 45	– Tensões CC do MMC inversor e retificador no instante de variação da carga.	82
Figura 46	– Tensões e correntes terminais do PMSG no instante de variação da carga.	83
Figura 47	– Variação de velocidade do PMSG e ângulo de pitch da turbina devido à variação da carga.	84
Figura 48	– Tensões e correntes do PAC no instante de alteração da carga.	85
Figura 49	– Representação do sistema de coordenadas <i>abc</i> e <i>dq</i> .	92
Figura 50	– Diagrama esquemático do VSC trifásico em ponte completa.	93

Figura 51 – Modelo médio por braço do MMC . . . . . 95

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da unidade WECS. . . . .	69
Tabela 2 – Parâmetros do sistema HVDC. . . . .	70
Tabela 3 – Controladores de corrente B2B. . . . .	70
Tabela 4 – Controlador de tensão B2B. . . . .	70
Tabela 5 – Controladores de corrente do sistema HVDC. . . . .	71
Tabela 6 – Controladores de tensão do sistema HVDC. . . . .	71
Tabela 7 – Ganhos dos sistema de Pitch. . . . .	71
Tabela 8 – Ganhos dos controladores de corrente circulante. . . . .	71
Tabela 9 – Parâmetros dos cabos submarinos. . . . .	71

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>ALA</b>	modelo médio por braço (do inglês, <i>arm-level averaged model</i> )
<b>ANEEL</b>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<b>CA</b>	corrente alternada
<b>CC</b>	corrente contínua
<b>EMTDC</b>	Electromagnetic Transients DC Program
<b>ESS</b>	sistemas de armazenamento de energia (do inglês, <i>Energy Storage Systems</i> )
<b>FACTS</b>	sistemas de transmissão CA flexíveis (do inglês, <i>Flexible AC Transmission Systems</i> )
<b>GFL</b>	conversor seguidor de rede (do inglês, <i>Grid Following Converter</i> )
<b>GFM</b>	conversor formador de rede (do inglês, <i>Grid Forming Converter</i> )
<b>GSC</b>	conversor do lado da rede (do inglês, <i>Grid Side Converter</i> )
<b>HVAC</b>	corrente alternada em alta tensão (do inglês, <i>High Voltage Alternating Current</i> )
<b>HVDC</b>	corrente contínua em alta tensão (do inglês, <i>High Voltage Direct Current</i> )
<b>IGBT</b>	transistor bipolar com porta isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
<b>LCC</b>	conversor comutado pela linha (do inglês, <i>Line Comutated Converter</i> )
<b>LSPWM</b>	modulação PWM com portadoras triangulares deslocadas em nível (do inglês, <i>Level-shifted PWM</i> )
<b>MSC</b>	conversor do lado da máquina (do inglês, <i>Machine Side Converter</i> )
<b>MMC</b>	conversor multinível modular (do inglês, <i>Modular Multilevel Converter</i> )
<b>MPPT</b>	seguidor do ponto de máxima potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i> )
<b>MVAC</b>	corrente alternada em média tensão (do inglês, <i>Medium Voltage Alternating Current</i> )
<b>NRF</b>	sistema de coordenadas naturais (do inglês, <i>Natural Reference Frame</i> )
<b>ONS</b>	Operador Nacional do Sistema
<b>OTC</b>	controle de torque ótimo (do inglês, <i>Optimal Torque Control</i> )
<b>PAC</b>	ponto de acoplamento comum
<b>PI</b>	proporcional-integral
<b>PLL</b>	Circuito de Sincronismo (do inglês, <i>Phase-Locked Loop</i> )

<b>PMSG</b>	gerador síncrono de ímãs permanentes (do inglês, <i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> )
<b>PSCAD</b>	Power Systems Computer Aided Design
<b>PSPWM</b>	modulação PWM com portadoras triangulares deslocadas em fase (do inglês, <i>Phase-shifted PWM</i> )
<b>PWM</b>	modulação por largura dos pulsos (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i> )
<b>SE</b>	subestação
<b>SM</b>	submódulo (do inglês, <i>Submodule</i> )
<b>SRF</b>	sistema de coordenadas síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame</i> )
<b>TSR</b>	razão da velocidade de ponta (do inglês, <i>Tip Speed Ratio</i> )
<b>VSC</b>	conversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i> )
<b>WECS</b>	sistema de conversão de energia eólica (do inglês, <i>Wind Energy Conversion System</i> )
<b>WT</b>	turbina eólica (do inglês, <i>Wind Turbine</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_T$	área de varredura da turbina
$\rho$	densidade do ar
$\beta$	ângulo de <i>pitch</i> das pás das turbinas
$C_{sm,i}$	capacitância dos submódulos do MMC inversor
$C_{sm,r}$	capacitância dos submódulos do MMC retificador
$C_{eq,i}$	capacitância equivalente do MMC inversor
$C_{eq,r}$	capacitância equivalente do MMC retificador
$C_r$	capacitância do filtro do MMC retificador
$C_i$	capacitância do filtro do MMC inversor
$C_p$	coeficiente de potência da turbina
$H$	constante de inércia do PMSG
$i_{sup,j}$	correntes dos braços superiores do MMC
$i_{inf,j}$	correntes dos braços inferiores do MMC
$i_{w,k}$	correntes de saída do WECS
$i_{o,k}$	correntes injetadas na rede elétrica
$i_{s,k}$	correntes do estator do PMSG
$i_{i,k}$	correntes terminais do MMC inversor
$i_{r,k}$	correntes terminais do MMC retificador
$i_{f,k}$	correntes sintetizadas pelo GSC
$i_{L,k}$	correntes consumidas pela carga
$i_{cir,k}$	correntes circulantes pelas fases do MMC
$J$	momento de inércia do PMSG
$k_{opt}$	ganho ótimo do MPPT
$l$	comprimento dos cabos submarinos
$L_{arm}$	indutância dos braços do MMC
$L_g$	indutância do filtro de interface entre GSC e PMSG
$L_{s,dq}$	indutância dos enrolamentos do estator do PMSG nos eixos direto e em quadratura
$L_{dq}$	indutância equivalente entre filtro de interface e estator do PMSG
$L_f$	indutância do filtro de interface entre MSC e rede coletora
$L_i$	indutância do filtro de interface entre MMC inversor e rede CA
$L_r$	indutância do filtro de interface entre MMC retificador e rede coletora
$m_j$	fatores de inserção da modulação PWM
$m_{g,dq}$	fatores de inserção do MSC
$m_{f,dq}$	fatores de inserção do GSC
$m_{i,dq}$	fatores de inserção do MMC inversor
$m_{r,dq}$	fatores de inserção do MMC retificador
$m_{sup,k}$	fatores de inserção dos braços superiores do MMC
$m_{inf,k}$	fatores de inserção dos braços inferiores do MMC
$N_{sm,i}$	número de submódulos por braço do MMC inversor



$N_{sm,r}$	número de submódulos por braço do MMC retificador
$N_{gb}$	relação de transformação da <i>gearbox</i>
$n$	número de unidades WECS em paralelo
$P$	número de pares de polos do PMSG
$P_w$	potência disponível no vento
$P_b$	potência base
$P_T$	potência mecânica captada pelas hélices da turbina eólica
$r_T$	raio do rotor da turbina eólica
$p_{cap}$	potência absorvida pelo capacitor do GSC
$p_{cap,i}$	potência absorvida pelo capacitor equivalente do MMC inversor
$p_{cap,r}$	potência absorvida pelo capacitor equivalente do MMC retificador
$P_{cc}$	potência injetada nos terminais CC do GSC
$p_{ca}$	potência injetada nos terminas CA do GSC
$p_{ca,i}$	potência injetada nos terminas CA do MMC inversor
$p_{ca,r}$	potência injetada nos terminas CA do MMC retificador
$P_{hvdc}$	fluxo de potência pelo sistema HVDC
$R_{arm}$	resistência dos braços do MMC
$R_g$	resistência do filtro de interface entre GSC e PMSG
$R_s$	resistência dos enrolamentos do estator do PMSG
$R$	resistência equivalente entre filtro de interface e estator do PMSG
$R_f$	resistência do filtro de interface entre MSC e rede coletora
$R_i$	resistência do filtro de interface entre MMC inversor e rede CA
$R_r$	resistência do filtro de interface entre MMC retificador e rede coletora
$R_{eq,i}$	resistência equivalente do MMC inversor
$R_{eq,r}$	resistência equivalente do MMC retificador
$T_b$	conjugado base
$T_e$	conjugado eletromagnético produzido pelo PMSG
$T_e^*$	conjugado eletromagnético de referência
$T_{e,pu}$	conjugado eletromagnético normalizado
$T_m$	conjugado mecânico no eixo da turbina/gerador
$T_{m,pu}$	conjugado mecânico normalizado
$U_{c1,dq}$	variáveis de controle do controlador de corrente do PMSG
$k_{p,c1}$	ganho proporcional do controlador de corrente do PMSG
$k_{i,c1}$	ganho integral do controlador de corrente do PMSG
$\xi_{c1}$	fator de amortecimento do controlador de corrente do PMSG
$\omega_{n,c1}$	frequência natural não amortecida do controlador de corrente do PMSG
$U_{c2,dq}$	variáveis de controle do controlador de corrente do GSC
$k_{p,c2}$	ganho proporcional do controlador de corrente do GSC
$k_{i,c2}$	ganho integral do controlador de corrente do GSC
$\xi_{c2}$	fator de amortecimento do controlador de corrente do GSC
$\omega_{n,c2}$	frequência natural não amortecida do controlador de corrente do GSC
$U_{c3,dq}$	variáveis de controle do controlador de corrente do MMC inversor

$k_{p,c3}$	ganho proporcional do controlador de corrente do MMC inversor
$k_{i,c3}$	ganho integral do controlador de corrente do MMC inversor
$\xi_{c3}$	fator de amortecimento do controlador de corrente do MMC inversor
$\omega_{n,c3}$	frequência natural não amortecida do controlador de corrente do MMC inversor
$U_{c4,dq}$	variáveis de controle do controlador de corrente do MMC retificador
$k_{p,c4}$	ganho proporcional do controlador de corrente do MMC retificador
$k_{i,c4}$	ganho integral do controlador de corrente do MMC retificador
$\xi_{c4}$	fator de amortecimento do controlador de corrente do MMC retificador
$\omega_{n,c4}$	frequência natural não amortecida do controlador de corrente do MMC retificador
$U_{cir,dq}$	variáveis de controle do controlador de corrente circulante
$k_{p,cir}$	ganho proporcional do controlador de corrente circulante
$k_{i,cir}$	ganho integral do controlador de corrente circulante
$\xi_{cir}$	fator de amortecimento do controlador de corrente circulante
$\omega_{n,cir}$	frequência natural não amortecida do controlador de corrente circulante
$U_{v1,dq}$	variáveis de controle do controlador de tensão do GSC
$k_{p,v1}$	ganho proporcional do controlador de tensão do GSC
$k_{i,v1}$	ganho integral do controlador de tensão do GSC
$\xi_{v1}$	fator de amortecimento do controlador de tensão do GSC
$\omega_{n,v1}$	frequência natural não amortecida do controlador de tensão do GSC
$U_{v2,dq}$	variáveis de controle do controlador tensão CC do MMC inversor
$k_{p,v2}$	ganho proporcional do controlador de tensão CC do MMC inversor
$k_{i,v2}$	ganho integral do controlador de tensão CC do MMC inversor
$\xi_{v2}$	fator de amortecimento do controlador de tensão CC do MMC inversor
$\omega_{n,v2}$	frequência natural não amortecida do controlador de tensão CC do MMC inversor
$U_{v3,dq}$	variáveis de controle do controlador de tensão CA do MMC retificador
$k_{p,v3}$	ganho proporcional do controlador de tensão CA do MMC retificador
$k_{i,v3}$	ganho integral do controlador de tensão CA do MMC retificador
$\xi_{v3}$	fator de amortecimento do controlador de tensão CA do MMC retificador
$\omega_{n,v3}$	frequência natural não amortecida do controlador de tensão CA do MMC retificador
$U_{v4,dq}$	variáveis de controle do controlador de tensão CA do MMC inversor
$k_{p,v4}$	ganho proporcional do controlador de tensão CA do MMC inversor
$k_{i,v4}$	ganho integral do controlador de tensão CA do MMC inversor
$\xi_{v4}$	fator de amortecimento do controlador de tensão CA do MMC inversor
$\omega_{n,v4}$	frequência natural não amortecida do controlador de tensão CA do MMC inversor
$U_{v5,dq}$	variáveis de controle do controlador de tensão CC do MMC retificador
$k_{p,v5}$	ganho proporcional do controlador de tensão CC do MMC retificador
$k_{i,v5}$	ganho integral do controlador de tensão CC do MMC retificador

$k_{W,v5}$	ganho anti windup do controlador de tensão CC do MMC retificador
$\xi_{v5}$	fator de amortecimento do controlador de tensão CC do MMC retificador
$\omega_{n,v5}$	frequência natural não amortecida do controlador de tensão CC do MMC retificador
$k_{p,\beta}$	ganho proporcional do controlador do ângulo de <i>pitch</i>
$k_{i,\beta}$	ganho integral do controlador do ângulo de <i>pitch</i>
$V_{cc}$	tensão do barramento CC do conversor <i>back-to-back</i>
$V_{cc,i}$	tensão do barramento CC do MMC inversor
$V_{cc,r}$	tensão do barramento CC do MMC retificador
$v_{o,k}$	tensões do lado de baixa do transformador da unidade de geração
$v_{s,k}$	tensões terminais do PMSG
$v_{f,k}$	tensões terminais do GSC
$v_w$	velocidade do vento
$v_{g,k}$	tensões terminais do MSC
$v_{c,k}$	tensões do barramento CA da SE offshore
$v_{pac,k}$	tensões do PAC
$v_{i,k}$	tensões terminais do MMC inversor
$v_{r,k}$	tensões terminais do MMC retificador
$v_{sup,k}$	tensões dos braços superiores do MMC
$v_{inf,k}$	tensões dos braços inferiores do MMC
$v_{im,dq}$	tensões de desbalanço
$\theta$	ângulo utilizado para a transformada de Park
$\lambda$	relação de velocidade de ponta (do inglês, <i>tip speed ratio</i> )
$\lambda_{opt}$	relação de velocidade de ponta ótima
$\lambda_g$	fluxo produzido pelos ímãs permanentes do PMSG
$\omega_b$	velocidade angular base do PMSG
$\omega_T$	velocidade mecânica angular no eixo da turbina eólica
$\omega_g$	velocidade mecânica angular do rotor do PMSG
$\omega_{g,pu}$	velocidade mecânica angular normalizada do rotor do PMSG
$\omega_f$	frequência das variáveis nos terminais do GSC
$\omega_i$	frequência das variáveis nos terminais do MMC inversor
$\omega_r$	frequência das variáveis nos terminais do MMC retificador
$\theta_g$	ângulo do rotor do PMSG
$\theta_f$	ângulo das tensões no primário da unidade WECS
$\theta_i$	ângulo das tensões do PAC
$\theta_r$	ângulo das tensões do barramento CA na SE <i>offshore</i>

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>20</b>
1.1	SISTEMA DE TRANSMISSÃO PARA INTEGRAÇÃO DE PARQUES EÓLICOS . . . . .	22
1.2	MOTIVAÇÃO . . . . .	24
1.3	OBJETIVOS . . . . .	26
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO . . . . .	27
<b>2</b>	<b>MODELAGEM E CONTROLE DA UNIDADE DE CONVER- SÃO DE ENERGIA EÓLICA . . . . .</b>	<b>28</b>
2.1	UNIDADES DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA . . . . .	28
2.2	TURBINA EÓLICA . . . . .	29
2.2.1	<b>Controle do passo das pás . . . . .</b>	<b>31</b>
2.3	GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES . . . . .	31
2.4	CONVERSOR MSC . . . . .	33
2.4.1	<b>Controle das correntes do MSC . . . . .</b>	<b>35</b>
2.4.2	<b>Seguidor do ponto de máxima potência . . . . .</b>	<b>37</b>
2.5	CONVERSOR GSC . . . . .	37
2.5.1	<b>Controle das correntes do GSC . . . . .</b>	<b>39</b>
2.5.2	<b>Controle de tensão do barramento CC . . . . .</b>	<b>39</b>
2.6	CONCLUSÕES PARCIAIS . . . . .	41
<b>3</b>	<b>MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA HVDC NO MODO CONECTADO À REDE ELÉTRICA . . . . .</b>	<b>43</b>
3.1	O SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA . . . . .	43
3.2	CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR . . . . .	44
3.2.1	<b>Estratégia de disparo dos interruptores . . . . .</b>	<b>45</b>
3.2.2	<b>Algoritmo de equalização das tensões CC dos submódulos . . . . .</b>	<b>45</b>
3.2.3	<b>Supressão de correntes circulantes . . . . .</b>	<b>46</b>
3.3	CONTROLE DO MMC-INVERSOR . . . . .	46
3.3.1	<b>Conexão do MMC inversor com a rede CA . . . . .</b>	<b>46</b>
3.3.2	<b>Controle das correntes trifásicas do inversor . . . . .</b>	<b>48</b>
3.3.3	<b>Controle da tensão do barramento CC do inversor . . . . .</b>	<b>50</b>
3.3.4	<b>Supressão das correntes circulantes . . . . .</b>	<b>52</b>
3.4	CONTROLE DO MMC-RETIFICADOR . . . . .	55
3.4.1	<b>Conexão do MMC à rede coletora . . . . .</b>	<b>56</b>
3.4.2	<b>Controle das correntes trifásicas do retificador . . . . .</b>	<b>57</b>
3.4.3	<b>Controle da tensão do barramento CAc . . . . .</b>	<b>58</b>
3.5	CONCLUSÕES PARCIAIS . . . . .	60

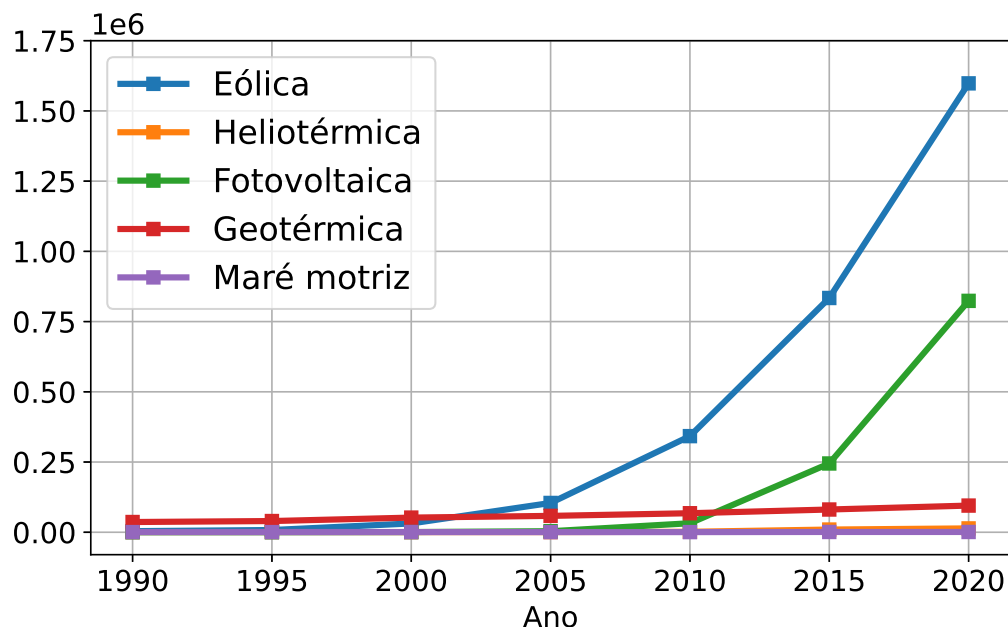
<b>4</b>	<b>CONTROLE DOS SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICO E DA TRANSMISSÃO HVDC NO MODO DESCONECTADO DA REDE ELÉTRICA . . . . .</b>	<b>61</b>
4.1	CONTROLE DO MMC INVERSOR . . . . .	61
4.1.1	Modelo dinâmico das tensões do PAC . . . . .	62
4.1.2	Controle das tensões do PAC . . . . .	63
4.2	CONTROLE DO PMSG . . . . .	65
4.2.1	Controle de tensão do link HVDC . . . . .	65
4.3	CONCLUSÕES PARCIAIS . . . . .	67
<b>5</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DIGITAIS . . . . .</b>	<b>69</b>
5.1	UNIDADE WECS EQUIVALENTE . . . . .	69
5.2	CASO 1: MUDANÇA NO MODO DE OPERAÇÃO . . . . .	72
5.3	CASO 2: VARIAÇÃO DA VELOCIDADE DO VENTO . . . . .	75
5.4	CASO 3: VARIAÇÃO DA CARGA . . . . .	79
5.5	CONCLUSÕES PARCIAIS . . . . .	81
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>86</b>
6.1	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS . . . . .	87
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>88</b>
	<b>APÊNDICE A – TRANSFORMADA DE PARK . . . . .</b>	<b>92</b>
	<b>APÊNDICE B – VSC TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA</b>	<b>93</b>
	<b>APÊNDICE C – MODELO MÉDIO DO MMC . . . . .</b>	<b>95</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, as preocupações ambientais relacionadas com a emissão de gases de efeito estufa e o esgotamento das reservas de combustíveis fósseis têm sido responsáveis pelo crescente interesse em fontes de energia renováveis em diversos países no mundo (YARAMASU *et al.*, 2015). Neste contexto, o uso de novos materiais para a construção de turbinas eólicas de grande capacidade, a utilização de novos conversores eletrônicos de potência e de técnicas de controle sofisticadas têm garantido uma posição de destaque para os sistemas de geração eólicos (WU *et al.*, 2011).

Na Figura 1, pode-se observar o crescimento exponencial da energia eólica, no cenário mundial, dentre todas as fontes renováveis não hidráulicas. Em 2021 foram gerados 1870TWh, o que representa aproximadamente a mesma quantidade de energia produzida pelas demais fontes combinadas. Ainda em 2021, a quantidade de eletricidade produzida através do vento teve um aumento de quase 273TWh. Dentro deste cenário, a China foi responsável por 70 % desse crescimento, seguida pelos Estados Unidos com 14 %, estando o Brasil com aproximadamente 7 % desse montante. Quanto à potência instalada, em 2021 atingiu-se a marca de 837GW com um aumento de 93,6 GW em relação ao ano anterior (IEA, 2022).

Figura 1 – Geração de eletricidade por fontes renováveis (não hidráulicas)



Fonte: Adaptado de (IEA, 2022)

Os sistemas de conversão de energia eólica (do inglês, *Wind Energy Conversion System*) (WECSs) modernos podem ser instalados tanto em terra (*onshore*) como nas plataformas continentais (*offshore*). As instalações *onshore* são consideradas hoje uma tecnologia consolidada, presente em 115 países e representando 93% da potência instalada

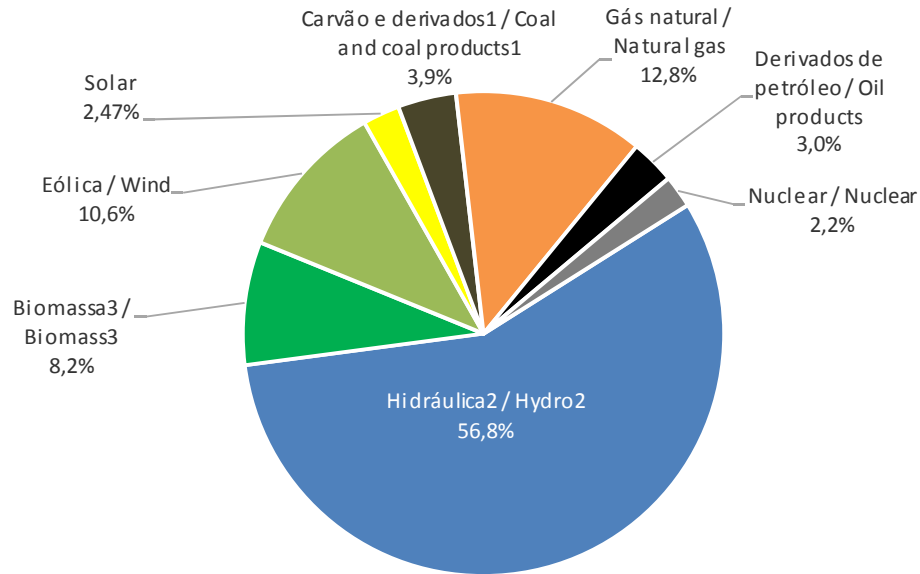
ao redor no mundo. Atualmente, o principal foco de inovação desses sistemas é o aumento da produtividade das instalações, especialmente em áreas com baixas velocidades de vento, através do desenvolvimento de turbinas com hastes maiores e torres mais altas. No entanto, a altura máxima das turbinas é limitada por questões ambientais e a logística de transporte das partes das turbinas eólicas (do inglês, *Wind Turbines*) (WTs).

Por outro lado, as instalações *offshore* tem se tornado cada vez mais atrativas. Neste caso, não existem restrições quanto ao tamanho das turbinas devido à disponibilidade de grandes áreas a serem ocupadas e a facilidade do transporte por via marítima até os sítios das instalações. Adicionalmente, em alto mar, os ventos apresentam perfis de velocidades mais constantes (ANAYA-LARA *et al.*, 2014). Assim sendo, o principal foco de inovação dentro deste setor tem sido o projeto de turbinas cada vez maiores. Em paralelo, o desenvolvimento de turbinas eólicas flutuantes, com preços mais competitivos, tem se acelerado. O desenvolvimento dessa tecnologia pode abrir um vasto potencial de crescimento para instalações *offshore* em países como Japão, Coreia e Portugal, os quais as águas de grande profundidade não permitem a instalação de torres de turbinas fixas, ancoradas na plataforma continental.

Dentro da matriz energética nacional, apresentada na Figura 2, a geração eólica também tem ocupado uma posição de destaque, sendo a terceira principal fonte de energia elétrica no país e a segunda entre as renováveis. A produção de eletricidade a partir dos ventos alcançou 72,3 TWh em 2021, como apresentado na Figura 3, equivalente a um aumento de 26,7% em relação ao ano anterior. Na última década, o crescimento foi superior a 1300%. Segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o parque eólico nacional atingiu 20771 MW. Na expansão da capacidade instalada, as centrais eólicas contribuíram com 3640 MW, o equivalente a 53% do total adicionado (EPE, 2022).

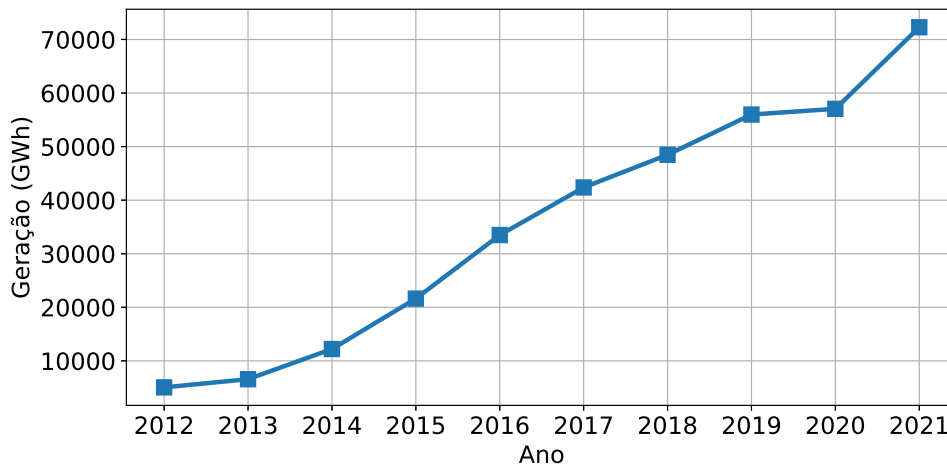
Sendo um dos principais países no ranking global de capacidade instalada *onshore*, o Brasil é visto com potência emergente no mercado de energia *offshore* (VINHOZA; SCHAEFFER, 2021), (AZEVEDO *et al.*, 2020). Atualmente, o país não tem plantas de geração *offshore* instaladas, no entanto seis projetos estão sendo avaliados, e se aprovados, adicionarão quase 10GW à capacidade eólica já instalada no país. A grande extensão do litoral e os abundantes recursos eólicos, principalmente na região Nordeste, tornam o país adequado para este tipo de geração (EPE, 2020). Além disso, a superfície do mar apresenta rugosidade superficial muito baixa, quase zero, o que reduz a turbulência, e portanto, torna-se um ambiente mais favorável para o uso da energia eólica. Tal fato se traduz em uma maior disponibilidade de energia a ser convertida por uma determinada turbina (TAVARES *et al.*, 2020). Além do mais, existe um interesse crescente no desenvolvimento do setor nas regiões Sul e Sudeste do país (GOMES *et al.*, 2019; TAVARES *et al.*, 2020).

Figura 2 – Participação das fontes de energia primária na matriz elétrica brasileira.



Fonte: Adaptado de (EPE, 2022).

Figura 3 – Evolução da geração de energia eólica no Brasil.



Fonte: Adaptado de (IEA, 2022).

### 1.1 SISTEMA DE TRANSMISSÃO PARA INTEGRAÇÃO DE PARQUES EÓLICOS

Os sistemas de transmissão em corrente alternada em alta tensão (do inglês, *High Voltage Alternating Current*) (HVAC) são os mais utilizados para a integração de fazendas eólicas *offshore* atualmente. No entanto, sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current*) (HVDC) baseados em diferentes topologias de conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converters*) (VSCs) tem sido propostos e investigados recentemente devido ao desenvolvimento de interruptores auto-comutados com capacidade de comutar altas correntes e bloquear tensões elevadas (ANDERSEN *et al.*, 2009),(PAN; CHANG; CHEN, 2006). Os sistemas VSC-HVDC apresentam uma maior flexibilidade em relação aos sistemas HVDC tradicionais, baseado

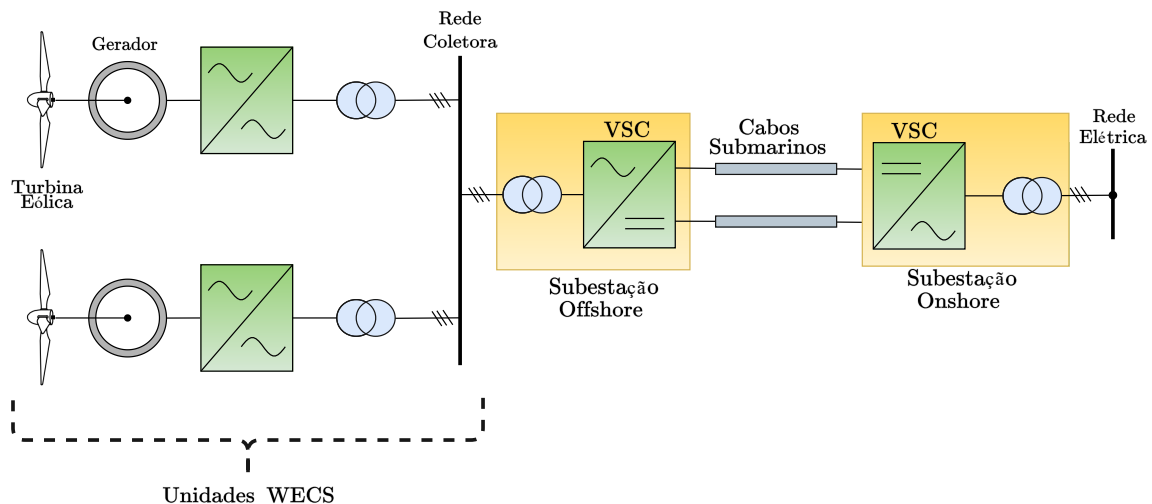


em conversores comutados pela linha (do inglês, *Line Comutated Converters*) (LCCs), sendo uma alternativa atrativa para integração de fontes renováveis de energia.

Entre as características que tornam a tecnologia VSC-HVDC competitiva estão o controle independente de potência ativa e reativa, a geração de baixo conteúdo harmônico, a ausência de falhas de comutação, a capacidade de *black-start*, a possibilidade de suporte de potência reativa e a síntese de inércia virtual para a rede elétrica, ajudando na recuperação de falhas (KOROMPILI; WU; ZHAO, 2016). Além disso, tais sistemas apresentam perdas menores em longas distâncias de transmissão, permitindo o fluxo de grandes quantidades de energia com perdas mínimas.

A estrutura do sistema VSC-HVDC é apresentada na Figura 4. Cada unidade WECS utiliza um conversor CA-CC-CA para condicionar a energia gerada em **LVCA!** (**LVCA!**). Um transformador elevador é alocado dentro da torre de sustentação da nacela. As unidades são conectadas em paralelo à rede coletora por cabos que levam energia em corrente alternada em média tensão (do inglês, *Medium Voltage Alternating Current*) (MVAC) até uma subestação *offshore* onde a tensão é elevada para níveis de transmissão. Além do transformador, a subestação *offshore* contém um VSC que converte as tensões e correntes corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC). A energia é transmitida por cabos submarinos até a subestação *onshore*, onde um segundo VSC e um transformador ajustam os níveis da tensão CA invertida aos níveis da rede elétrica.

Figura 4 – Diagrama ilustrativo do sistema VSC-HVDC



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Neste trabalho, ambos os VSC da Figura 4 são conversores multiníveis modulares (do inglês, *Modular Multilevel Converters*) (MMCs) (LESNICAR; MARQUARDT, 2003). O MMC é uma topologia indicada para aplicações em alta tensão como sistemas HVDC e sistemas de transmissão CA flexíveis (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems*) (FACTS) (ABILDGAARD; MOLINAS, 2012).

Além de dividir a tensão do barramento CC entre vários submódulos (do inglês, *Submodules*) (SMs) conectados em série, o MMC apresenta a vantagem de sintetizar tensões com múltiplos níveis e baixas perdas por chaveamento (AKAGI, 2011). Essas características permitem que o conversor seja conectado diretamente à rede sem a necessidade de transformadores complexos (ABILDGAARD; MOLINAS, 2012). Além disso, as tensões terminais apresentam reduzido conteúdo harmônico, não necessitando de filtros de ordem elevada em seus terminais (MALINOWSKI *et al.*, 2010).

Essas características tem encorajado o uso do MMC no acionamento de motores de média tensão (DU *et al.*, 2018), na integração de grandes plantas solares e eólicas (SHARIFABADI *et al.*, 2016), para operação como filtros ativos de potência (GHETTI *et al.*, 2012) e compensadores estáticos de potência (ORCAJO *et al.*, 2020; DUARTE *et al.*, 2019).

Os conversores eletrônicos utilizados na integração de projetos eólicos podem ser controlados de dois modos distintos. O modo mais popular é como conversor seguidor de rede (do inglês, *Grid Following Converter*) (GFL), onde o objetivo principal do controle é seguir de forma rápida e precisa os sinais de referência das potências ativa e reativa fornecidos. Geralmente, o conversor controla a potência entregue regulando a corrente sintetizada em seus terminais, sendo sua operação aproximada por uma fonte de corrente controlada conectada em paralelo com uma impedância elevada. Este modo de controle é fortemente depende da tensão e frequência da rede elétrica, de forma que mesmo que hajam variações na tensão e frequência do ponto de acoplamento comum (PAC), o GFL mantém as potências entregues à rede (ROCABERT *et al.*, 2012).

O segundo modo de controle é como conversor formador de rede (do inglês, *Grid Forming Converter*) (GFM). Esta estratégia de controle foi desenvolvida com objetivo de melhorar a estabilidade de sistemas de potência, principalmente no caso de redes fracas com alta penetração de fontes renováveis. Neste caso, o controle tem o objetivo de estabelecer no PAC a tensão e frequência fornecidas a ele como referência. Por sua vez, seu comportamento é aproximado por uma fonte de tensão em série com uma baixa impedância na frequência fundamental.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

Apesar do papel fundamental da energia eólica na transição energética atual, a crescente penetração de fontes eólicas nos sistemas elétricos ao redor do mundo vem acompanhada por diversos desafios quanto a operação dos sistemas de potência atuais.

Um dos problemas associados a este tipo de geração está relacionado com a inércia total do sistema. Com a maior penetração de fontes eólicas, a inércia global é reduzida, impactando na estabilidade e confiabilidade dos sistemas elétricos. Sendo assim, desbalanços instantâneos entre potência produzida e consumida acarretam em oscilações

transitórias mais severas e, conseqüentemente, maiores e mais rápidas variações de tensão e frequência (LIU *et al.*, 2012). Além disso, o comportamento estocástico do vento agrava este problema ao provocar variações constantes na potência gerada (TANG *et al.*, 2017).

O suporte de tensão e frequência é um tema bastante explorado na literatura. O uso de sistemas de armazenamento de energia (do inglês, *Energy Storage Systems*) (ESS) operando em conjunto com fontes renováveis é investigado em (ZHAO *et al.*, 2015). Em (TANG *et al.*, 2017) os ESS são utilizados para controle primário de frequência. Em (MATEVOSYAN *et al.*, 2019) e (ROSSO *et al.*, 2021) discute-se sobre o controle de GFM para garantir a operação estável da rede com alta penetração de renováveis. (GAO; PREECE, 2017) propõe a utilização de inércia sintética para melhorar a estabilidade de frequência em sistemas de baixa inércia. (TAUL *et al.*, 2021) discute o controle de GFL para melhorar a estabilidade transitória de redes fracas.

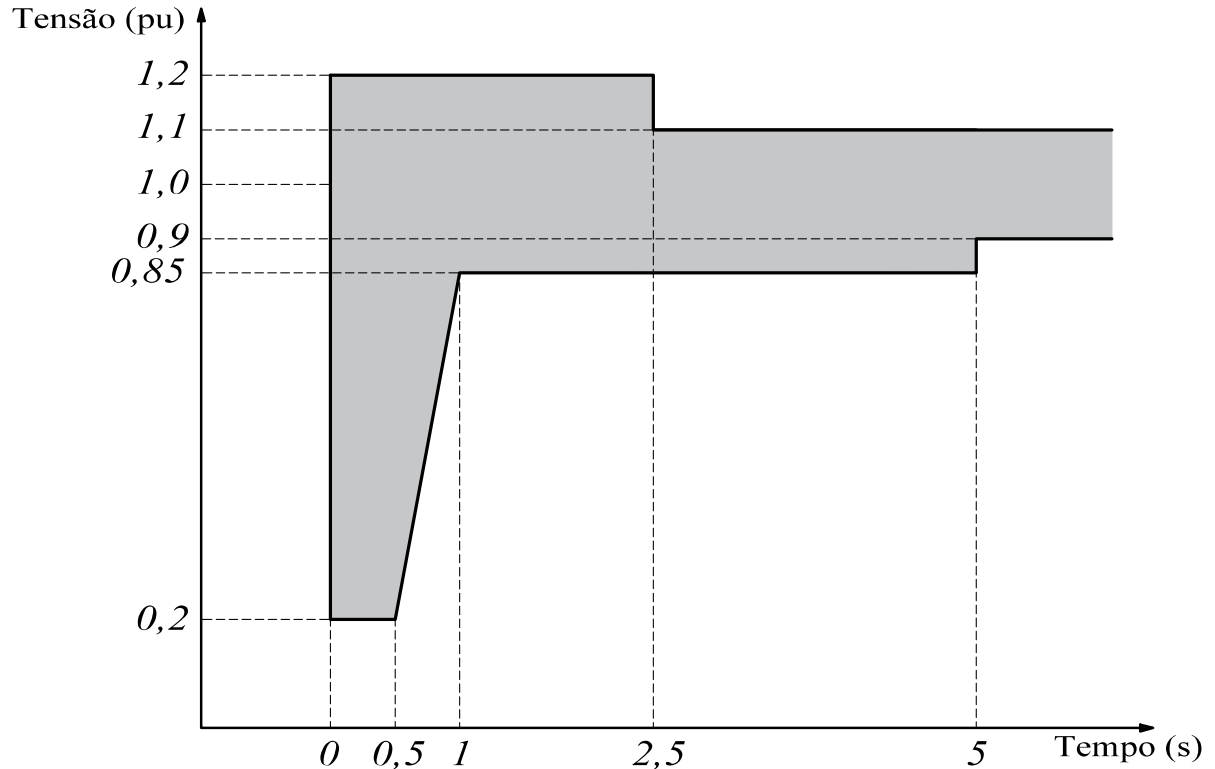
No entanto, outro problema relevante quanto instabilidades e redução na confiabilidade dos sistemas elétricos, está relacionado com a desconexão de sistemas eólicos. O submódulo 3.6 dos procedimentos de rede do Operador Nacional do Sistema (ONS) estabelece os parâmetros necessários para a desconexão de sistemas de geração eólica. Caso hajam variações nas tensões do PAC, a central eólica deve continuar operando sem desconexão se as tensões nos terminais dos inversores permanecerem no interior da região indicada na Figura 5 (ONS, 2019). Caso os limites estabelecidos sejam extrapolados, devido ao valor da tensão ou pelo tempo máximo permitido, o sistema deve ser desconectado da rede.

Todos os trabalhos citados anteriormente não consideram a desconexão dos sistemas eólicos da rede. Etxegarai *et al.* (2012) discutem as principais características de sistemas elétricos isolados e problemas associados à integração de fontes renováveis. Adicionalmente eles analisam os impactos de sistemas eólicos sobre a estabilidade do sistema elétrico. Contudo, não são apresentadas técnicas de controle aplicáveis ao sistema de geração. Em (GOLKHANDAN *et al.*, 2020) os autores propõem uma estratégia de controle para turbinas eólicas, com o objetivo de controlar a frequência em sistemas isolados. A operação ilhada de uma microrrede com diversas turbinas eólicas e ESS é apresentado em (KAMAL; CHOWDHURY, 2021). Todavia, em ambos os casos não discutiu-se a respeito de nenhum tipo sistema de transmissão.

Nesse sentido, este trabalho tem como objetivo propor uma estratégia de controle coordenado do sistema de transmissão MMC-HVDC, visando a transição entre a operação conectada (*on-grid*) e desconectada (*off-grid*) do sistema eólico de geração. No caso da operação *off-grid*, o sistema tem como principal objetivo o fornecimento de potência para uma carga local.

Durante operação *on-grid* o MMC inversor opera como GFL, regulando a tensão do link HVDC. Enquanto isso, as unidades de geração são controladas através da estratégia

Figura 5 – Limites de variação de tensão do PAC para desconexão do sistema eólico



Fonte: Adaptado de (ONS, 2019).

de seguidor do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT), maximizando a potência extraída das turbinas eólicas.

Por outro lado, no caso de desconexão da rede, o MMC inversor passa a atuar como GFM, regulando a tensão CA do PAC e mantendo o fornecimento de potência para a carga. Durante esse modo de operação o gerador eólico deixa de rastrear a máxima potência das turbinas e passa a controlar a tensão CC do link HVDC. Assim evita-se a injeção excessiva de potência no sistema de transmissão. Para evitar que a rotação da WT cresça indefinidamente, já que a potência elétrica será menor que a potência mecânica no eixo da turbina, o controle do ângulo de *pitch* é habilitado.

Independentemente do modo de operação, o MMC retificador irá operar sempre no modo GFM, impondo a tensão e a frequência na rede coletora *offshore* onde as unidades de geração estão conectadas.

### 1.3 OBJETIVOS

Visando atingir o objetivo principal deste trabalho, os seguintes tópicos serão tratados:

1. Modelar matematicamente os elementos que compõem o sistema de transmissão

HVDC e as unidades de geração WECS;

2. Projetar os controladores dos VSC visando a operação estável de todo o sistema no modo conectado (*on-grid*);
3. Projetar os controladores dos VSC visando a transição e operação estável no modo desconectado (*off-grid*);
4. Modelar e simular a topologia do sistema estudado no programa de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC a fim de validar as estratégias de controle propostas e verificar o comportamento do sistema frente à desconexão da rede elétrica.

#### 1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Além da Introdução, esta dissertação contém mais cinco capítulos organizados da seguinte forma:

- No Capítulo 2 serão detalhados os elementos da unidade WECS e as técnicas de controle adotadas para sua operação no modo *on-grid*.
- No Capítulo 3 serão detalhados os componentes do sistema de transmissão HVDC e as técnicas de controle adotadas para sua operação no modo conectado (*on-grid*) à rede elétrica. Será apresentado o modelo do MMC e discutidas questões pertinentes para sua operação. Serão projetadas as malhas de controle das variáveis externas de ambos os MMC. Além disso, a estratégia utilizada para controle da correntes circulantes dos conversores será apresentada.
- O Capítulo 4 tem como objetivo projetar duas malhas de controle adicionais, visando a operação desconectada (*off-grid*) do sistema de transmissão HVDC.
- No Capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação utilizados para verificar o funcionamento das estratégias de controle propostas, bem como a operação do sistema de transmissão nos modos conectado (*on-grid*) e desconectado (*off-grid*).
- No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho e as propostas de trabalho futuro.

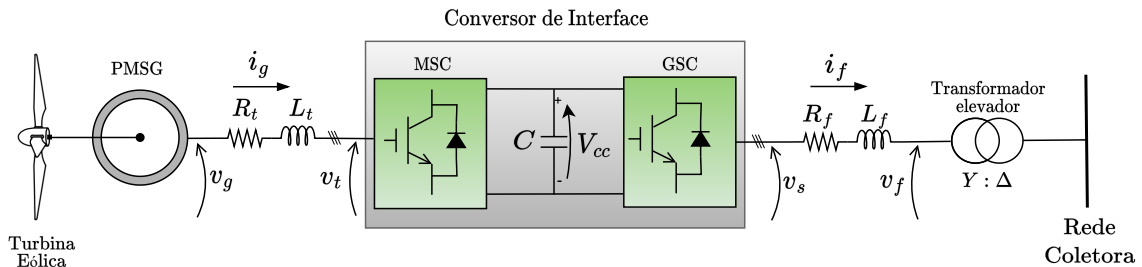
## 2 MODELAGEM E CONTROLE DA UNIDADE DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

Neste capítulo será feita uma descrição sucinta das partes da unidade WECS baseados em gerador síncrono de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator*) (PMSG), dos seus modelos matemáticos e das técnicas de controle adotadas quando o sistema de transmissão HVDC opera no modo *on-grid*. Adicionalmente serão apresentadas as metodologias baseadas em funções de transferência usadas para projetar os controladores dos conversores eletrônicos e da turbina eólica.

### 2.1 UNIDADES DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

Na Figura 6 está ilustrado o diagrama esquemático da unidade WECS. Ela é composta por um PMSG acoplado mecanicamente a uma WT, um conversor de interface, e um transformador que ajusta a tensão do sistema de geração à da rede coletora. Os enrolamentos desse transformador são conectados em Y do lado do WECS, para utilizar o ponto de neutro como referência para medição das tensões, enquanto os enrolamentos do outro lado são conectados em  $\Delta$ , evitando a circulação de correntes de sequência zero pela rede coletora.

Figura 6 – Diagrama Esquemático do Sistema de Conversão de Energia Eólica



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os conversores eletrônicos são fundamentais para processar e condicionar a eletricidade gerada pelo PMSG, pois a amplitude e frequência das tensões terminais dependem da velocidade de rotação da turbina, que por sua vez depende da velocidade do vento. O circuito de interface adotado neste trabalho é formado por dois VSCs trifásicos em ponte completa, conectados numa configuração *back-to-back* pelos seus terminais CC. O conversor do lado da máquina (do inglês, *Machine Side Converter*) (MSC) atua como retificador drenando correntes senoidais do PMSG para controlar a potência elétrica extraída da turbina. Do outro lado, nos terminais de saída, o conversor do lado da rede (do inglês, *Grid Side Converter*) (GSC) mantém a tensão do barramento CC regulada, sintetizando correntes em seus terminais CA com amplitude, fase e frequência controladas.

## 2.2 TURBINA EÓLICA

A potência disponível no vento pode ser modelada matematicamente por:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A_T v_w^3, \quad (2.1)$$

onde  $\rho$  é a densidade do ar em  $\text{kg/m}^3$ ,  $v_w$  a velocidade do vento em  $\text{m/s}$  e  $A_T = \pi r_T^2$  é a área de varredura das pás da turbina em  $\text{m}^2$ , sendo  $r_T$  é o raio da turbina em  $\text{m}$ .

A potência mecânica convertida pela turbina é calculada por (WU *et al.*, 2011):

$$P_T = C_p(\beta, \lambda) \left( \frac{1}{2} \rho A_T v_w^3 \right). \quad (2.2)$$

onde  $C_p(\beta, \lambda)$  é denominado coeficiente de potência da turbina e indica a quantidade de potência disponível no vento convertida em potência mecânica no eixo da turbina. De acordo com (CARRILLO *et al.*, 2013), os valores típicos de  $C_p(\beta, \lambda)$  estão entre de 0,33 a 0,57.

O ângulo de ataque  $\beta$  é definido como o ângulo entre a direção da velocidade do vento e a linha de cabo (*cord line*) da lâmina da pá. Seu valor pode ser ajustado através de um mecanismo que rotaciona as pás sobre seu eixo longitudinal. Esse controle mecânico do passo das pás protege o sistema contra sobre velocidades, limitando a máxima potência extraída da turbina (WU *et al.*, 2011). Já  $\lambda$  é a razão da velocidade de ponta (do inglês, *Tip Speed Ratio*) (TSR) definida como:

$$\lambda = \frac{\omega_T r_T}{v_w}, \quad (2.3)$$

onde  $\omega_T$  é a velocidade mecânica angular no eixo da turbina eólica.

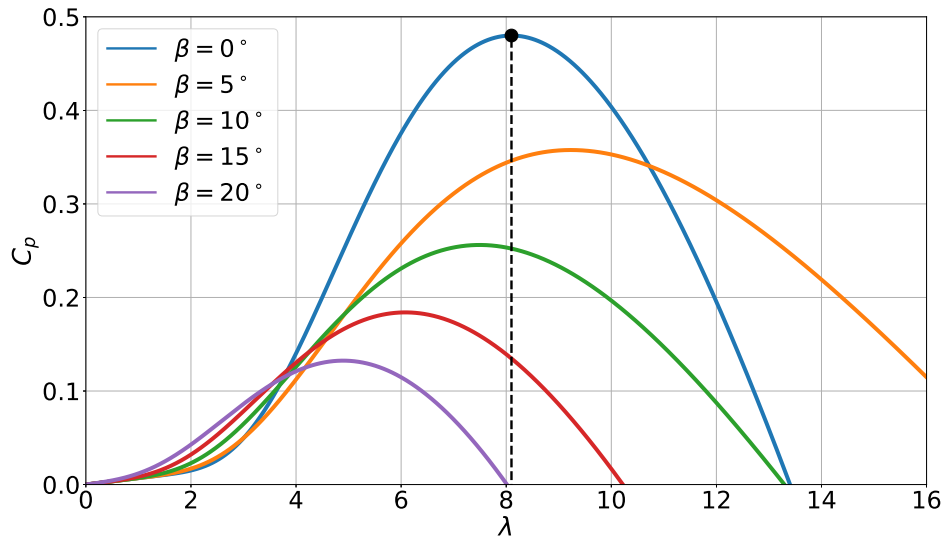
O valor de  $C_p(\beta, \lambda)$  utilizado neste trabalho é calculado como se segue (XIA; AHMED; WILLIAMS, 2012):

$$\begin{cases} C_p(\beta, \lambda) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-(c_5/\lambda_i)} + c_6 \lambda, \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}, \end{cases} \quad (2.4)$$

sendo  $c_1 = 0,5176$ ,  $c_2 = 116$ ,  $c_3 = 0,4$ ,  $c_4 = 5$ ,  $c_5 = 21$  e  $c_6 = 0,0068$ . Destaca-se que tais constantes são dependentes do tipo de turbina eólica, podendo ser alteradas de acordo com o modelo adotado.

A Figura 7 mostra o comportamento de  $C_p(\beta, \lambda)$  em função do TSR para diferentes valores de  $\beta$ . Pode-se observar que o valor máximo do coeficiente de potência da turbina ( $C_{p,max}$ ) é obtido para  $\beta = 0^\circ$ . Para  $\lambda > \lambda_{opt}$ , o valor de  $C_p$  diminui e, conseqüentemente, é reduzida a quantidade de potência extraída pela turbina. Portanto, quando se deseja extrair a máxima potência do vento, o ângulo de passo é mantido nulo.

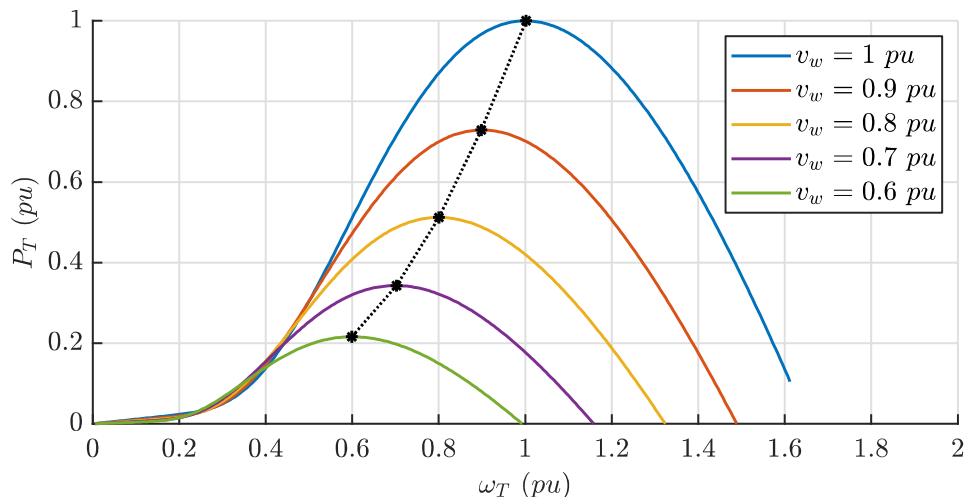
Figura 7 – Comportamento do coeficiente de potência em função de  $\lambda$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 8 ilustra o comportamento da potência da turbina em função da sua rotação para diferentes valores de vento e  $\beta = 0$ . Pode-se observar que a potência da turbina será extremamente baixa quando sua rotação é baixa. No entanto, o valor de  $P_T$  cresce a medida que a rotação do seu eixo aumenta, atingindo o valor máximo no ponto onde  $C_p(\beta, \lambda)$  é máximo. Este pico ocorre exatamente na velocidade  $\omega_T$  correspondente ao  $\lambda_{opt}$ . Adicionalmente o valor de  $\omega_T$  no ponto da máxima potência aumenta com o aumento da velocidade do vento. Este comportamento ocorre pois, o valor de  $\lambda_{opt}$  é fixo para valores constantes de  $\beta$ . Sendo assim, com o aumento da velocidade do vento deve-se aumentar a rotação para de manter a relação (2.3) no valor  $\lambda_{opt}$ , e assim extrair a máxima potência da turbina.

Figura 8 – Comportamento da potência mecânica em função da velocidade rotação da turbina.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).



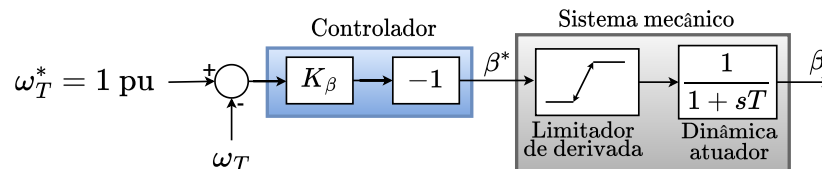
### 2.2.1 Controle do passo das pás

O sistema de mecânico responsável pela rotação das pás da turbina é formado por um servomotor. A dinâmica desse atuador pode ser modelada por um sistema linear de primeira ordem com um limitador da taxa de variação do ângulo e uma saturação de amplitude. Considerou-se a taxa máxima de variação igual a  $10^\circ/\text{s}$  entre  $0^\circ$  e  $20^\circ$  (SILVA, 2020).

O controle do ângulo é feito através da comparação da rotação da turbina  $\omega_T$ <sup>1</sup> com a rotação de referência, estabelecido em 1 pu. O erro é processado por um controlador proporcional-integral (PI), resultando no ângulo  $\beta^*$  utilizado como valor de referência a ser estabelecido pelo sistema mecânico. O ganho proporcional ( $k_{p,\beta}$ ) e integral ( $k_{i,\beta}$ ) do controlador foram obtidos empiricamente.

O bloco com ganho (-1) é necessário pois valores negativos de erro (*i.e.*  $\omega_T > 1$  pu) requerem um sinal positivo de referência para o sistema de controle de passo (*pitch*). A Figura 9 mostra o diagrama de blocos do controlador e do sistema mecânico com a dinâmica do sistema de passo.

Figura 9 – Diagrama de blocos usado na modelagem do sistema mecânico de controle de passo das pás.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A variação do valor de  $\beta$  é comumente utilizada quando se deseja limitar a potência máxima extraída do vento nos casos que a velocidade da turbina ultrapasse seu valor nominal (WU *et al.*, 2011), (ANAYA-LARA *et al.*, 2014). No entanto, neste trabalho é proposta uma nova motivação para variação do ângulo  $\beta$ . Nesse caso, ela foi utilizada visando reduzir a potência extraída pela turbina para controlar a velocidade do PMSG quando o sistema VSC-HVDC opera no modo *off-grid*.

## 2.3 GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

As equações diferenciais, no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame*) (SRF) (Apêndice A), que descrevem o comportamento dinâmico das correntes saindo pelos terminais do PMSG são escritas como se segue (WU *et al.*,

<sup>1</sup> O controle de passo pode ser implementado usando a rotação do eixo gerador. Contudo é necessário multiplicar  $\omega_T$  pela relação da caixa de engrenagens.

2011):

$$\begin{cases} v_{gd} = -R_g i_{gd} + \omega_g L_{gq} i_{gq} - L_{gd} \frac{di_{gd}}{dt}, \\ v_{gq} = -R_g i_{gq} + \omega_g \lambda_g - \omega_g L_{gd} i_{gd} - L_{gq} \frac{di_{gq}}{dt}, \end{cases} \quad (2.5)$$

em que  $L_{gd}$  e  $L_{gq}$  são, respectivamente, as indutâncias de eixo direto e em quadratura do estator,  $R_g$  é a resistência do enrolamento do estator,  $v_{gd}$  e  $v_{gq}$  são, respectivamente, as tensões terminais de eixo direto e quadratura,  $i_{gd}$  e  $i_{gq}$  são, respectivamente, as correntes do estator nas coordenadas  $d$  e  $q$ ,  $\lambda_g$  é o fluxo produzido pelos ímãs permanentes e  $\omega_g$  é a velocidade angular do rotor.

A equação referente a sequência zero foi omitida em (2.5) pois o gerador foi considerado com três fios somente. Diferente das máquinas síncronas de polos salientes e rotores bobinados, em que  $L_{gd} > L_{gq}$ , nas máquinas síncronas de ímãs permanentes  $L_{gd} < L_{gq}$ .

Aplicando a transformada de Laplace em (2.5) pode-se escrever as seguintes relações no domínio da frequência complexa:

$$\begin{cases} V_{gd}(s) = -I_{gd}(s)(sL_{gd} + R_g) + \omega_g L_{gq} I_{gq}(s) \\ V_{gq}(s) = -I_{gq}(s)(sL_{gq} + R_g) - \omega_g L_{gd} I_{gd}(s) + \omega_g \lambda_g, \end{cases} \quad (2.6)$$

Isolando as correntes de eixo direto e quadratura em (2.6) tem-se:

$$\begin{cases} I_{gd}(s) = \frac{1}{sL_{gd} + R_g} (V_{gd}(s) + \omega_g L_{gq} I_{gq}(s)), \\ I_{gq}(s) = \frac{1}{sL_{gq} + R_g} (V_{gq}(s) - \omega_g L_{gd} I_{gd}(s) + \omega_g \lambda_g). \end{cases} \quad (2.7)$$

O torque eletromagnético produzido pela máquina é dado por (KRAUSE *et al.*, 2002):

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) P [\lambda_g i_{gq} + (L_{gd} - L_{gq}) i_{gq} i_{gd}], \quad (2.8)$$

onde  $P$  é número de pares de polos da máquina.

A expressão (2.8) explicita a relação direta entre o torque produzido pela máquina e as correntes de eixo direto e em quadratura do estator. Por tratar-se de uma máquina de ímãs permanentes, o fluxo  $\lambda_g$  tem um valor constante. Pode-se então dizer que, controlando as correntes  $i_{gq}$  e  $i_{gd}$  controla-se o conjugado eletromagnético  $T_e$  induzido no eixo do gerador e, conseqüentemente, a potência fornecida pelo mesmo. Tal relação será explorada mais adiante com objetivo de maximizar a potência extraída da turbina eólica.

A equação de balanço mecânico da máquina, desconsiderando perdas por atrito e ventilação, é:

$$J \frac{d\omega_g}{dt} = P(T_e - T_m), \quad (2.9)$$

onde  $J$  é o momento de inércia equivalente do conjunto turbina-gerador em  $\text{kg m}^2$  e  $T_m$  é o conjugado mecânico imposto pela turbina no eixo do gerador em N m.

Normalizando (2.9) em relação aos valores base, chega-se na equação equivalente em pu:

$$2H \frac{d\omega_{g,pu}}{dt} = T_{e,pu} - T_{m,pu}, \quad (2.10)$$

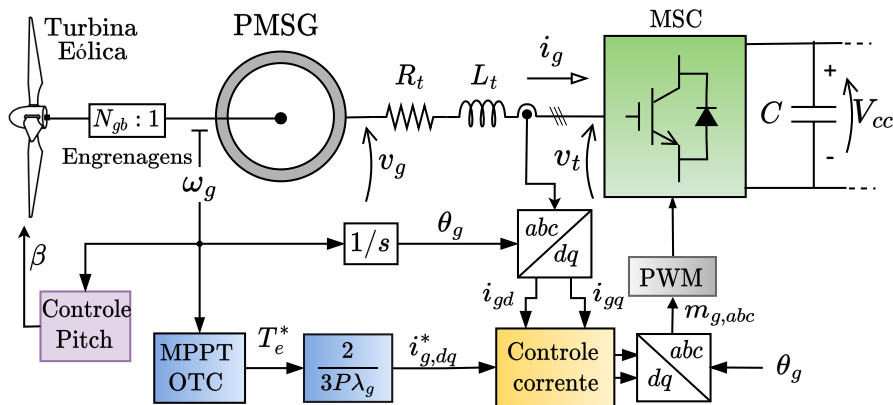
onde  $H$  é a constante de inércia em segundos, calculada por:

$$H = \frac{J}{2P_b} \left( \frac{\omega_b}{P} \right)^2. \quad (2.11)$$

## 2.4 CONVERTOR MSC

A Figura 10 ilustra o diagrama de blocos do MSC e seus controladores. Um algoritmo seguidor do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT) baseado em controle de torque ótimo (do inglês, *Optimal Torque Control*) (OTC) maximiza a potência extraída do vento e gera os sinais de referência da malha de controle de corrente do MSC. O ângulo  $\theta_g$  é obtido integrando a velocidade angular do rotor. Esse ângulo é utilizado para sincronizar as correntes e tensões do conversor com as do gerador. Um controle de passo (*pitch*) das pás da turbina eólica é utilizado para evitar que a velocidade de rotação do gerador exceda um limite máximo.

Figura 10 – Diagrama de bloco dos controladores do MSC



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Do circuito elétrico da Figura 10, desprezando os harmônicos de chaveamento produzidos pelo VSC, pode-se escrever o seguinte conjunto de equações diferenciais para

as correntes entre o PMSG e o MSC:

$$\begin{cases} v_{ga} - v_{ta} = L_t \frac{di_{ga}}{dt} + R_t i_{ga}, \\ v_{gb} - v_{tb} = L_t \frac{di_{gb}}{dt} + R_t i_{gb}, \\ v_{gc} - v_{tc} = L_t \frac{di_{gc}}{dt} + R_t i_{gc}, \end{cases} \quad (2.12)$$

onde  $L_t$  e  $R_t$  são, respectivamente, as indutância e resistência do filtro de interface e,  $v_{ta}$ ,  $v_{tb}$  e  $v_{tc}$  são as tensões terminais do retificador no sistema de coordenadas naturais (do inglês, *Natural Reference Frame*) (NRF).

Usando o ângulo da posição do rotor ( $\theta_g$ ) pode-se reescrever (2.12) no sistema de coordenadas SRF (KRAUSE *et al.*, 2002) (Apêndice A) como se segue:

$$\begin{cases} v_{gd} - v_{td} + \omega_g L_t i_{gq} = L_t \frac{di_{gd}}{dt} + R_t i_{gd}, \\ v_{gq} - v_{tq} - \omega_g L_t i_{gd} = L_t \frac{di_{gq}}{dt} + R_t i_{gq}, \end{cases} \quad (2.13)$$

onde  $\omega_g = (d\theta_g/dt)$ ,  $v_{td}$  e  $v_{tq}$  são as tensões terminais de fase nas coordenadas  $d$  e  $q$ , respectivamente. A equação referente a sequência zero foi omitida em (2.13) pois o MSC foi considerado com três fios.

Reescrevendo (2.13) no domínio da frequência complexa tem-se:

$$\begin{cases} V_{gd}(s) - V_{td}(s) + \omega_g L_t I_{gq}(s) = I_{gd}(s)(sL_t + R_t), \\ V_{gq}(s) - V_{tq}(s) - \omega_g L_t I_{gd}(s) = I_{gq}(s)(sL_t + R_t). \end{cases} \quad (2.14)$$

Substituindo (2.6) em (2.14) chega-se a:

$$\begin{cases} -I_{gd}(s)(sL_{gd} + R_g) + \omega_g L_{gq} I_{gq}(s) - V_{td}(s) + \omega_g L_t I_{gq}(s) = I_{gd}(s)(sL_t + R_t), \\ -I_{gq}(s)(sL_{gq} + R_g) - \omega_g L_{gd} I_{gd}(s) + \omega_g \lambda_g - V_{tq}(s) - \omega_g L_t I_{gd}(s) = I_{gq}(s)(sL_t + R_t). \end{cases} \quad (2.15)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (B.4) (Apêndice B) e substituindo o resultado em (2.15), chega-se às seguintes relações:

$$\begin{cases} -m_{td} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) + \omega_g L_q I_{gq}(s) = I_{gd}(s)(sL_d + R), \\ -m_{tq} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) - \omega_g L_d I_{gd}(s) + \omega_g \lambda_g = I_{gq}(s)(sL_q + R), \end{cases} \quad (2.16)$$

onde  $m_{td}$  e  $m_{tq}$  são, respectivamente, os fatores de modulação do retificador nas coordenadas  $d$  e  $q$ ,  $V_{cc}$  é a tensão do barramento CC,  $R = (R_t + R_g)$ ,  $L_d = (L_{gd} + L_t)$  e  $L_q = (L_{gq} + L_t)$ .

Isolando  $I_{gd}$  e  $I_{gq}$  em (2.16) pode-se então escrever:

$$\begin{cases} I_{gd}(s) = \frac{1}{sL_d + R} \left[ -m_{td} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) + \omega_g L_q I_{gq}(s) \right], \\ I_{gq}(s) = \frac{1}{sL_q + R} \left[ -m_{tq} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) - \omega_g L_d I_{gd}(s) + \omega_g \lambda_g \right] \end{cases} \quad (2.17)$$

A análise de (2.17) mostra que é possível regular as correntes drenadas do gerador eólico controlando os índices de modulação  $m_{td}$  e  $m_{tq}$ . Essa característica será usada na próxima seção para projetar malhas de controle para regular as correntes do MSC.

#### 2.4.1 Controle das correntes do MSC

Baseado em (2.17) pode-se projetar duas malhas de controle para regular as correntes drenadas do PMSG através da variação dos fatores de modulação  $m_{t,dq}$ . Devido à característica estacionária das correntes no sistema SRF pode-se utilizar dois controladores PI para garantir que as correntes  $I_{gd}$  e  $I_{gq}$  rastreiem sinais de referência.

Definindo duas variáveis de controle para o MSC, pode-se escolher as funções de controle a seguir:

$$\begin{cases} m_{td} = \left( \frac{2}{V_{cc}} \right) (-U_{c1,d}(s) + \omega_g L_q I_{gq}(s)), \\ m_{tq} = \left( \frac{2}{V_{cc}} \right) (-U_{c1,q}(s) + \omega_g \lambda_g(s) - \omega_g L_d I_{gd}(s)), \end{cases} \quad (2.18)$$

onde  $U_{c1,d}(s)$  e  $U_{c1,q}(s)$  são as variáveis de controle adotadas.

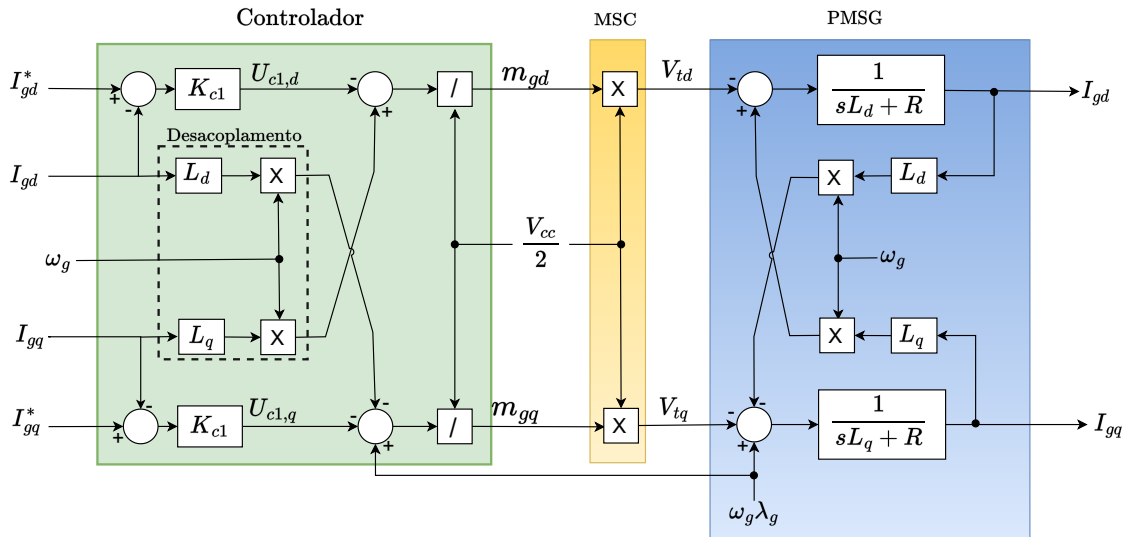
Tendo em mente (2.17) e (2.18) pode-se desenhar o diagrama de blocos da Figura 11. Nessa figura, cada malha de controle é alimentada com o sinal de erro entre a corrente de referência e a corrente medida. Os sinais de saída dos controladores  $K_{c1}$  são somados aos sinais da malha de desacoplamento e *feed-forward*. Essas malhas adicionais anulam o acoplamento entre as correntes de eixo  $d$  e  $q$  da planta e eliminam as variações devido à tensão interna da máquina, respectivamente. O sinal resultante é então normalizado pela tensão CC do conversor para gerar os fatores ou índices de modulação do MSC.

A substituição de (2.18) em (2.17) reduz o sistema dinâmico conforme mostrado a seguir:

$$\begin{cases} I_{gd}(s) = \left( \frac{1}{sL_d + R} \right) U_{c1,d}(s), \\ I_{gq}(s) = \left( \frac{1}{sL_q + R} \right) U_{c1,q}(s). \end{cases} \quad (2.19)$$

Tendo em mente (2.19) pode-se desenhar os diagramas de blocos da Figura 12 onde controladores PI são projetados para regular as correntes  $I_{gd}(s)$  e  $I_{gq}(s)$ . Considerando  $K_{c1}(s) = (k_{p,c1} + k_{i,c1}/s)$  pode-se escrever a seguinte a função de transferência de malha

Figura 11 – Diagrama de blocos do controlador de corrente do MSC

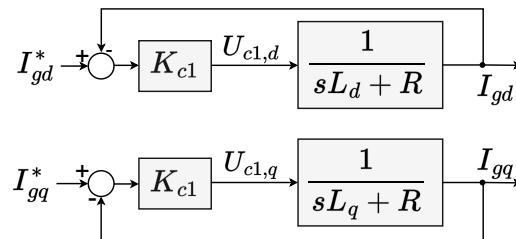


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

fechada para a corrente de eixo em quadratura:

$$G_{c1,q}(s) = \frac{I_{g,dq}(s)}{I_{g,dq}^*(s)} = \frac{(1/L_q)(sk_{p,c1} + k_{i,c1})}{s^2 + s\left(\frac{k_{p,c1} + R}{L_q}\right) + \left(\frac{k_{i,c1}}{L_q}\right)}. \quad (2.20)$$

onde  $k_{p,c1}$  é o ganho proporcional e  $k_{i,c1}$  é o ganho integral do controlador  $K_{c1}(s)$ .

Figura 12 – Diagrama de blocos das malhas de corrente do PMSG para o modo de operação *on-grid* do MMC-HVDC.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Comparando o denominador de (2.20) com o denominador da função de transferência de 2ª ordem, pode-se calcular os ganhos do controlador como se segue:

$$k_{p,c1} = (2\zeta_{c1}\omega_{c1}L_q - R), \quad (2.21)$$

e

$$k_{i,c1} = \omega_{c1}^2 L_q, \quad (2.22)$$

onde  $\omega_{c1}$  e  $\zeta_{c1}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada  $G_{c1,q}(s)$ , respectivamente. Procedimento semelhante pode ser usado para projetar os ganhos do controlador de corrente de eixo direto, porém substituindo  $L_q$  por  $L_d$ .

### 2.4.2 Seguidor do ponto de máxima potência

A técnica de MPPT é uma estratégia que maximiza a potência extraída da WT para diferentes velocidades de vento. Wu *et al.* (2011) apresenta três algoritmos para garantir a operação da turbina no ponto de máxima potência. Nessa dissertação adotou-se a técnica de MPPT-OTC devido ao fato desse algoritmo não necessitar da medição da velocidade do vento. Sendo assim, pode-se então determinar o valor ótimo para o conjugado elétrico da máquina a partir da medição da velocidade angular do gerador:

$$T_e^* = k_{opt} \left( \frac{\omega_g}{\omega_b} \right)^2 T_b, \quad (2.23)$$

em que  $k_{opt}$  é o ganho ótimo,  $T_b$  o torque base em N m e  $\omega_b$  a velocidade angular base em rad/s.

De acordo com Yazdani e Iravani (2010), o ganho ótimo resultante do algoritmo MPPT-OTC é dado por:

$$k_{opt} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\rho A_T C_{p,max}}{P_b} \right] \left( \frac{\omega_b r_T}{N_{gb} \lambda_{opt}} \right)^3, \quad (2.24)$$

onde  $N_{gb}$  é a relação da transmissão mecânica da caixa de engrenagem e  $P_b$  a potência base em W.

Desta forma, a extração máxima de potência do vento ocorre quando o torque eletromagnético produzido pelo PMSG é igual ao valor dado por (2.23) (YAZDANI; IRAVANI, 2010). De (2.8) tem-se que o conjugado induzido no PMSG depende da corrente  $i_{gq}$  e do produto da diferença das indutâncias de eixo direto e quadratura pelas correntes  $i_{gd}$  e  $i_{gq}$ .

Como no caso estudado a diferença entre  $L_{gq}$  e  $L_{gd}$  não é significativa, a segunda parcela de (2.8) pode ser desprezada. Sendo assim, o torque eletromagnético produzido pela máquina dependerá apenas da corrente do eixo em quadratura. Considerando essa simplificação e igualando (2.8) a (2.23), chega-se ao valor de referência utilizado na malha de controle de corrente do MSC. Portanto:

$$i_{gq}^* = \left( \frac{2}{3P\lambda_g} \right) T_e^*. \quad (2.25)$$

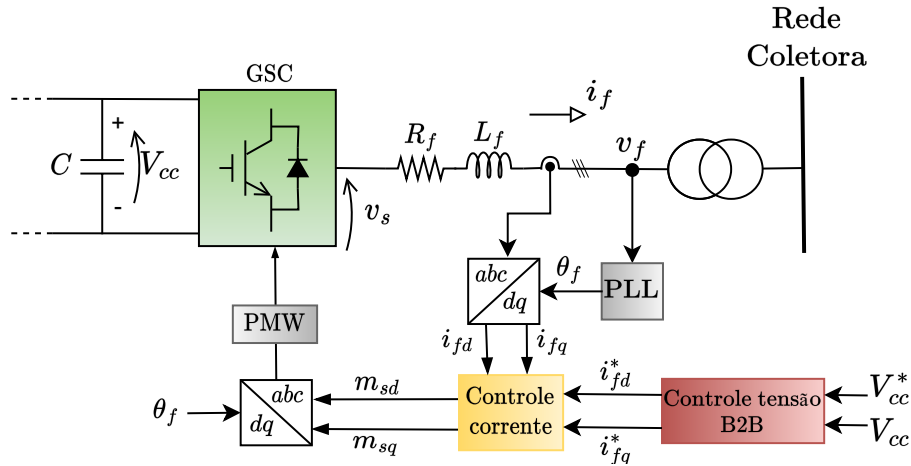
Adicionalmente, como o valor de  $L_{gd}$  é ligeiramente inferior ao de  $L_{gq}$ ,  $i_{gd}^*$  foi mantida nula para não desmagnetizar a máquina e minimizar as correntes de linha.

## 2.5 CONVERTOR GSC

A Figura 13 ilustra o diagrama de blocos do GSC e de seus controladores. Esse conversor regula a tensão no barramento CC do conversor de interface das unidades WECS. Um Circuito de Sincronismo (do inglês, *Phase-Locked Loop*) (PLL) rastreia o ângulo  $\theta_f$

utilizado nas transformações de coordenadas e na sincronização das tensões terminais do conversor com as tensões da rede coletora.

Figura 13 – Diagrama de blocos do GSC e seus controladores.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Utilizando uma metodologia semelhante à apresentada na seção anterior pode-se obter um modelo dinâmico para o GSC conectado à rede coletora *offshore*. Dessa forma, desprezando os harmônicos de chaveamento produzidos pelo VSC e tendo em mente o sentido da corrente indicado na Figura 6, pode-se escrever as seguintes equações diferenciais:

$$\begin{cases} v_{sa} - v_{fa} = L_f \frac{di_{fa}}{dt} + R_f i_{f,a} \\ v_{sb} - v_{fb} = L_f \frac{di_{fb}}{dt} + R_f i_{f,b} \\ v_{sc} - v_{fc} = L_f \frac{di_{fc}}{dt} + R_f i_{f,c} \end{cases} \quad (2.26)$$

onde  $L_f$  e  $R_f$  são, respectivamente, a indutância e a resistência do filtro,  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  e  $v_{sc}$  são as tensões terminais do inversor do lado da rede,  $v_{fa}$ ,  $v_{fb}$  e  $v_{fc}$  são as tensões de fase nos terminais primário do transformador da unidade e  $i_{fa}$ ,  $i_{fb}$  e  $i_{fc}$  são as correntes trifásicas sintetizadas pelo conversor.

Pode-se escrever (2.26) no sistema de coordenadas síncrono (Apêndice A) usando o ângulo  $\theta_f$  fornecido pelo PLL:

$$\begin{cases} v_{sd} - v_{fd} + \omega_f L_f i_{fq} = L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd}, \\ v_{sq} - v_{fq} - \omega_f L_f i_{fd} = L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq}. \end{cases} \quad (2.27)$$

Como em (2.5), a equação referente a sequência zero foi omitida em (2.27) devido o GSC ser trifásico a três fios. Aplicando a transformada de Laplace em (2.27) e manipulando as equações resultantes chega-se às seguintes expressões para as correntes nas coordenadas  $d$  e  $q$  sintetizadas pelo GSC:



$$\begin{cases} I_{fd}(s) = \frac{1}{sL_f + R_f} \left[ m_{sd} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) - V_{fd}(s) + \omega_f L_f I_{fq}(s) \right], \\ I_{fq}(s) = \frac{1}{sL_f + R_f} \left[ m_{sq} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) - V_{fq}(s) - \omega_f L_f I_{fd}(s) \right], \end{cases} \quad (2.28)$$

onde  $m_{sd}$  e  $m_{sq}$  são os fatores de modulação nas coordenadas  $d$  e  $q$  do conversores, respectivamente.

### 2.5.1 Controle das correntes do GSC

Definindo novas variáveis de controle e, tendo em mente as relações das tensões terminais do VSC dadas em (B.4), pode-se escrever as funções de controle a seguir:

$$\begin{cases} m_{sd} = \left( \frac{2}{V_{cc}} \right) (U_{c2,d}(s) + V_{fd}(s) - \omega_f L_f I_{fq}(s)), \\ m_{sq} = \left( \frac{2}{V_{cc}} \right) (U_{c2,q}(s) + V_{fq}(s) + \omega_f L_f I_{fd}(s)), \end{cases} \quad (2.29)$$

onde  $U_{c2,d}(s)$  e  $U_{c2,q}(s)$  são as variáveis de controle nas coordenadas  $d$  e  $q$ , respectivamente.

A substituição de (2.29) em (2.28) desacopla e compensa o sistema de equações possibilitando desenhar um diagrama de blocos para o GSC semelhante ao mostrado na Figura 12. Neste caso os controladores  $K_{c2}(s) = (k_{p,c2} + k_{i,c2}/s)$  são usados para regular as correntes  $I_{fd}$  e  $I_{fq}$ . Desta forma, a função de transferência de malha fechada para as correntes de eixo direto e em quadratura é dada a seguir:

$$G_{c2,dq}(s) = \frac{I_{f,dq}(s)}{I_{f,dq}^*(s)} = \frac{(1/L_f) (sk_{p,c2} + k_{i,c2})}{s^2 + s \left( \frac{k_{p,c2} + R_f}{L_f} \right) + \left( \frac{k_{i,c2}}{L_f} \right)} \quad (2.30)$$

onde  $k_{p,c1}$  é o ganho proporcional e  $k_{i,c1}$  é o ganho integral do controlador de corrente do GSC.

Pode-se então projetar o controlador  $K_{c2}$  comparando o denominador de (2.30) com a forma canônica da função de transferência de segunda ordem, resultando em:

$$k_{p,c2} = 2\zeta_{c2}\omega_{c2}L_f - R_f, \quad (2.31)$$

e

$$k_{i,c2} = \omega_{c2}^2 L_f, \quad (2.32)$$

onde  $\omega_{c2}$  e  $\zeta_{c2}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento do controlador de corrente, respectivamente.

### 2.5.2 Controle de tensão do barramento CC

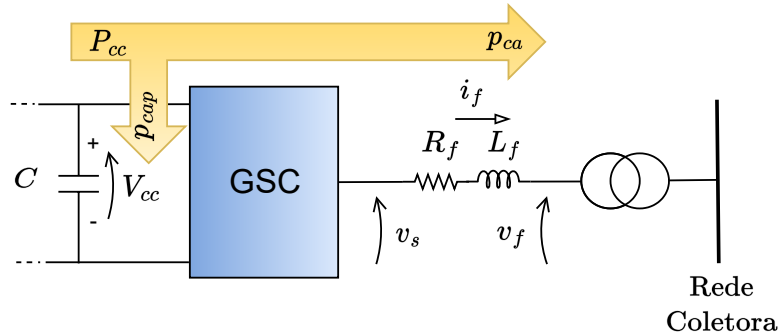
A Figura 14 mostra o fluxo de potência ativa entre os terminais CC e CA do GSC. Desprezando as perdas internas no conversor e no filtro de interface, a potência  $p_{cap}$

absorvida pelo capacitor CC pode ser calculada da seguinte forma:

$$p_{cap} = P_{cc} - p_{ca}, \quad (2.33)$$

onde  $P_{cc}$  é a potência nos terminais CC e  $p_{ca}$  é a potência injetada na rede coletora.

Figura 14 – Balanço de potência do GSC



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A potência  $p_{cap}$  que flui pelo capacitor CC pode também ser calculada por:

$$p_{cap} = \frac{C}{2} \left( \frac{dV_{cc}^2}{dt} \right), \quad (2.34)$$

Por sua vez, a potência nos terminais primários do transformador de conexão (DUARTE *et al.*, 2019), no sistema de coordenadas síncrono, pode ser escrita como se segue:

$$p_{ca} = \left( \frac{3}{2} \right) (v_{fd} i_{fd} + v_{fq} i_{fq}). \quad (2.35)$$

Assumindo que o ângulo  $\theta_f$  fornecido pelo PLL alinhe o vetor espacial da tensão  $\vec{v}_f$  com o eixo  $d$  do SRF, de forma que  $v_{fq} = 0$  em regime permanente, pode-se reescrever (2.35) conforme mostrado a seguir:

$$p_{ca} = (3/2) v_{fd} i_{fd} \quad (2.36)$$

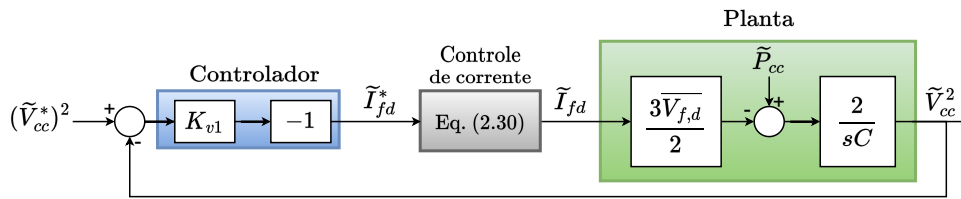
Substituindo (2.34) e (2.36) em (2.33) e linearizando a equação resultante, pode-se escrever a função de transferência no domínio da frequência complexa expressa em (2.37). Para tanto, assume-se que a potência  $P_{cc}$  é uma perturbação e ainda, que a tensão  $v_{fd}$  é controlada pelo retificador do sistema de transmissão HVDC, de maneira que sua variação em torno do ponto de operação seja nula.

$$\tilde{V}_{cc}^2(s) = \frac{2}{sC} \left( \tilde{P}_{cc}(s) - \tilde{I}_{fd}(s) \frac{3\bar{V}_{fd}}{2} \right), \quad (2.37)$$

onde o símbolo ( $\sim$ ) associado às tensões, correntes e potência indica pequenas variações em torno do ponto de operação, enquanto ( $\bar{\phantom{x}}$ ) é usado para representar grandezas em regime permanente.

A Figura 15 ilustra o diagrama de blocos da planta, obtido em (2.37), e do controlador utilizado para regular a tensão do barramento CC. O erro entre o valor da tensão de referência  $V_{cc}^*$  ao quadrado e o valor da tensão medida  $\tilde{V}_{cc}$ , também elevada ao quadrado, alimenta o controlador  $K_{v1}$  cuja saída é a corrente de referência ( $\tilde{I}_{fd}^*$ ) usada pela malha de controle de corrente projetado na seção anterior. Já a corrente de referência  $I_{fq}^*$  é mantida igual a 0, uma vez que, neste trabalho, o GSC não é usado para compensar potência reativa da rede coletora.

Figura 15 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Definindo o controlador  $K_{v1}(s)$  como um PI, pode-se escrever a seguinte função de transferência de malha fechada para o controle da tensão CC:

$$G_{v1}(s) = \frac{(\tilde{V}_{cc}(s))^2}{(V_{cc}^*(s))^2} = \frac{\left(\frac{3\bar{V}_{fd}}{C}\right) (sk_{p,v1} + k_{i,v1})}{s^2 + s\left(\frac{3\bar{V}_{fd}k_{p,v1}}{C}\right) + \left(\frac{3\bar{V}_{fd}k_{i,v1}}{C}\right)}, \quad (2.38)$$

onde  $k_{p,v1}$  e  $k_{i,v1}$  são os ganhos das parcelas proporcional e integral do controlador  $K_{v1}(s)$ , respectivamente.

Os ganhos  $k_{p,v1}$  e  $k_{i,v1}$  podem então serem escolhidos de maneira que a frequência de corte de (2.38) seja uma década menor que a frequência de corte da função de transferência de malha fechada dada em (2.30). Comparando o denominador de (2.38) com a forma canônica da função de transferência de segunda ordem, tem-se:

$$k_{p,v1} = \frac{2\zeta_{v1}\omega_{v1}C}{3\bar{V}_{fd}}, \quad (2.39)$$

e

$$k_{i,v1} = \frac{\omega_{v1}^2 C}{3\bar{V}_{fd}}, \quad (2.40)$$

onde  $\omega_{v1}$  e  $\zeta_{v1}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada  $G_{v1}(s)$ , respectivamente.

## 2.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram detalhados os elementos da unidade WECS e as técnicas de controle adotadas considerando o modo de operação *on-grid*. Foram apresentados os

modelos da turbina eólica, do PMSG e do conversor de interface. Foram projetados as malhas de controle de corrente do MSC e GSC. Além disso, discutiu-se sobre o algoritmo de MPPT-OTC utilizado para máxima extração da potência disponível no vento. Por fim, projetou-se a malha de controle de tensão do GSC, responsável pela regulação da tensão CC do conversor de interface. No próximo capítulo serão apresentados os componentes do sistema de transmissão e os controladores usados para o modo de operação *on-grid*.

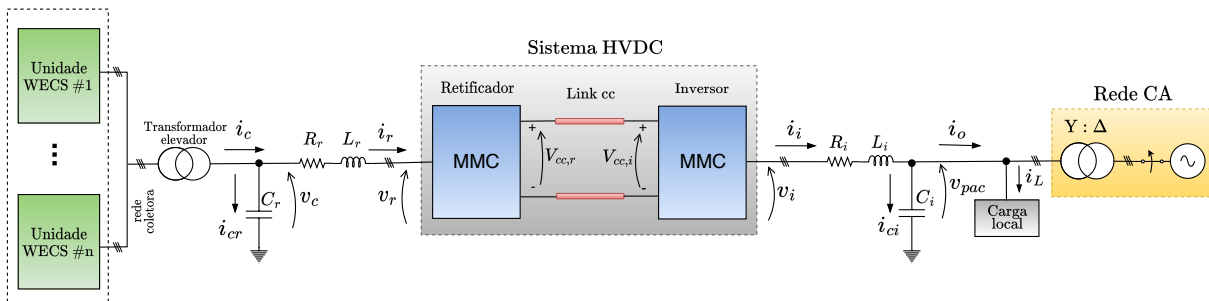
### 3 MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA HVDC NO MODO CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Nesse capítulo serão detalhadas as principais partes do sistema de transmissão HVDC e as técnicas de controle adotadas para a operação do sistema no modo conectado à rede elétrica (*on-grid*). Será apresentado o modelo do MMC e discutidas questões como a estratégia de disparos dos transistores bipolares com porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistors*) (IGBTs), equalização de tensão dos SM e a necessidade de técnicas de supressão de correntes circulantes. Serão projetadas as malhas de controle de corrente de ambos MMC, além das malhas de controle de tensão do elo HVDC e da tensão do barramento CA da rede coletora. Todos os projetos são realizado no SRF.

#### 3.1 O SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

A Figura 16 mostra um polo do sistema de transmissão HVDC. Ele interliga a rede coletora *offshore* à rede elétrica no continente. Seus principais elementos são os dois MMC e o cabo submarino. O primeiro MMC atua como retificador, e junto com um transformador elevador, é instalado numa subestação *offshore*. Já o segundo MMC é instalado na subestação *onshore* e opera como inversor.

Figura 16 – Diagrama esquemático do sistema de transmissão MMC-HVDC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Dois filtros de segunda ordem foram conectados aos terminais CA de ambos MMC. Apesar dos capacitores poderem ser desprezados na operação em 60 Hz já que os MMC sintetizam tensões *quasi* senoidais, sua utilização simplifica o projeto dos controladores da tensão CA. Além disso, os controladores de ambos MMC serão projetados com malhas internas de corrente e externas de controle das tensões CA. Dessa maneira, os ramos paralelos formados pelos capacitores  $C_r$  evitam com que as malhas de corrente do GSC e do MMC retificador controlem as mesmas variáveis.

Além disso, cada subestação (SE) contém um transformador Y- $\Delta$  que ajusta a tensão terminal do conversor à da rede elétrica ao qual está conectado. Adicionalmente foi conectada uma carga do tipo potência constante nos terminais do sistema de transmissão.

Desse modo, quando o sistema HVDC está desconectado da rede elétrica principal, ele ainda pode continuar alimentando a carga local.

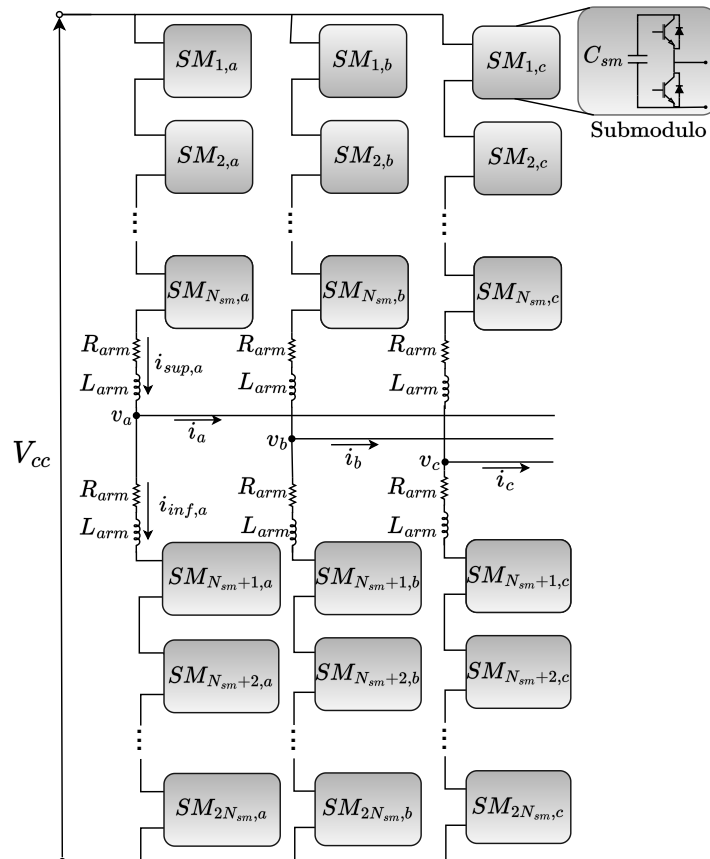
Os cabos submarinos foram modelados a parâmetros distribuídos utilizando o modelo dependente da frequência no domínio das fases, disponível no Power Systems Computer Aided Design (PSCAD)/Electromagnetic Transients DC Program (EMTDC).

### 3.2 CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

A Figura 17 mostra a topologia básica de um MMC. Cada fase (ou perna) do conversor é dividida em dois polos (ou braços), formados pela associação em série de  $N_{sm}$  submódulos. Os braços de uma mesma fase são conectados entre si através de uma indutância ( $L_{arm}$ ) e uma resistência ( $R_{arm}$ ).

A conexão série de vários submódulos permite que o MMC seja usado em sistemas com tensões mais elevadas sem a necessidade de transformadores complexos. Além disso, o MMC é capaz de sintetizar formas de onda de tensão com uma quantidade de níveis proporcional ao número de submódulos. Esta característica permite que o MMC seja comutado com frequências mais baixas enquanto são utilizados filtros passivos mais simples, em virtude do baixo conteúdo harmônico.

Figura 17 – Diagrama esquemático do MMC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Em (DU *et al.*, 2017) são apresentadas diversas topologias para os SM, sendo que neste trabalho adotou-se a configuração em meia ponte onde cada SM é formado por dois IGBT, com diodos conectados em antiparalelo, e um capacitor CC. Cada SM pode assumir dois estados possíveis: inserido ou desviado (*bypassed*). Quando o interruptor superior está fechado e o inferior está aberto, o SM é dito inserido. Neste caso a tensão de saída do SM será igual a tensão do seu capacitor CC. Por outro lado, no modo *bypassed*, o interruptor superior é aberto e o inferior é fechado. Nesta condição a tensão de saída do SM será zero.

### 3.2.1 Estratégia de disparo dos interruptores

A fim de realizar a comutação dos interruptores semicondutores foi utilizada a estratégia de modulação por largura dos pulsos (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) multi-portadoras, em que o número de portadoras é igual ao de submódulos por braço ( $N_{sm}$ ).

As técnicas de modulação PWM multiportadoras podem ser agrupadas em modulação PWM com portadoras triangulares deslocadas em fase (do inglês, *Phase-shifted PWM*) (PSPWM) e modulação PWM com portadoras triangulares deslocadas em nível (do inglês, *Level-shifted PWM*) (LSPWM). As portadoras do grupo PSPWM possuem a mesma amplitude e frequência porém são defasadas entre si de  $2\pi \text{ rad}/N_{sm}$ . No grupo LSPWM, as portadoras tem sua amplitude dividida por  $N_{sm}$  e são deslocadas em diferentes níveis, podendo apresentar ou não inversão de fase. Dependendo do número de sinais de referência utilizados, um ou dois, a tensão gerada poderá ter  $(N_{sm} + 1)$  ou  $(2N_{sm} + 1)$  níveis, respectivamente. Neste trabalho os dois MMC serão controlados pela estratégia LSPWM e sinais de referência complementares por fase, sintetizando tensões com  $(2N_{sm} + 1)$  níveis.

### 3.2.2 Algoritmo de equalização das tensões CC dos submódulos

Uma particularidade do MMC é a necessidade equalizar as tensões dos capacitores CC dos submódulos. Independentemente do tipo de modulação adotado, as tensões dos capacitores dos SM se desequilibram, resultando na circulação de uma corrente interna entre os braços do conversor.

Visando realizar a regulação das tensões foi adotado neste trabalho o algoritmo de ordenação e seleção dos submódulos usado em (GHETTI, 2019). Nesta estratégia, a comparação dos sinais de referência com as múltiplas portadoras triangulares determina o número de submódulos que deverão estar ativos nos braços superior e inferior do conversor naquele instante. Esse número é enviado ao algoritmo de equalização das tensões, que seleciona quais SM devem ser ativados conforme o sentido da corrente no braço e o valor das tensões nos capacitores.

Nesse ponto destaca-se o comportamento dos submódulos quanto ao sentido das

correntes dos braços. Caso as correntes dos braços estejam de acordo com o exposto na Figura 17, elas serão consideradas positivas e carregaram os submódulos inseridos. Caso contrário, as correntes circularão pelos submódulos de forma a descarregá-los. Sendo assim, correntes positivas provocam a inserção dos SM menos carregados, enquanto valores negativos causam a inserção dos mais carregados, resultando no balanceamento das tensões

### 3.2.3 Supressão de correntes circulantes

Ainda que sejam adotadas técnicas para equalizar as tensões CC dos submódulos do polos positivo e negativo apresentam algum desequilíbrio de tensão entre si. Essa característica irá provocar a circulação de correntes internas pelos braços do conversor (ANTONOPOULOS; ANGQUIST; NEE, 2009). Essas correntes possuem componentes harmônicas em todos os múltiplos pares da frequência da componente fundamental, sendo a frequência dominante aquela em  $2\omega$ . Apesar de não afetarem as correntes terminais do MMC, as correntes circulantes aumentam as perdas internas devido ao aumento do valor eficaz da corrente. Além disso, se as mesmas não forem compensadas ou suprimidas, deve-se sobre dimensionar os elementos do MMC (DU *et al.*, 2017).

O dimensionamento correto dos indutores do braços pode reduzir a amplitude das correntes circulantes. No entanto, uma estratégia de controle em malha fechada é necessária para a eliminação das mesmas. Sendo assim, foi implementada uma malha de controle no SRF para realizar essa tarefa.

## 3.3 CONTROLE DO MMC-INVERSOR

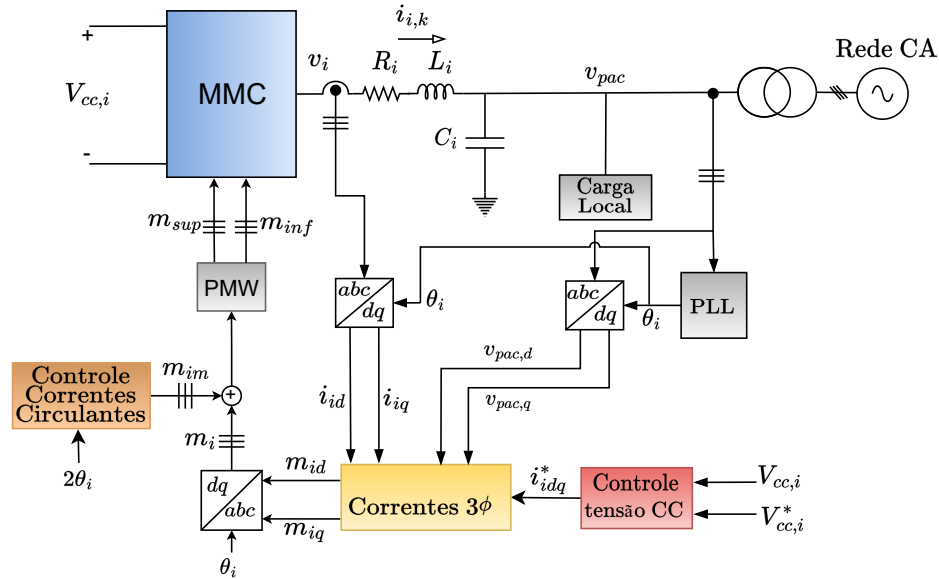
A Figura 18 ilustra o diagrama esquemático do MMC inversor e seus controladores. No modo de operação *on-grid* o MMC atua como GFL, regulando a tensão do elo HVDC enquanto as unidades de geração extraem a máxima potência disponível no vento. Um PLL sincroniza as tensões e correntes no terminais do inversor com as tensões do PAC. O bloco PWM realiza a comparação dos índices de modulação com as portadoras triangulares indicando o número de SM que deverão estar ativos conforme explicado na Subseção 3.2.2.

### 3.3.1 Conexão do MMC inversor com a rede CA

Tendo o sentido das correntes indicado na Figura 16, pode-se escrever as seguintes equações para o MMC-inversor:

$$\begin{cases} v_{i,a} - v_{pac,a} = L_{eq,i} \frac{di_{i,a}}{dt} + R_{eq,i} i_{i,a}, \\ v_{i,b} - v_{pac,b} = L_{eq,i} \frac{di_{i,b}}{dt} + R_{eq,i} i_{i,b}, \\ v_{i,c} - v_{pac,c} = L_{eq,i} \frac{di_{i,c}}{dt} + R_{eq,i} i_{i,c}, \end{cases} \quad (3.1)$$



Figura 18 – Diagrama esquemático de controle do MMC inversor no modo *on-grid*

Controle

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

onde  $R_{eq,i} = (R_i + R_{arm}/2)$  e  $L_{eq,i} = (L_i + L_{arm}/2)$  são, respectivamente, a resistência e a indutância equivalentes vistas dos terminais do inversor;  $v_{i,a}$ ,  $v_{i,b}$  e  $v_{i,c}$  são as tensões terminais do inversor;  $v_{pac,a}$ ,  $v_{pac,b}$  e  $v_{pac,c}$  são as tensões de fase no PAC e  $i_{i,a}$ ,  $i_{i,b}$  e  $i_{i,c}$  são as correntes sintetizadas nos terminais do inversor.

Aplicando a transformada de Park em (3.1), tem-se as seguintes equações no sistema síncrono de coordenadas:

$$\begin{cases} v_{id} - v_{pac,d} + \omega_i L_{eq,i} i_{iq} = L_{eq,i} \frac{di_{id}}{dt} + R_{eq,i} i_{id}, \\ v_{iq} - v_{pac,q} - \omega_i L_{eq,i} i_{id} = L_{eq,i} \frac{di_{iq}}{dt} + R_{eq,i} i_{iq}. \end{cases} \quad (3.2)$$

Como na modelagem dos conversores e do PMSG apresentada no Capítulo 2, a equação de sequência zero foi omitida em (3.2) pois o MMC inversor é trifásico a três fios.

Aplicando a transformada de Laplace no sistema (3.2) e isolando o termo referente às correntes do conversor, chega-se a:

$$\begin{cases} I_{id}(s) = \frac{1}{sL_{eq,i} + R_{eq,i}} (V_{id}(s) - V_{pac,d}(s) + \omega_i L_{eq,i} I_{iq}(s)), \\ I_{iq}(s) = \frac{1}{sL_{eq,i} + R_{eq,i}} (V_{iq}(s) - V_{pac,q}(s) - \omega_i L_{eq,i} I_{id}(s)). \end{cases} \quad (3.3)$$

As tensões terminais do conversor  $V_{id}(s)$  e  $V_{iq}(s)$  em (3.3) podem ser reescritas em função dos fatores de modulação e da tensão do barramento CC, conforme mostrado no

Apêndice B para o conversor de dois níveis. Assim:

$$\begin{cases} I_{id}(s) = \frac{1}{sL_{eq,i} + R_{eq,i}} \left[ m_{id} \left( \frac{V_{cc,i}}{2} \right) - V_{pac,d}(s) + \omega_i L_{eq,i} I_{iq}(s) \right], \\ I_{iq}(s) = \frac{1}{sL_{eq,i} + R_{eq,i}} \left[ m_{iq} \left( \frac{V_{cc,i}}{2} \right) - V_{pac,q}(s) - \omega_i L_{eq,i} I_{id}(s) \right], \end{cases} \quad (3.4)$$

onde  $m_{id}$  e  $m_{iq}$  são, respectivamente, os fatores de modulação nas coordenadas  $d$  e  $q$ , e  $V_{cc,i}$  é a tensão do barramento CC do inversor.

### 3.3.2 Controle das correntes trifásicas do inversor

Do sistema dinâmico (3.4) pode-se projetar duas malhas de controle para regular as correntes sintetizadas pelo MMC. Mais uma vez, a estratégia adotada realiza o controle das correntes alterando a tensão terminal do conversor através da variação dos fatores de modulação. Para garantir que as correntes rastreiem os respectivos sinais de referência, foram utilizado controladores PI, já que as variáveis controladas possuem característica estacionária (CC) em regime permanente.

Definindo duas novas variáveis, pode-se escrever as funções de controle a seguir:

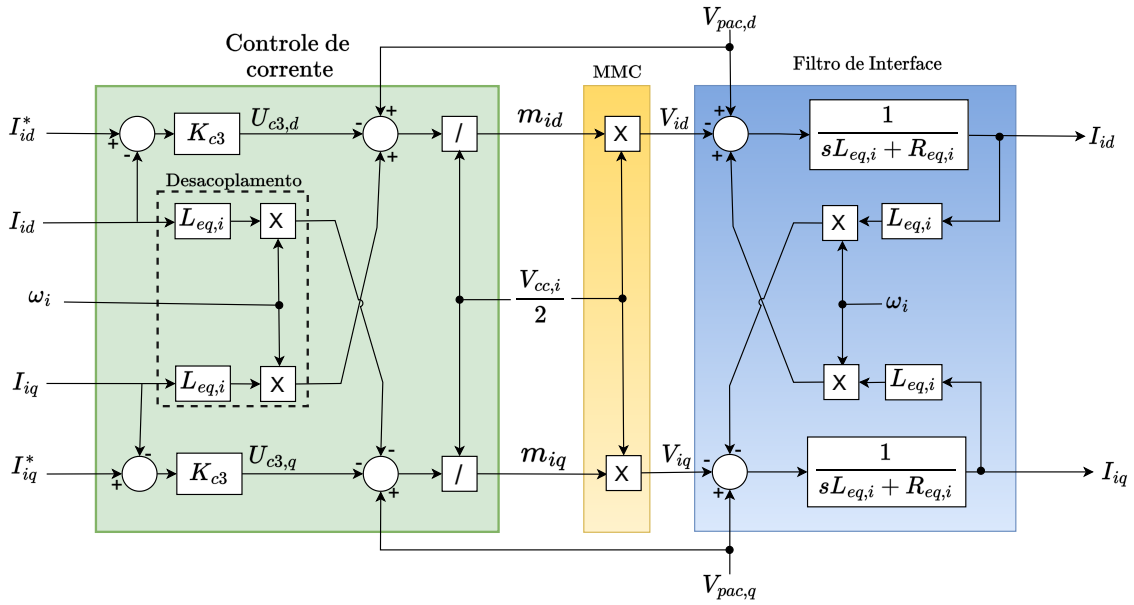
$$\begin{cases} m_{id} = \left( \frac{2}{V_{cc,i}} \right) (U_{c3,d}(s) + V_{pac,d}(s) - \omega_i L_{eq,i} i_{i,q}(s)), \\ m_{iq} = \left( \frac{2}{V_{cc,i}} \right) (U_{c3,q}(s) + V_{pac,q}(s) + \omega_i L_{eq,i} i_{i,d}(s)), \end{cases} \quad (3.5)$$

onde  $U_{c3,d}(s)$  e  $U_{c3,q}(s)$  são as novas variáveis de controle nas coordenadas  $d$  e  $q$ , respectivamente.

A análise de (3.4) e (3.5) permite desenhar o diagrama de blocos da Figura 19. Os controladores de corrente processam os erros entre as correntes de referência e as correntes medidas nas coordenadas  $d$  e  $q$ . Em seguida, os sinais da malha interna de desacoplamento e de *feed-forward* de tensão são adicionados aos sinais de saída dos controladores  $K_{c3}(s)$ . Por fim, as variáveis de controle  $U_{c3,d}(s)$  e  $U_{c3,q}(s)$  são normalizados em relação à tensão do elo  $V_{cc,i}$ , gerando os índices de modulação  $m_{id}$  e  $m_{iq}$ , respectivamente. O sinal de *feed-forward* é responsável por eliminar distúrbios causados por variações nas tensões do PAC, enquanto a malha de desacoplamento elimina a influência entre as correntes dos eixos  $d$  e  $q$ . Essa estratégia permite que cada malha de controle seja projetada de maneira independente, sem a influência da outra.

A substituição de (3.5) em (3.4) reduz o sistema dinâmico conforme mostrado em (3.6) e permite que seja desenhado o diagrama blocos da Figura 20, no qual as correntes de eixos  $d$  e  $q$  dependem apenas da impedância do filtro e das variáveis de controle nos

Figura 19 – Diagrama de blocos das malhas de controle de corrente do MMC inversor.

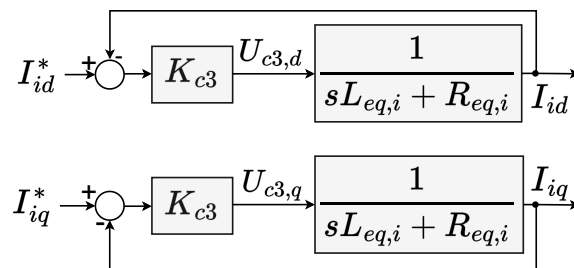


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

respectivos eixos.

$$\begin{cases} I_{id}(s) = \left( \frac{1}{sL_{eq,r} + R_{eq,r}} \right) U_{c3,d}(s), \\ I_{iq}(s) = \left( \frac{1}{sL_{eq,r} + R_{eq,r}} \right) U_{c3,q}(s). \end{cases} \quad (3.6)$$

Figura 20 – Diagrama de blocos do controle de corrente desacoplado e compensado do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Da Figura 20 pode-se escrever a seguinte função de transferência de malha fechada para o controle de corrente do inversor:

$$G_{c3,dq}(s) = \frac{I_{i,dq}}{I_{i,dq}^*} = \frac{(1/L_{eq,i})(sk_{p,c3} + k_{i,c3})}{s^2 + s \left( \frac{k_{p,c3} + R_{eq,i}}{L_{eq,i}} \right) + \left( \frac{k_{i,c3}}{L_{eq,i}} \right)}, \quad (3.7)$$

onde  $K_{c3}(s) = k_{p,c3} + (k_{i,c3}/s)$ , sendo  $k_{p,c3}$  e  $k_{i,c3}$  os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente.

Comparando o denominador de (3.7) com a forma canônica do sistema de segunda ordem, pode-se definir os ganhos como se segue:

$$k_{p,c3} = 2\zeta_{c3}\omega_{c3}L_{eq,i} - R_{eq,i}, \quad (3.8)$$

e

$$k_{i,c3} = \omega_{c3}^2 L_{eq,i}, \quad (3.9)$$

onde  $\omega_{c3}$  e  $\zeta_{c3}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada, respectivamente.

### 3.3.3 Controle da tensão do barramento CC do inversor

A metodologia de projeto do controlador da tensão do barramento CC do MMC inversor é semelhante à mostrada no Capítulo 2 para o controle do GSC da unidade de geração. A tensão no barramento CC do MMC é dada pela soma das tensões dos SM, de forma que o barramento pode ser representado por um capacitor equivalente, cuja capacitância é dada por:

$$C_{eq,i} = \frac{3C_{sm,i}}{N_{sm,i}}, \quad (3.10)$$

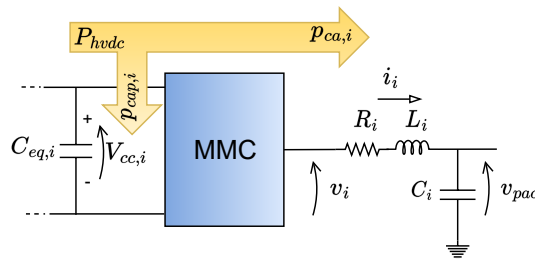
onde  $C_{sm,i}$  é o valor da capacitância do SM e  $N_{sm,i}$  é o número de submódulos por braço do MMC.

A Figura 21 ilustra o fluxo de potência entre os terminais CC e CA do MMC. Desprezando as perdas internas do conversor e no filtro de interface tem-se que a potência  $p_{cap,i}$  absorvida pelo capacitor é dada por:

$$p_{cap,i} = P_{hvdc} - p_{ca,i}, \quad (3.11)$$

onde  $P_{hvdc}$  é a potência oriunda do elo HVDC e  $p_{ca,i}$  é a potência injetada na rede CA pelo MMC.

Figura 21 – Fluxo de potência pelos terminais do MMC inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A potência ativa nos terminais do capacitor equivalente do MMC é dada por:

$$p_{cap,i} = \frac{C_{eq,i}}{2} \left( \frac{dV_{cc,i}^2}{dt} \right), \quad (3.12)$$

onde  $i_{cap,i}$  é a corrente que flui pelo capacitor equivalente.

Já a potência ativa nos terminais CA do inversor, no sistema de coordenadas síncrono (Apêndice A), pode ser calculada por:

$$p_{ca,i} = \frac{3}{2} (v_{pac,d} i_{id} + v_{pac,q} i_{iq}). \quad (3.13)$$

Assumindo que PLL sincronize o vetor espacial da tensão  $\vec{v}_{pac}$  com o eixo  $d$  do sistema SRF, de tal maneira que  $v_{pac,q} = 0$ , pode-se reescrever (3.13) como se segue:

$$p_{ca,i} = \frac{3}{2} v_{pac,d} i_{id}. \quad (3.14)$$

Substituindo (3.12) e (3.14) em (3.11) resulta:

$$\left( \frac{C_{eq,i}}{2} \right) \frac{dV_{cc,i}^2}{dt} = P_{hvdc} - \frac{3}{2} v_{pac,d} i_{id}. \quad (3.15)$$

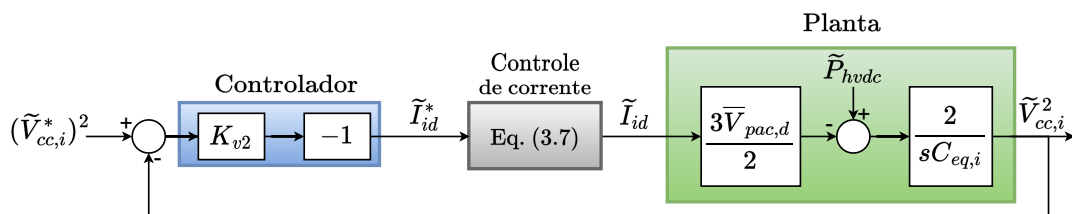
Linearizando (3.15) e aplicando a transformada de Laplace na equação resultante, chega-se à seguinte relação no domínio da frequência complexa:

$$\tilde{V}_{cc,i}^2(s) = \frac{2}{sC_{eq,i}} \left( \tilde{P}_{hvdc}(s) - \tilde{I}_{id}(s) \frac{3\bar{V}_{pac,d}}{2} \right), \quad (3.16)$$

onde o símbolo ( $\sim$ ) indica pequenas variações das grandezas em torno do ponto de operação, enquanto que o símbolo ( $\bar{\phantom{x}}$ ) representa o ponto de operação em regime permanente.

A Figura 22 mostra o diagrama de blocos da malha de controle utilizada para regular a tensão do barramento CC do inversor. O controlador  $K_{v2}(s)$  processa o erro entre o valor quadrático da tensão de referência  $V_{cc,i}^*$  e o valor quadrático da tensão  $\tilde{V}_{cc,i}(s)$ . Sua saída é o sinal de referência da malha de controle de corrente ( $\tilde{I}_{id}^*(s)$ ). O valor de  $I_{iq}^*(s)$  é mantido igual a 0, uma vez que neste trabalho o inversor não deverá compensar potência reativa em seus terminais.

Figura 22 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Toma-se a frequência de corte da malha de controle da tensão CC dada na Figura 22, como sendo uma década abaixo da frequência de corte da função de transferência de malha

fechada do controle de corrente dada em (3.7). Assim, considera-se  $G_{c3,dq}(s) = 1$  para fins do projeto do controlador de tensão. Portanto, pode-se escrever:

$$G_{v2}(s) = \frac{(V_{cc,i}(s))^2}{(V_{cc,i}^*(s))^2} = \frac{\left(\frac{3\bar{V}_{pac,d}}{C_{eq,i}}\right) (sk_{p,v2} + k_{i,v2})}{s^2 + s \left(\frac{3\bar{V}_{pac,d}k_{p,v2}}{C_{eq,i}}\right) + \left(\frac{3\bar{V}_{pac,d}k_{i,v2}}{C_{eq,i}}\right)}, \quad (3.17)$$

onde  $k_{p,v2}$  e  $k_{i,v2}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente.

Comparando o denominador de (3.17) com a forma canônica da função de transferência de segunda ordem pode-se calcular os ganhos  $k_{p,v2}$  e  $k_{i,v2}$  como se segue:

$$k_{p,v2} = \frac{2\zeta_{v2}\omega_{v2}C_{eq,i}}{3\bar{V}_{pac,d}}, \quad (3.18)$$

e

$$k_{i,v2} = \frac{\omega_{v2}^2 C_{eq,i}}{3\bar{V}_{pac,d}}, \quad (3.19)$$

onde  $\omega_{v2}$  e  $\zeta_{v2}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada  $G_{v2}(s)$ , respectivamente.

### 3.3.4 Supressão das correntes circulantes

A Figura 23 mostra o circuito equivalente de uma perna do MMC. As correntes pelos braços do conversor são compostas por três parcelas conforme mostrado a seguir:

$$i_{sup,k} = \frac{1}{3}i_{cc} + \frac{1}{2}i_{i,k} + i_{circ,k}, \quad (3.20)$$

$$i_{inf,k} = \frac{1}{3}i_{cc} - \frac{1}{2}i_{i,k} + i_{circ,k}, \quad (3.21)$$

onde  $i_{sup,k}$  e  $i_{inf,k}$  são, respectivamente, as correntes pelos braços superior e inferior,  $i_{cc}$  é a componente CC da corrente,  $i_{i,k}$  é a corrente terminal, e  $i_{circ,k}$  é a corrente CA circulante pelo braço do conversor, sendo  $k \in \{a,b,c\}$ .

Adicionalmente, tendo em mente as polaridades indicadas na Figura 23, pode-se escrever as seguintes relações para os braços superior e inferior do conversor:

$$\frac{V_{cc,i}}{2} - v_{sup,k} - v_{i,k} = R_{arm}i_{sup,k} + L_{arm}\frac{di_{sup,k}}{dt}, \quad (3.22)$$

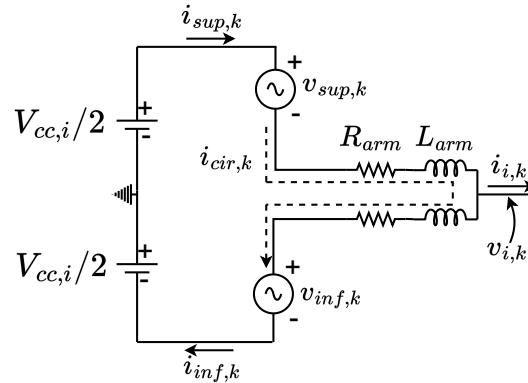
$$\frac{V_{cc,i}}{2} - v_{inf,k} + v_{i,k} = R_{arm}i_{inf,k} + L_{arm}\frac{di_{inf,k}}{dt}, \quad (3.23)$$

onde  $v_{sup,k}$  e  $v_{inf,k}$  são, respectivamente, as tensões sobre os braços superior e inferior, e  $v_{i,k}$  é a tensão terminal do conversor.

Somando-se (3.20) a (3.21) e combinando o resultado obtido com a soma de (3.22) a (3.23), chega-se à seguinte relação:

$$\frac{V_{cc,i}}{2} - \frac{(v_{sup,k} + v_{inf,k})}{2} - R_{arm}\frac{i_{cc}}{3} = R_{arm}i_{cir,k} + L_{arm}\frac{di_{cir,k}}{dt}, \quad (3.24)$$

Figura 23 – Circuito equivalente para determinação das correntes circulantes no MMC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

sendo  $k \in \{a,b,c\}$ .

Desprezando o efeito da componente  $i_{cc}$  da corrente, uma vez que ela será regulada pelo controlador do barramento CC, a análise de (3.24) mostra que as correntes circulantes são resultantes das “tensões de desbalanço” definidas para cada perna do MMC como se segue:

$$v_{im,k} = R_{arm} i_{cir,k} + L_{arm} \frac{di_{cir,k}}{dt}. \quad (3.25)$$

O controle das correntes circulantes pode ser realizado pela regulação das tensões  $v_{im,k}$  dadas em (3.25). Dessa forma, combinando (3.24) e (3.25), pode-se definir novas tensões de referência para os braços superior e inferior do MMC:

$$\begin{cases} v_{sup,k} = \frac{V_{cc,i}}{2} - v_{i,k} - v_{im,k} \\ v_{inf,k} = \frac{V_{cc,i}}{2} + v_{i,k} - v_{im,k}. \end{cases} \quad (3.26)$$

Normalizando (3.26) em relação a  $V_{cc,i}$  chega-se:

$$\begin{cases} m_{sup,k} = \frac{1}{2}(1 - m_{i,k}) - m_{im,k} \\ m_{inf,k} = \frac{1}{2}(1 + m_{i,k}) - m_{im,k}, \end{cases} \quad (3.27)$$

onde  $m_{sup,k} = (v_{sup,k}/V_{cc,i})$  e  $m_{inf,k} = (v_{inf,k}/V_{cc,i})$  são, respectivamente, os fatores de modulação dos braços superior e inferior de cada uma das fases do conversor e,  $m_{im,k} = (v_{im,k}/V_{cc,i})$  é o fator de modulação devido a tensão de desbalanço.

Diferentes técnicas de supressão das correntes circulantes são propostas na literatura (ALMEIDA *et al.*, 2017; ANGQUIST *et al.*, 2011; LI *et al.*, 2013). Neste trabalho foi adotada a estratégia apresentada em (TU; XU; XU, 2011), na qual controladores no SRF compensam as correntes circulantes. Essa escolha é justificada pela facilidade de incorporar a estratégia de compensação proposta, uma vez que todo o controle do MMC foi implementado no sistema de coordenadas síncrono.

Como mencionado na Subseção 3.2.3, o principal componente harmônico das correntes circulantes se encontra em  $2\omega$ . Sendo assim o controlador proposto será projetado para compensar apenas essa componente. Aplicando a transformada de Park em (3.25), com  $\theta = 2\omega_i t$  pode-se escrever:

$$\begin{cases} v_{im,d} = R_{arm} i_{cir,d} + L_{arm} \frac{di_{cir,d}}{dt} + 2\omega_i L_{arm} i_{cir,q} \\ v_{im,q} = R_{arm} i_{cir,q} + L_{arm} \frac{di_{cir,q}}{dt} - 2\omega_i L_{arm} i_{cir,d}. \end{cases} \quad (3.28)$$

No domínio da frequência complexa, após aplicar a transformada de Laplace em (3.28), tem-se:

$$\begin{cases} V_{im,d}(s) = I_{cir,d}(s)(R_{arm} + sL_{arm}) + 2\omega_i L_{arm} I_{cir,q}(s) \\ V_{im,q}(s) = I_{cir,q}(s)(R_{arm} + sL_{arm}) - 2\omega_i L_{arm} I_{cir,d}(s), \end{cases} \quad (3.29)$$

sendo  $V_{im,d}(s) = m_{im,d} (V_{cc,i}/2)$  e  $V_{im,q}(s) = m_{im,q} (V_{cc,i}/2)$  (Apêndice B).

Como no caso do controle das correntes na componente fundamental, pode-se escrever as seguintes funções de controle a fim de regular as correntes circulantes:

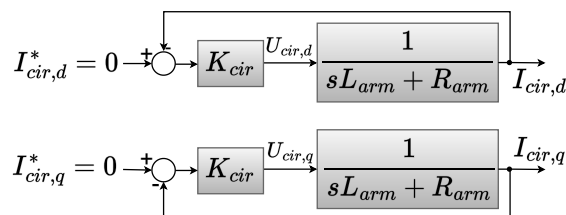
$$\begin{cases} m_{im,d} = \left( \frac{2}{V_{cc,i}} \right) (U_{cir,d}(s) + 2\omega_i L_{arm} I_{cir,q}(s)), \\ m_{im,q} = \left( \frac{2}{V_{cc,i}} \right) (U_{cir,q}(s) - 2\omega_i L_{arm} I_{cir,d}(s)). \end{cases} \quad (3.30)$$

onde  $U_{cir,d}(s)$  e  $U_{cir,q}(s)$  são as variáveis de controle.

Combinando (3.29) e (3.30) chega-se às equações desacopladas para o controle das correntes circulantes cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 24. Note que as correntes de referência nas coordenadas  $d$  e  $q$  são zero, uma vez que o objetivo final é cancelar essas correntes.

$$\begin{cases} I_{cir,d}(s) = \left( \frac{1}{sL_{arm} + R_{arm}} \right) U_{cir,d}(s), \\ I_{cir,q}(s) = \left( \frac{1}{sL_{arm} + R_{arm}} \right) U_{cir,q}(s). \end{cases} \quad (3.31)$$

Figura 24 – Diagrama de blocos desacoplado do controle de corrente circulante



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).



Sendo o controlador  $K_{cir}(s)$  um PI, escreve-se as seguintes funções de transferência de malha fechada para o diagrama de blocos da Figura 24:

$$G_{cir,dq}(s) = \frac{I_{cir,dq}(s)}{I_{cir,dq}^*(s)} = \frac{1/L_{arm} (k_{cir,p}s + k_{cir,i})}{s^2 + s \left( \frac{k_{cir,p} + R_{arm}}{L_{arm}} \right) + \left( \frac{k_{cir,i}}{L_{arm}} \right)} \quad (3.32)$$

onde  $k_{cir,p}$  e  $k_{cir,i}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador  $K_{cir}(s)$ , respectivamente.

Comparando o denominador de (3.32) com a forma canônica da função de transferência de 2ª ordem pode-se calcular os ganhos do controlador como se segue:

$$k_{cir,i} = \omega_{cir}^2 L_{arm} \quad (3.33)$$

e,

$$k_{cir,p} = 2\zeta_{cir}\omega_{cir}L_{arm} - R_{arm}. \quad (3.34)$$

onde  $\omega_{cir}$  e  $\zeta_{cir}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada  $G_{cir,dq}(s)$ , respectivamente.

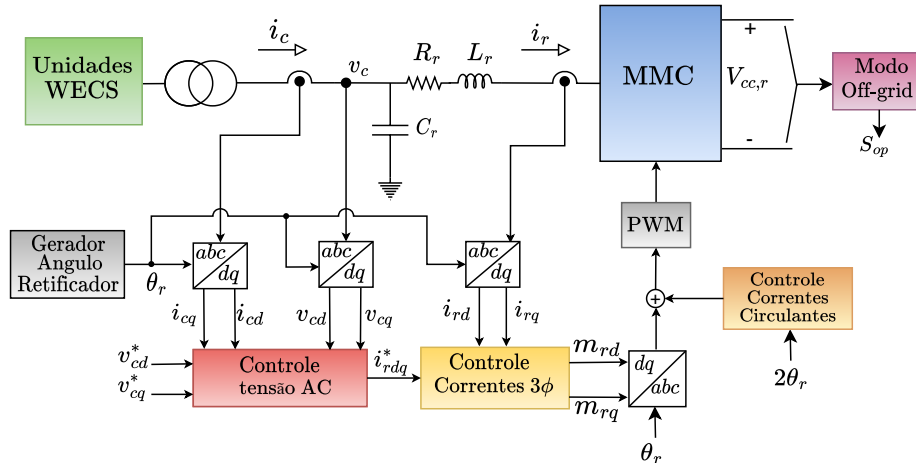
### 3.4 CONTROLE DO MMC-RETIFICADOR

Independentemente do modo de operação do sistema HVDC, o MMC retificador sempre é controlado como GFM impondo a tensão na rede coletora onde as unidades de geração eólica estão conectadas. A Figura 25 ilustra o diagrama de blocos dos controladores do MMC retificador.

O bloco **Gerador de ângulo** é responsável por produzir a referência angular  $\theta_r$  utilizada nas transformações das variáveis do NRF para o SRF e vice-versa. O ângulo é produzido por um integrador alimentado por sinal de frequência constante  $\omega_r = 2\pi f_r$ , onde  $f_r = 60$  Hz. O integrador é zerado sempre que sua saída atinge  $2\pi$  rad para evitar saturação. O bloco **PWM** realiza a comparação dos fatores de modulação com as portadoras triangulares gerando os pulsos de disparos dos IGBT, de acordo com o exposto na Subseção 3.2.2.

O bloco **Modo Off-Grid** monitora a tensão do barramento CC do retificador e, caso essa tensão ultrapasse em 10% seu valor nominal, o sinal  $S_{op}$  é enviado às unidades WECS com objetivo de alterar o modo de controle do gerador e regular a tensão do elo. É importante mencionar também que o projeto do controlador para compensar as correntes circulantes do MMC retificador é idêntico ao apresentado na Subseção 3.3.4 e não será detalhado nessa seção.

Figura 25 – Diagrama de blocos dos controladores do MMC retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 3.4.1 Conexão do MMC à rede coletora

Considerando a polaridade das tensões e o sentido das correntes indicados no circuito da Figura 25 pode-se escrever:

$$\begin{cases} C_r \frac{dv_{c,a}}{dt} = i_{c,a} - i_{r,a}, \\ C_r \frac{dv_{c,b}}{dt} = i_{c,b} - i_{r,b}, \\ C_r \frac{dv_{c,c}}{dt} = i_{c,c} - i_{r,c}, \end{cases} \quad (3.35)$$

onde  $C_r$  é o valor da capacitância do filtro CA,  $i_{c,a}$ ,  $i_{c,b}$  e  $i_{c,c}$  são as correntes trifásicas nos terminais secundários do transformador de interconexão e sintetizadas pelas unidades de geração,  $i_{r,a}$ ,  $i_{r,b}$  e  $i_{r,c}$  são as correntes trifásicas injetadas nos terminais do MMC retificador e  $v_{c,a}$ ,  $v_{c,b}$  e  $v_{c,c}$  são as tensões trifásicas sobre os capacitores do filtro CA.

A frequência do lado CA do MMC é fixada pelo controle do retificador, sendo igual  $\omega_r$ . Assim, aplicando a transformada de Park em (3.35), considerando  $\theta_r = \int \omega_r dt$ , obtém-se:

$$\begin{cases} C_r \frac{d}{dt} v_{cd} = i_{cd} - i_{rd} + C_r \omega_r v_{cq}, \\ C_r \frac{d}{dt} v_{cq} = i_{cq} - i_{rq} - C_r \omega_r v_{cd}. \end{cases} \quad (3.36)$$

Como nos casos anteriores a equação relativa à sequência zero foi omitida em (3.36) pois o sistema foi considerado trifásico a três fios.

Aplicando a transformada de Laplace em (3.36) chega-se a:

$$\begin{cases} V_{cd} = \frac{1}{sC_r} (I_{cd} - I_{rd} + C_r \omega_r V_{cq}), \\ V_{cq} = \frac{1}{sC_r} (I_{cq} - I_{rq} - C_r \omega_r V_{cd}). \end{cases} \quad (3.37)$$

O sistema (3.37) descreve a dinâmica das tensões do barramento CA e serão utilizadas para projetar as malhas de controle para regular a tensão da rede coletora.

Para determinar as equações que regem o comportamento de  $I_{rd}$  e  $I_{rq}$  considerou-se as equações dinâmicas das correntes nos terminais CA do MMC retificador dadas por:

$$\begin{cases} v_{c,a} - v_{r,a} = L_{eq,r} \frac{di_{r,a}}{dt} + R_{eq,r} i_{r,a}, \\ v_{c,b} - v_{r,b} = L_{eq,r} \frac{di_{r,b}}{dt} + R_{eq,r} i_{r,b}, \\ v_{c,c} - v_{r,c} = L_{eq,r} \frac{di_{r,c}}{dt} + R_{eq,r} i_{r,c}, \end{cases} \quad (3.38)$$

onde  $R_{eq,r} = (R_r + R_{arm}/2)$  e  $L_{eq,r} = (L_r + L_{arm}/2)$  são, respectivamente, a resistência e a indutância equivalentes e,  $v_{r,a}$ ,  $v_{r,b}$  e  $v_{r,c}$  são as tensões terminais do MMC.

Aplicando a transformada de Park (Apêndice A) em (3.38), pode-se escrever as expressões equivalentes no SRF:

$$\begin{cases} v_{cd} - v_{rd} + \omega_r L_{eq,r} i_{rq} = L_{eq,r} \frac{di_{rd}}{dt} + R_{eq,r} i_{rd}, \\ v_{cq} - v_{rq} - \omega_r L_{eq,r} i_{rd} = L_{eq,r} \frac{di_{rq}}{dt} + R_{eq,r} i_{rq}. \end{cases} \quad (3.39)$$

Aplica-se a transformada de Laplace em (3.39) e em seguida, reescreve-se as tensões terminais do conversor em função dos fatores de modulação de acordo com (B.4). Por fim, chega-se a:

$$\begin{cases} I_{rd}(s) = \frac{1}{sL_{eq,r} + R_{eq,r}} \left[ -m_{rd} \left( \frac{V_{cc,r}}{2} \right) + V_{cd}(s) + \omega_r L_{eq,r} I_{rq}(s) \right], \\ I_{rq}(s) = \frac{1}{sL_{eq,r} + R_{eq,r}} \left[ -m_{rq} \left( \frac{V_{cc,r}}{2} \right) + V_{cq}(s) - \omega_r L_{eq,r} I_{rd}(s) \right], \end{cases} \quad (3.40)$$

onde  $m_{rd}$  e  $m_{rq}$  são, respectivamente, os fatores de modulação nos eixos  $d$  e  $q$  do retificador, e  $V_{cc,r}$  é a tensão do barramento CC.

### 3.4.2 Controle das correntes trifásicas do retificador

Define-se as funções de controle das correntes dadas a seguir:

$$\begin{cases} m_{rd} = \left( \frac{2}{V_{cc,r}} \right) (-U_{c4,d}(s) + V_{cd}(s) + \omega_r L_{eq,r} I_{rq}(s)) \\ m_{rq} = \left( \frac{2}{V_{cc,r}} \right) (-U_{c4,q}(s) + V_{cq}(s) - \omega_r L_{eq,r} I_{rd}(s)) \end{cases} \quad (3.41)$$

onde  $U_{c4,d}(s)$  e  $U_{c4,q}(s)$  são as variáveis de controle nas coordenadas  $d$  e  $q$ .

De (3.40) e (3.41) pode-se desenhar o diagrama de blocos para o controle das correntes nos terminais do MMC retificador, de forma idêntica ao mostrado na Figura 20.

Baseado nesse diagrama pode-se escrever as seguintes funções de transferência em malha fechada para o controle de corrente do MMC retificador:

$$G_{c4,dq}(s) = \frac{I_{r,dq}(s)}{I_{r,dq}^*(s)} = \frac{(1/L_{eq,r})(sk_{p,c4} + k_{i,c4})}{s^2 + s\left(\frac{k_{p,c4} + R_{eq,r}}{L_{eq,r}}\right) + \left(\frac{k_{i,c4}}{L_{eq,r}}\right)}, \quad (3.42)$$

onde  $k_{p,c4}$  e  $k_{i,c4}$  são os ganhos das parcelas proporcional e integral dos controladores de corrente  $K_{c4}(s)$  de eixo direto e quadratura.

Comparando (3.42) com a forma canônica de funções de transferência de 2ª ordem, os ganhos do controlador são calculados através de:

$$k_{p,c4} = 2\zeta_{c4}\omega_{c4}L_{eq,r} - R_{eq,r}, \quad (3.43)$$

e

$$k_{i,c4} = \omega_{c4}^2 L_{eq,r}, \quad (3.44)$$

onde  $\omega_{c4}$  e  $\zeta_{c4}$  são, respectivamente, a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada.

### 3.4.3 Controle da tensão do barramento CAc

Como discutido previamente, o MMC retificador deve regular a tensão do barramento CA, formando a rede coletora para as unidades WECS. Para isso, utiliza-se controladores PI para eliminar erros em regime permanente e garantir que as tensões sigam seus respectivos sinais de referência. Definindo-se duas variáveis de controle  $U_{v3,d}$  e  $U_{v3,q}$ , pode-se escrever as seguintes relações de controle:

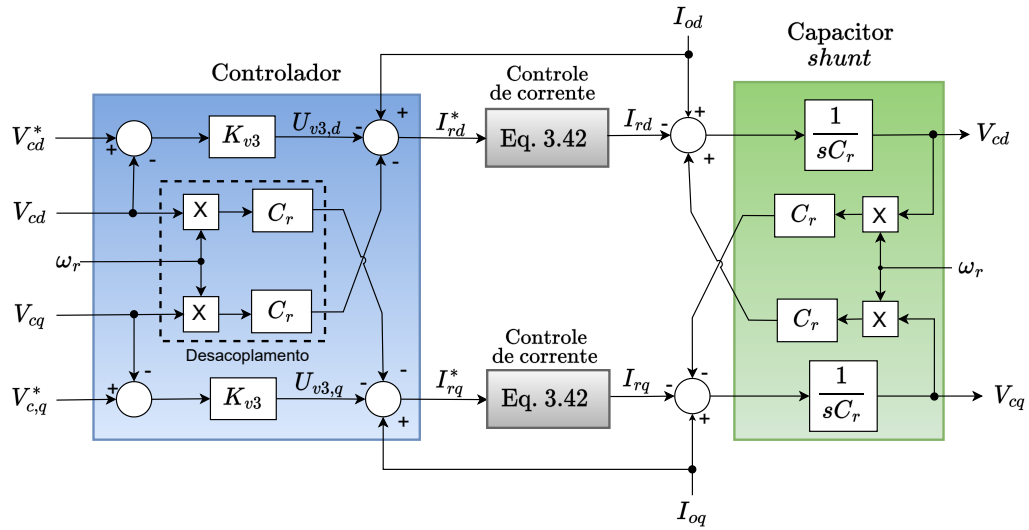
$$\begin{cases} I_{rd}^*(s) = -U_{v3,d}(s) + \omega_r C_r V_{cq}(s) + I_{cd}(s) \\ I_{rq}^*(s) = -U_{v3,q}(s) - \omega_r C_r V_{cd}(s) + I_{cq}(s) \end{cases} \quad (3.45)$$

onde  $I_{rd}^*(s)$  e  $I_{rq}^*(s)$  são os sinais de referência, de eixo direto e quadratura, enviados para os respectivos controladores de corrente.

Na Figura 26 é apresentado o diagrama de blocos das malhas de controle de tensão CA. Os controladores  $K_{v3}(s)$  são alimentados com os erros entre os valores de referência e as tensões medidas sobre os capacitores do filtro  $C_r$ . Assim como nos controladores de corrente, os sinais da malha de desacoplamento e de *feed-forward* são adicionados aos sinais de saída de  $K_{v3}(s)$ . Neste caso, o sinal de *feed-forward* tem o objetivo de eliminar as variações das correntes das unidades de geração, de forma que variações na potência gerada não afetem a tensão da rede coletora.

Isolando  $I_{rd}(s)$  e  $I_{rq}(s)$  em (3.42), substituindo (3.37) nas expressões obtidas, e o resultado destas nas leis de controle (3.45), chega-se nas seguintes relações para as tensões

Figura 26 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

da rede coletora, nos eixos direto e em quadratura:

$$\begin{cases} G_{c4}(s)U_{v3,d}(s) + [1 - G_{c4}(s)]\omega_r C_r U_{v3,q}(s) + [1 - G_{c4}(s)]I_{cd}(s) = sC_r V_{cd}(s), \\ G_{c4}(s)U_{v3,q}(s) - [1 - G_{c4}(s)]\omega_r C_r U_{v3,d}(s) + [1 - G_{c4}(s)]I_{cq}(s) = sC_r V_{cq}(s). \end{cases} \quad (3.46)$$

Assumindo que a frequência de corte de (3.42) seja suficientemente grande, de forma que  $G_{c4}(s) = 1$  em (3.46), o acoplamento cruzado entre as tensões de eixo direto e em quadratura do barramento CA é cancelado. Além disso, o efeito das correntes  $I_{cd}(s)$  e  $I_{cq}(s)$  nas variáveis de controle  $U_{v3,d}(s)$  e  $U_{v3,q}(s)$  são anulados. Após tal simplificação, chega-se ao diagrama de controle desacoplado apresentado na Figura 27. Assim, pode-se escrever a seguinte função de transferência de malha fechada:

$$G_{v3,dq}(s) = \frac{V_{c,dq}(s)}{V_{c,dq}^*(s)} = \frac{(1/C_r)(sk_{p,v3} + k_{i,v3})}{s^2 + s\left(\frac{k_{p,v3}}{C_r}\right) + \left(\frac{k_{i,v3}}{C_r}\right)}, \quad (3.47)$$

onde  $k_{p,v3}$  e  $k_{i,v3}$  são os ganhos das parcelas proporcional e integral.

Mais uma vez, os ganhos do controlador podem ser obtidos comparando (3.47) com a forma canônica da função de transferência de 2<sup>a</sup> ordem, resultando em:

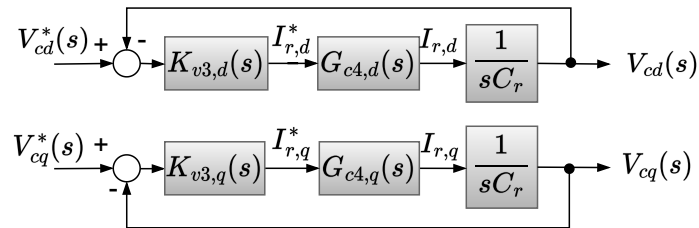
$$k_{p,v3} = 2\zeta_{v3}\omega_{v3}C_r, \quad (3.48)$$

e

$$k_{i,v3} = \omega_{v3}^2 C_r, \quad (3.49)$$

onde  $\omega_{v3}$  e  $\zeta_{v3}$  são, respectivamente, a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento.

Figura 27 – Diagrama de blocos do controle de tensão do MMC retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foram detalhados os componentes do sistema de transmissão HVDC e as técnicas de controle adotadas para sua operação no modo conectado à rede elétrica (*on-grid*). Discutiu-se sobre o modelo do MMC, assim como questões pertinentes para sua operação como a estratégia de disparos dos IGBT, equalização de tensão dos SM e a estratégia utilizada para compensação das correntes circulantes pelos braços do MMC. Os modelos desenvolvidos no domínio da frequência permitiram a obtenção de funções de transferência para projetar as malhas de controle de corrente de ambos os MMC, além das malhas de controle de tensão CC do elo HVDC e de tensão CA da rede coletora.

No próximo capítulo serão discutidas as técnicas de controle necessárias para operação do sistema de transmissão HVDC no modo desconectado (*off-grid*) da rede elétrica.

## 4 CONTROLE DOS SISTEMAS DE GERAÇÃO EÓLICO E DA TRANSMISSÃO HVDC NO MODO DESCONECTADO DA REDE ELÉTRICA

O projeto de todos os controladores apresentados nos capítulos anteriores considerou que o sistema de transmissão HVDC operava conectado à rede elétrica. No entanto, caso ocorra algum defeito na rede, o sistema HVDC pode ser desconectado, operando isolado do restante da rede. Dentro deste contexto, este capítulo tem como objetivo projetar malhas de controle adicionais, visando a operação de todo o sistema (fazenda eólica mais transmissão HVDC), desconectado da rede elétrica (modo *off-grid*), alimentando as cargas locais.

No caso de desconexão da rede CA, o MMC inversor passa a regular a tensão no PAC, fornecendo potência para a carga. Nessa condição, os geradores eólicos param de extrair a máxima potência disponível no vento e começam a regular a tensão CC do elo HVDC. Dessa forma controla-se a quantidade de potência injetada no sistema de transmissão. Além disso, o controle do ângulo de passo das pás (*pitch*), apresentado na Subseção 2.2.1 será utilizado para regular a velocidade a máquina em um valor fixo.

Mesmo durante o modo de operação *off-grid*, o MMC retificador continua operando como formador de rede para as unidades WECS, como descrito na Seção 3.4. Desse modo, o GSC (Capítulo 2) mantém o controle da tensão do barramento CC do conversor *back-to-back* das unidades WECS.

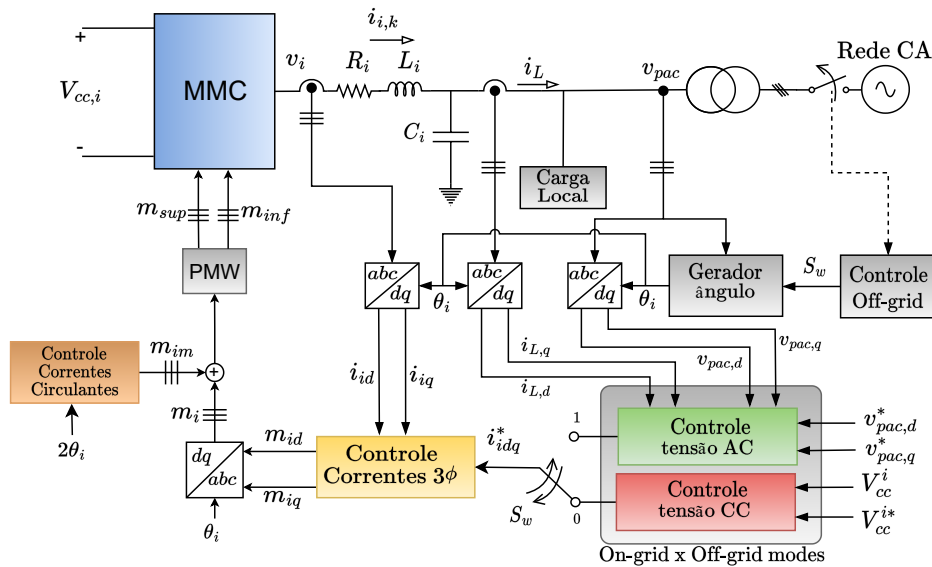
### 4.1 CONTROLE DO MMC INVERSOR

A Figura 28 mostra o diagrama esquemático do MMC inversor, conectado à rede elétrica e os seus controladores, considerando os modos de operação *on-grid* e *off-grid*. Diante dos modos de operação distintos, uma segunda malha de tensão foi adicionada ao diagrama previamente apresentado na Figura 18. Ambas malhas geram os sinais de referência para a malha interna de corrente discutida no Capítulo 3. A comutação entre o controle de tensão CC e CA é realizado através do sinal  $S_w$ , produzido pelo bloco "Controle Off-grid". Esse sinal é gerado com um atraso de 20 ms em relação a desconexão do sistema de transmissão com a rede.

O bloco Gerador de ângulo é responsável por produzir a referência angular  $\theta_i$  utilizada nas transformações das variáveis do NRF para o SRF e vice-versa. Durante a operação *on-grid*, um PLL sincroniza as tensões e correntes no terminal do MMC inversor com as tensões do PAC, seguindo o que foi discutido na Seção 3.3. No caso da operação *off-grid*, o ângulo é produzido por um integrador alimentado por sinal de frequência constante  $\omega_i = 2\pi f_i$ , onde  $f_i = 60$  Hz. O integrador é zerado sempre que sua saída atinge  $2\pi$  rad para evitar saturação. A comutação entre cada um desses modos também ocorre através do sinal  $S_w$ .

Como explicado anteriormente, os capacitores  $C_i$  conectados em derivação com os filtros de interface simplificam a metodologia de projeto dos controladores. No entanto, a presença desses capacitores pode ser desprezada para operação na frequência fundamental.

Figura 28 – Diagrama de blocos dos controladores do MMC inversor para os modos *on-grid* e *off-grid*.

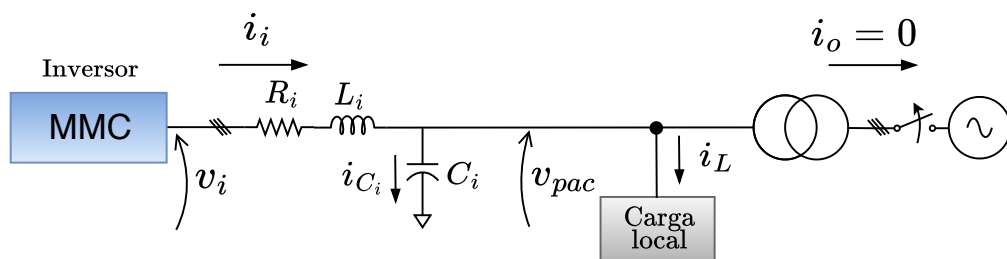


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

#### 4.1.1 Modelo dinâmico das tensões do PAC

O diagrama da Figura 28 foi redesenhado como mostrado na Figura 29 para simplificar a obtenção do modelo dinâmico das tensões do PAC durante operação *off-grid*.

Figura 29 – Diagrama simplificado para controle CA do MMC inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Do circuito da Figura 29 pode-se escrever a seguinte relação para as correntes pelos terminais do inversor:

$$i_{i,k} = C_i \frac{dv_{pac,k}}{dt} + i_{L,k}, \quad (4.1)$$



onde  $i_{L,k}$  é a corrente drenada pela carga,  $i_{ci,k} = C_i \frac{dv_{pac,k}}{dt}$  é a corrente que circula pelo capacitores e  $i_{i,k}$  é a corrente que flui no terminal de saída do MMC inversor, sendo  $k \in \{a,b,c\}$ .

As grandezas nos terminais CA do inversor oscilam com uma frequência angular igual a  $\omega_i = 377$  rad/s. Essa frequência é mantida constante para o modo de operação *off-grid*. Assim, aplicando a transformada de Park (Apêndice A) em (4.1), considerando o ângulo de transformação como sendo  $\theta_i = \int \omega_i dt$ , obtém-se:

$$\begin{cases} i_{id} - i_{Ld} + C_i \omega_i v_{pac,q} = C_i \frac{dv_{pac,d}}{dt}, \\ i_{iq} - i_{Lq} - C_i \omega_i v_{pac,d} = C_i \frac{dv_{pac,q}}{dt}. \end{cases} \quad (4.2)$$

Agora aplicando a transformada de Laplace em (4.2) e isolando o termo referente as tensões do PAC, tem-se:

$$\begin{cases} V_{pac,d}(s) = \frac{1}{sC_i} (I_{id}(s) - I_{Ld}(s) + C_i \omega_i V_{pac,q}(s)), \\ V_{pac,q}(s) = \frac{1}{sC_i} (I_{iq}(s) - I_{Lq}(s) - C_i \omega_i V_{pac,d}(s)). \end{cases} \quad (4.3)$$

#### 4.1.2 Controle das tensões do PAC

Seguindo as mesmas etapas que as adotadas para o MMC retificador pode-se escrever as leis de controle a seguir:

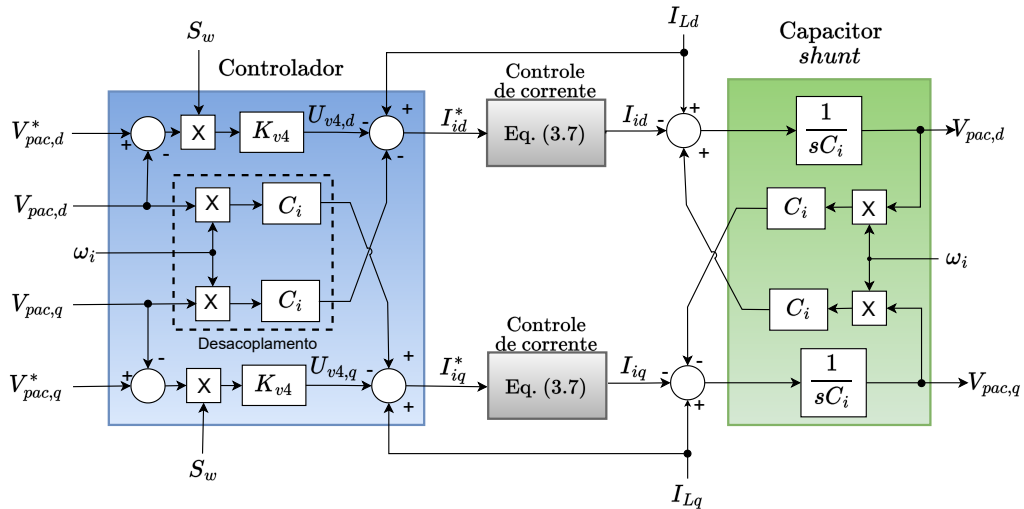
$$\begin{cases} I_{id}^*(s) = U_{v4,d}(s) - \omega_i C_i V_{pac,d}(s) + I_{L,d}(s), \\ I_{iq}^*(s) = U_{v4,q}(s) + \omega_i C_i V_{pac,q}(s) + I_{L,q}(s), \end{cases} \quad (4.4)$$

onde  $I_{id}^*(s)$  e  $I_{iq}^*(s)$  são, respectivamente, os sinais de referência, nas coordenadas  $d$  e  $q$ , enviados para os controladores de corrente e  $U_{v4,d}(s)$  e  $U_{v4,q}(s)$  são as novas variáveis de controle de cada um dos eixos.

Na Figura 30 é mostrado o diagrama de blocos dos controladores quando o MMC inversor regula as tensões trifásicas no PAC. Os controladores  $K_{v4}(s)$  são alimentados com os erros entre a tensão de referência e a tensão no PAC, nas coordenadas  $d$  e  $q$ . Para evitar que o integrador acumule algum erro durante os períodos em que o inversor opera no modo de corrente, a função de ativação  $S_w$  somente é chaveada do estado 0 para 1 quando o sistema está no modo desconectado. Os sinais das malhas de desacoplamento e de *feed-forward* são adicionados à saída dos controladores  $K_{v4}(s)$  para que os distúrbios provocados pelas variações das correntes  $I_{L,d}$  e  $I_{L,q}$  sejam eliminados, permitindo que a dinâmica da carga possa ser desconsiderada no projeto dos controladores.

Isola-se  $I_{id}^*(s)$  e  $I_{iq}^*(s)$  em (3.7) e substitui-se nas leis de controle (4.4). Em seguida, substitui-se (4.3) nos resultados obtidos, para se obter as seguintes relações para as tensões

Figura 30 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

de eixo direto e quadratura no PAC:

$$\begin{cases} G_{c3}(s)U_{v4,d}(s) + [1 - G_{c3}(s)]\omega_i C_i V_{pac,q}(s) - [1 - G_{c3}(s)]I_{L,d}(s) = sC_i V_{pac,d}(s), \\ G_{c3}(s)U_{v4,q}(s) - [1 - G_{c3}(s)]\omega_i C_i V_{pac,d}(s) - [1 - G_{c3}(s)]I_{L,q}(s) = sC_i V_{pac,q}(s). \end{cases} \quad (4.5)$$

Assim como foi feito no projeto dos controladores de tensão do MMC retificador, adotando-se a frequência de corte da função de transferência de malha fechada da corrente suficientemente grande para que  $G_{c3} = 1$  na frequência de operação de (4.5), elimina-se o acoplamento cruzado entre as tensões de eixo direto e quadratura do PAC. Adicionalmente anula-se o efeito das correntes da carga sob as variáveis de controle.

As hipóteses simplificadoras anteriores permitem desenhar o diagrama de blocos da Figura 31. Além disso, as funções de transferência em malha fechada para as tensões de eixo direto e quadratura do PAC são descritas por:

$$G_{v4}(s) = \frac{V_{pac,dq}(s)}{V_{pac,dq}^*(s)} = \frac{(1/C_i)(sk_{p,v4} + k_{i,v4})}{s^2 + s\left(\frac{k_{p,v4}}{C_i}\right) + \left(\frac{k_{i,v4}}{C_i}\right)}, \quad (4.6)$$

onde  $k_{p,v4}$  e  $k_{i,v4}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão  $K_{v4}(s)$ .

Comparando o denominador de (4.6) com o da forma canônica da função de transferência de 2ª ordem obtém-se:

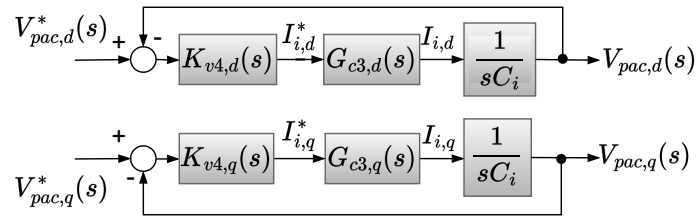
$$k_{p,v4} = 2\xi_{v4}\omega_{v4}C_i, \quad (4.7)$$

e

$$k_{i,v4} = \omega_{v4}^2 C_i, \quad (4.8)$$

onde  $\omega_{v4}$  e  $\xi_{v4}$  são a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento da função de transferência de malha fechada  $G_{v4}(s)$ , respectivamente.

Figura 31 – Diagramas desacoplados do controle de tensão do barramento CA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 4.2 CONTROLE DO PMSG

Na Figura 10 é mostrado o diagrama de blocos do PMSG considerando os dois modos de operação do sistema HVDC: *on-grid* e *off-grid*. Durante a operação *on-grid*, o MSC maximiza a potência extraída do vento através do algoritmo de MPPT-OTC detalhado na Subseção 2.4.2. Toda a potência elétrica gerada na fazenda eólica é transmitida pelo elo HVDC e injetada na rede elétrica no continente. Nesse caso, o MMC inversor é controlado no modo de corrente.

Por outro lado, no modo de operação *off-grid*, o algoritmo de MPPT-OTC é desabilitado e uma malha externa passa a controlar a energia drenada das turbinas eólicas, visando regular a tensão CC nos terminais do MMC retificador. Essa malha não interrompe a operação do sistema de transmissão HVDC, mesmo caso as cargas locais não consumam toda potência capaz de ser gerada pelas turbinas.

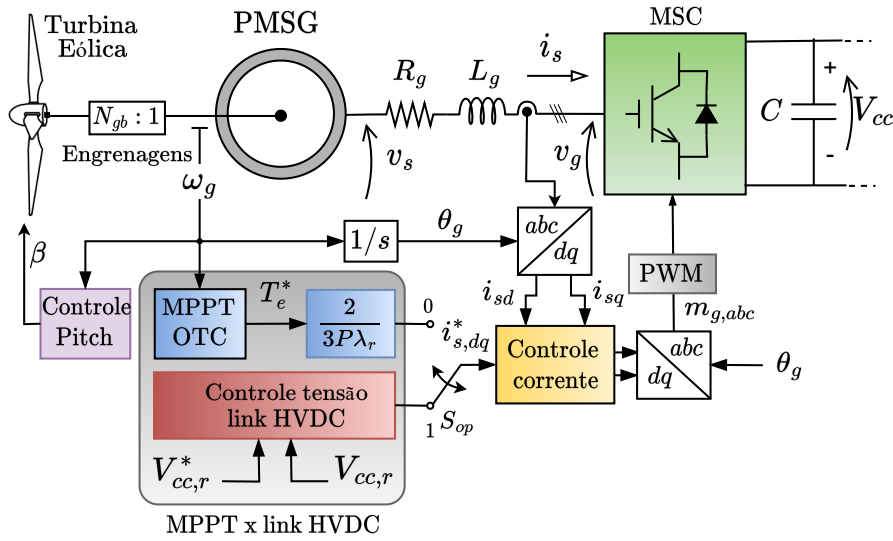
A comutação entre os dois modos de controle é feita pelo bloco **Modo de Controle**. Instantes após a desconexão da rede, o MMC inversor deixa de regular a tensão do elo CC, enquanto o MPPT-OTC permanece ativo. Dessa forma, a tensão do sistema de transmissão pode apresentar uma tendência de crescimento, caso a carga local não consuma toda a potência disponível. Como o MMC retificador está conectado na outra extremidade do elo HVDC, ele não irá identificar a desconexão da rede CA. Porém quando a tensão CC do retificador supera um determinado valor máximo pré estabelecido, a função de ativação  $S_{op}$  é comutada de 0 para 1. Essa função realiza o chaveamento entre os modos de controle do PMSG e habilita o controle de pitch da turbina eólica, evitando que o conjunto turbina-gerador atinja velocidades excessivas.

### 4.2.1 Controle de tensão do link HVDC

O projeto dos controladores de tensão para a operação no modo *off-grid* se baseia no balanço de potência nos terminais CC do MMC retificador. Portanto, o desenvolvimento matemático necessário para que se obtenha os ganhos do controlador se assemelha ao apresentado na Seção 2.5 e Subseção 3.3.3.

Desprezando as perdas nos conversores e nos filtros de interface pode-se escrever a

Figura 32 – Diagrama completo de controle do PMSG.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

seguinte equação de balanço energético para o MMC retificador:

$$p_{ca,r} = P_{hvdc} + p_{cap,r}, \quad (4.9)$$

sendo,

$$p_{ca,r} = n \left( \frac{3}{2} v_{g,q} i_{g,q} \right), \quad (4.10)$$

sendo  $p_{ca,r}$  a potência injetada nos terminais CA do retificador e  $n$  o número de unidades WECS operando em paralelo.

Observe que o ângulo  $\theta_g$  medido no eixo do PMSG garante que o vetor espacial da tensão gerada  $\vec{v}_g$  esteja alinhado com o eixo “ $q$ ” do sistema de coordenadas síncrono (Apêndice A), de forma que  $v_{gd} = 0$ .

A potência absorvida pelo capacitor equivalente do MMC retificador é dada por:

$$p_{cap,r} = \left( \frac{C_{eq,r}}{2} \right) \frac{dV_{cc,r}^2}{dt}, \quad (4.11)$$

onde  $C_{eq,r} = 3(C_{sm,r}/N_{sm,r})$  é a capacitância equivalente do MMC;  $C_{sm,r}$  e  $N_{sm,r}$  são, respectivamente, a capacitância dos SM e o número de SM ativos por perna do retificador.

Substituindo (4.10) e (4.11) em (4.9) tem-se:

$$n \left( \frac{3}{2} v_{g,q} i_{g,q} \right) = P_{hvdc} + \left( \frac{C_{eq,r}}{2} \right) \frac{dV_{cc,r}^2}{dt}. \quad (4.12)$$

Linearizando (4.12), e em seguida aplicando a transformada de Laplace, chega-se a seguinte relação no domínio da frequência complexa:

$$\tilde{V}_{cc,r}^2(s) = \frac{2}{sC_{eq,r}} \left[ n \left( \frac{3}{2} \right) \tilde{I}_{gq}(s) \bar{V}_{gq} - \tilde{P}_{hvdc}(s) \right]. \quad (4.13)$$

onde  $P_{hvdc}$  é a potência entregue ao *link* HVDC.

O controlador proposto processa o erro entre o valor quadrático da referência  $V_{cc,r}^*(s)$  e o valor quadrático do sinal medido  $\tilde{V}_{cc,r}(s)$ . Sua saída é o sinal de referência da malha de controle de corrente ( $\tilde{I}_{gq}^*(s)$ ). A corrente de referência do eixo  $d$  foi mantida nula, uma vez que o fluxo do gerador é garantido pelo ímãs permanentes.

Mais uma vez, tomando-se a frequência de corte da malha de corrente suficientemente grande, sua resposta pode ser considerada unitária na frequência de operação da malha de tensão. Dessa forma, a função de transferência que relaciona o sinal de tensão ao valor de referência é dada por:

$$G_{v5,dq}(s) = \frac{V_{cc,r}^2}{(V_{cc,r}^*)^2} = \frac{\left(\frac{3n\bar{V}_{sq}}{C_{eq,r}}\right) (sk_{p,v5} + k_{i,v5})}{s^2 + s\left(\frac{3n\bar{V}_{sq}k_{p,v5}}{C_{eq,r}}\right) + \left(\frac{3n\bar{V}_{sq}k_{i,v5}}{C_{eq,r}}\right)}, \quad (4.14)$$

onde  $k_{p,v5}$  e  $k_{i,v5}$  são os ganhos das parcelas proporcional e integral, respectivamente.

O cálculo dos ganhos pode ser feito ao se comparar o denominador da expressão anterior ao da forma canônica de uma função de transferência de segunda ordem. Assim:

$$k_{p,v5} = \frac{2\xi_{v5}\omega_{v5}C_{eq,r}}{3\bar{V}_{sq}}, \quad (4.15)$$

e

$$k_{i,v5} = \frac{\omega_{v5}^2 C_{eq,r}}{3\bar{V}_{sq}}, \quad (4.16)$$

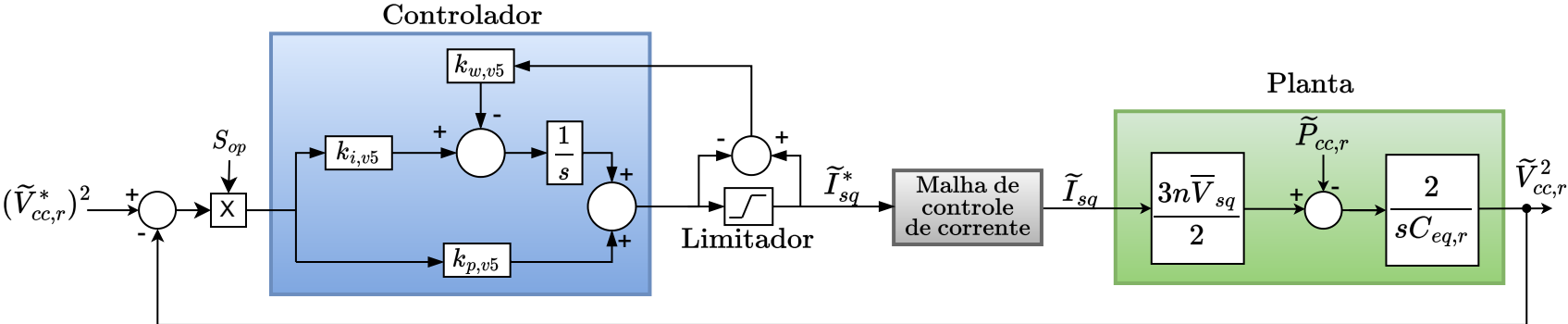
onde  $\omega_{v5}$  e  $\xi_{v5}$  são, respectivamente, a frequência natural não amortecida e o fator de amortecimento do controlador.

A Figura 33 apresenta o diagrama de blocos do controlador utilizado para regular a tensão do barramento CC. Como as correntes do PMSG não podem assumir valores negativos, a saída do controlador de corrente deve ser limitada. Portanto, uma estratégia de *anti-reset wind-up* foi implementada para evitar a saturação do integrador. O ganho  $k_{w,v5}$  foi empiricamente calculado. Além disso, o erro dos valores quadráticos de tensão é multiplicado pelo sinal  $S_{op}$  para evitar que o integrador acumule erros durante a operação *on-grid*.

### 4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram discutidos os controles dos conversores eletrônicos para a operação *off-grid* do sistema de geração eólica. Detalhou-se o controle das tensões do PAC, realizado pelo MMC inversor. Em seguida, foi apresentado o controle de tensão do *link* HVDC através da regulação de potência extraída do PMSG. No capítulo seguinte serão apresentados os resultados das simulações digitais realizadas através do PSCAD/EMTDC.

Figura 33 – Diagrama de blocos do controle de tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES DIGITAIS

Os sistemas mostrados nas Figura 6 e Figura 16 foram implementados e simulados no software PSCAD/EMTDC para investigar o desempenho das estratégias propostas neste trabalho. Em um primeiro caso, foi investigada a mudança no modo de operação de conectado para desconectado e uma variação da carga. Em seguida, numa segunda simulação, foi validado o desempenho da estratégia de controle diante variações na velocidade do vento.

Os principais parâmetros da unidade WECS e do sistema HVDC são dados nas Tabela 1 e Tabela 2. Já nas Tabela 3 a Tabela 8 são dados os ganhos e parâmetros de projeto dos controladores de tensão e corrente dos conversores *back-to-back* e do ângulo de passo das unidades WECS bem como dos conversores MMC do sistema de transmissão HVDC, para os dois modos de operação.

Os cabos submarinos são constituídos por quatro camadas: o condutor de cobre, a primeira isolamento em XLPE, uma camada de revestimento de chumbo, que dá mais resistência mecânica ao cabo, e por fim a segunda camada isolante e protetora em PVC. A Tabela 9 apresenta as características elétricas dos materiais que constituintes de cada camada. Na Figura 34 é ilustrada a seção transversal do cabo modelado, com as espessuras das camadas indicadas na própria figura.

Tabela 1 – Parâmetros da unidade WECS.

Parâmetro	Valor
Potência nominal PMSG ( $P_g$ )	5 MW
Tensão rms PMSG ( $V_s$ )	3 kV
Frequência PMSG ( $f_g$ )	20 Hz
Resistência PMSG ( $R_s$ )	9,35 m $\Omega$
Indutância PMSG ( $L_s$ )	2,2 mH
Tensão CC nominal do B2B ( $V_{cc}$ )	10 kV
Frequência de chaveamento do B2B ( $f_{b2b}$ )	2,4 kHz
Relação de espiras do transformador ( $N_{b2b}$ )	3:33
Resistência dos filtros ( $R_g, R_f$ )	5 m $\Omega$
Indutância dos filtros ( $L_g, L_f$ )	2 mH
Relação de engrenagens ( $N_{gb}$ )	10:1
Número de unidades equivalentes ( $n$ )	45

### 5.1 UNIDADE WECS EQUIVALENTE

Visando reduzir o esforço computacional, a implementação de diversas unidades WECS foi substituída por uma única unidade equivalente conectada em cascata a um bloco denominado **Multiplicador**. Tal bloco tem como função modelar um número de

Tabela 2 – Parâmetros do sistema HVDC.

Parâmetro	Valor
Tensão CC dos MMC ( $V_{cc,i}, V_{cc,r}$ )	320 kV
Tensão CA do MMC retificador ( $V_c$ )	156 kV
Tensão CA do MMC inversor ( $V_{pac}$ )	138 kV
Número de SM por braço ( $N_{sm}$ )	18
Capacitância do SM ( $C_{sm}$ )	3000 $\mu$ F
Resistência do braço ( $R_{arm}$ )	0,25 $\Omega$
Indutância do braço ( $L_{arm}$ )	10,5 mH
Frequência de chaveamento do MMC ( $f_{mmc}$ )	1,26 kHz
Tensão CA da rede	500 kV
Frequência da rede ( $f_s$ )	60 Hz
Relação de espiras trafo offshore ( $N_1$ )	150:33
Relação de espiras trafo onshore ( $N_2$ )	138:500
Resistências dos filtros CA ( $R_i, R_r$ )	0.25 $\Omega$
Indutâncias dos filtros CA ( $L_i, L_r$ )	12.8 mH
Capacitâncias dos filtros CA ( $C_i, C_r$ )	10 $\mu$ F
Comprimento do cabo submarino ( $l$ )	50 km

Tabela 3 – Controladores de corrente B2B.

Lado	Parâmetro	Valor
Retificador	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{c1}$ )	200 rad/s
	Fator de amortecimento ( $\zeta_{c1}$ )	1
	Ganho proporcional ( $k_{p,c1}$ )	3,0V/A
	Ganho integral ( $k_{i,c1}$ )	309,2V/As
Inversor	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{c2}$ )	200 rad/s
	Fator de amortecimento ( $\zeta_{c2}$ )	1
	Ganho proporcional ( $k_{p,c2}$ )	0,4 V/A
	Ganho integral ( $k_{i,c2}$ )	1 V/As

Tabela 4 – Controlador de tensão B2B.

Lado	Parâmetro	Valor
Inversor	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{v1}$ )	20 rad/s
	Fator de amortecimento ( $\zeta_{v1}$ )	0,7
	Ganho proporcional ( $k_{p,v1}$ )	3,6 A/V
	Ganho integral ( $k_{i,v1}$ )	0,26 A/Vs
Retificador (off-grid)	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{v5}$ )	10 rad/s
	Fator de amortecimento ( $\zeta_{v5}$ )	2
	Ganho proporcional ( $k_{p,v5}$ )	$3 \times 10^{-5}$ A/V
	Ganho integral ( $k_{i,v5}$ )	$1,5 \times 10^{-4}$ A/Vs
	Ganho anti-reset windup ( $k_{w,5}$ )	5 A/Vs

unidades de geração como um modelo agregado, visando simular um parque eólico de várias unidades.

A Figura 35 apresenta o esquema utilizado para cumprir tal função. Apenas o diagrama de uma das fases foi apresentado, sendo que a mesma topologia deve ser adotada



Tabela 5 – Controladores de corrente do sistema HVDC.

Lado	Parâmetro	Valor
Inversor	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{c3}$ )	2000 rad/s
	Fator de amortecimento ( $\zeta_{c3}$ )	0,7
	Ganho proporcional ( $k_{p,c3}$ )	50,2 V/A
	Ganho integral ( $k_{i,c3}$ )	7142,8 V/As
Retificador	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{c4}$ )	2000 rad/s
	Fator de amortecimento ( $\zeta_{c4}$ )	0,7
	Ganho proporcional ( $k_{p,c4}$ )	50,2 V/A
	Ganho integral ( $k_{i,c4}$ )	7142,8 V/As

Tabela 6 – Controladores de tensão do sistema HVDC.

Lado	Modo	Parâmetro	Valor
Inversor	Link CC (on-grid)	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{v1}$ )	20 rad/s
		Fator de amortecimento ( $\zeta_{v2}$ )	2
		Ganho proporcional ( $k_{p,v2}$ )	$1,2 \times 10^{-4}$ A/V
		Ganho integral ( $k_{i,v2}$ )	$5,9 \times 10^{-4}$ A/Vs
	Barramento CA (off-grid)	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{v4}$ )	20 rad/s
		Fator de amortecimento ( $\zeta_{v2}$ )	2
		Ganho proporcional ( $k_{p,v4}$ )	0,0008 A/V
		Ganho integral ( $k_{i,v4}$ )	0,004 A/Vs
Retificador	Barramento CA	Frequência natural não amortecida ( $\omega_{v3}$ )	20 rad/s
		Fator de amortecimento ( $\zeta_{v3}$ )	2
		Ganho proporcional ( $k_{p,v3}$ )	0,0008 A/V
		Ganho integral ( $k_{i,v3}$ )	0,004 A/Vs

Tabela 7 – Ganhos dos sistema de Pitch.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional do controlador ( $k_{p,\beta}$ )	$300^\circ \text{ rad}^{-1} \text{ s}$
Ganho integral do controlador ( $k_{i,\beta}$ )	$100^\circ \text{ rad}^{-1} \text{ s}$
Constante de tempo do atuador ( $T$ )	50 ms

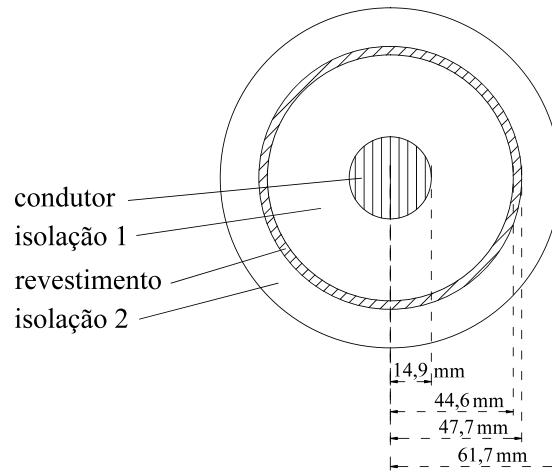
Tabela 8 – Ganhos dos controladores de corrente circulante.

Parâmetro	Valor
Frequência natural não amortecida ( $\omega_{cir}$ )	200 rad/s
Fator de amortecimento ( $\zeta_{cir}$ )	1
Ganho proporcional ( $k_{cir,p}$ )	3,95V/A
Ganho integral ( $k_{cir,i}$ )	420 V/As

Tabela 9 – Parâmetros dos cabos submarinos.

Parâmetro	Valor
Resistividade do cobre	$1,72\text{e-}8 \Omega \cdot \text{m}$
Resistividade do chumbo	$2,2\text{e-}7 \Omega \cdot \text{m}$
Permissividade relativa do XLPE	2,25
Permissividade relativa do PVC	3,00

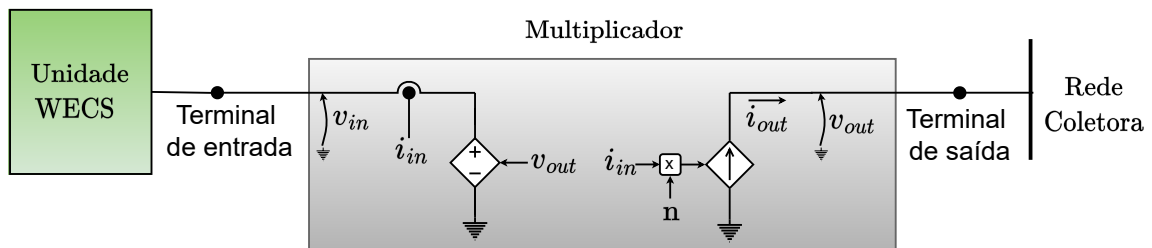
Figura 34 – Seção transversal dos cabos submarinos



Fonte: (ALMEIDA, 2019)

para as 3 fases. O bloco é composto basicamente por duas fontes controladas, sendo uma de tensão e outra de corrente. A fonte de tensão é controlada de forma que a tensão  $v_{in}$  nos terminais de entrada seja igual a tensão  $v_{out}$  nos terminais de saída. Por sua vez, a corrente de saída  $i_{out}$  é igual a “ $n$ ” vezes a corrente de entrada  $i_{in}$ , onde “ $n$ ” é o número de unidades ativas no parque. Dessa forma, a potência de saída é  $n$  vezes maior que a de entrada, simulando assim a presença de várias unidades operando em paralelo.

Figura 35 – Diagrama do bloco "Multiplicador".



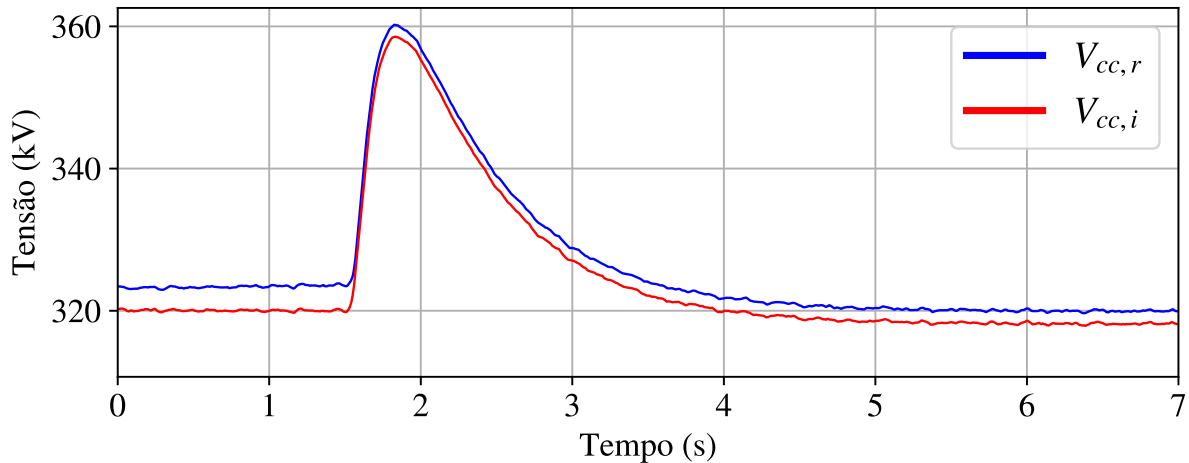
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 5.2 CASO 1: MUDANÇA NO MODO DE OPERAÇÃO

A fim de se confirmar a eficácia das estratégias de controle propostas, o sistema foi submetido à desconexão com a rede. A Figura 36 mostra as formas de onda das tensões CC nos terminais dos MMC retificador e inversor. Inicialmente, o sistema está operando no modo *on-grid* com as unidades WECS extraíndo a máxima potência da turbina eólica, o MMC retificador regula a tensão da rede coletora e o MMC inversor injeta potência na rede CA. Em  $t = 1,5$  s, a chave principal da Figura 16 se abre, desconectando o sistema HVDC da rede. Depois de 20 ms o bloco **Controle Off-Grid** altera o modo de controle do MMC inversor, regulando as tensões do PAC.

As tensões de ambos MMC aumentam uma vez que a carga local não consome toda a potência produzida pelas unidade WECS. Em  $t = 1,7$  s, aproximadamente, a tensão do retificador atinge 352 kV (110% de seu valor nominal). Neste momento os controles do conversor *back-to-back* param de extrair a máxima potência do PMSG e começam a injetar menos potência no sistema HVDC.

Figura 36 – Tensões CC do MMC inversor e retificador no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

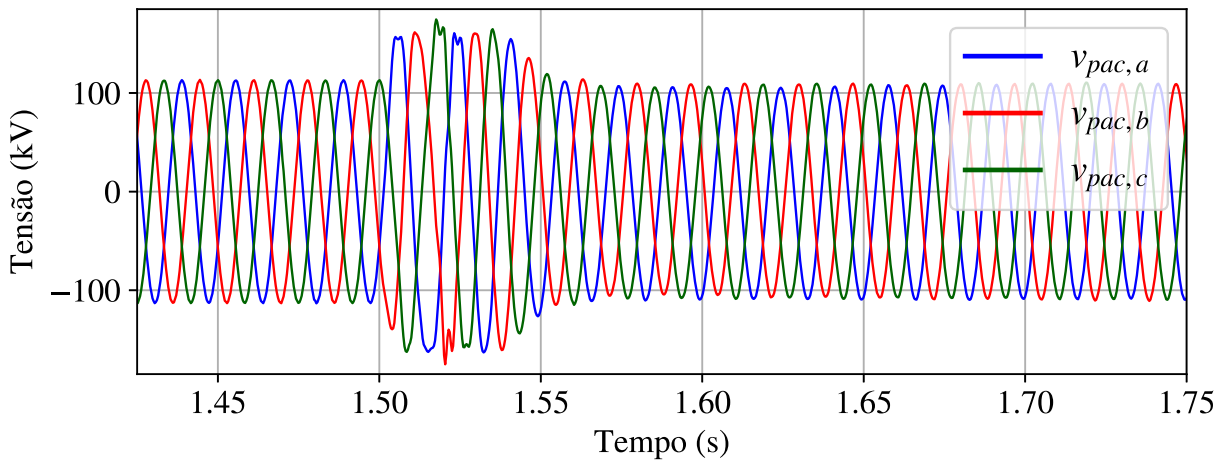
As Figura 37a e Figura 37b detalham, respectivamente, as tensões trifásicas do PAC e correntes sintetizadas pelo MMC inversor durante a mudança em seu modo de operação. Como pode ser observado, as tensões do PAC apresentam crescimento entre  $t = 1,5$  s e  $t = 1,52$  s. Durante este período, o sistema HVDC já está desconectado da rede elétrica, apesar da desconexão ainda não ter sido detectada. Sendo assim, o controle do MSC do PMSG continua extraindo uma potência superior à consumida pela carga, acarretando em tal crescimento das tensões. Por sua vez, as correntes apresentam grande distorção devido ao distúrbio provocado pela desconexão com a rede.

A partir de  $t = 1,52$  s, quando o MMC inversor passa a operar no modo *off-grid*, as tensões do PAC são rapidamente reguladas, voltando aos seus valores nominais em torno de  $t = 1,58$  s. Além disso, o conteúdo harmônico das correntes são rapidamente suprimidos, assumindo um comportamento praticamente senoidal 80 ms após a mudança no modo de controle do conversor.

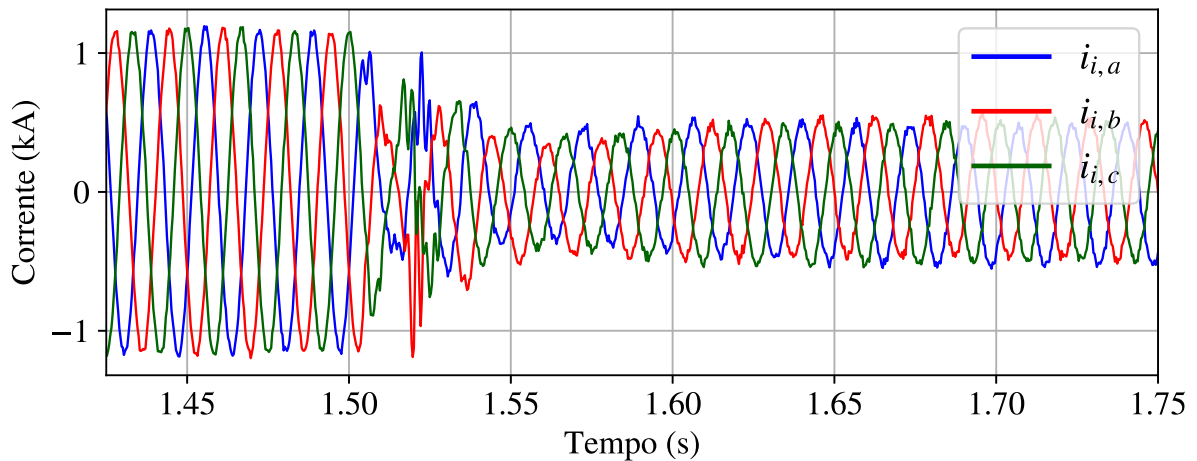
As tensões nos terminais CA do MMC retificador, em torno dos instantes de desconexão, são detalhados na Figura 38. O controlador de tensão mantém os níveis de tensão estáveis, não sofrendo nenhum tipo de impacto devido à desconexão do sistema com a rede ou à alteração nos modos de operação dos demais controladores.

A Figura 39 apresenta as tensões e correntes terminais do PMSG, ao redor do

Figura 37 – Tensões e correntes do PAC no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.



(a) Tensões do PAC



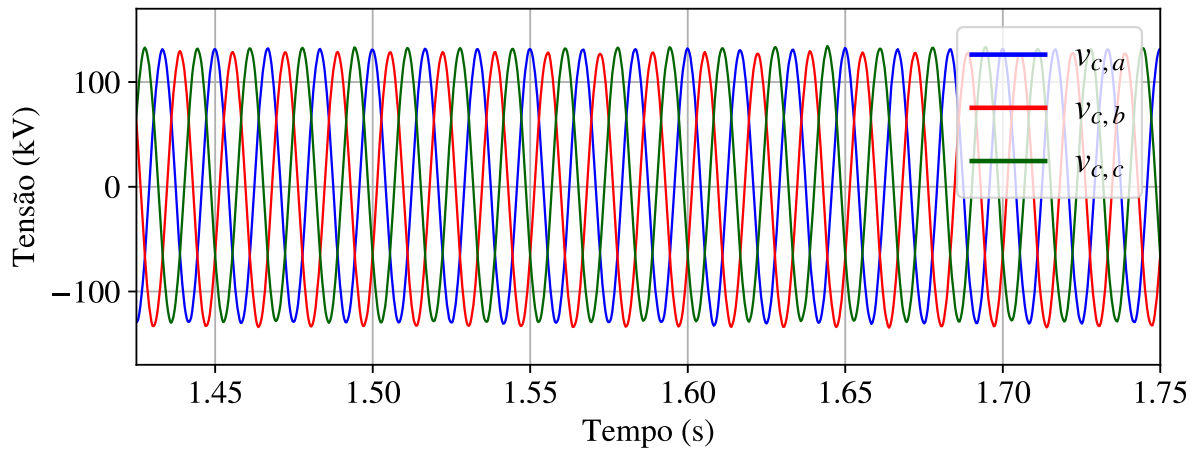
(b) Corrente sintetizadas pelo MMC inversor

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

momento de desconexão. Inicialmente o gerador é controlado pelo algoritmo de MPPT, injetando 1,3 kA de pico nos terminais do MSC. Em  $t = 1,7$  s o modo de controle é alterado, habilitando a malha externa de controle de tensão CC e reduzindo as correntes extraídas do gerador. Uma vez que as tensões terminais tem seus valores de pico mantidos, conclui-se que a potência extraída dos geradores foi reduzida, equilibrando as demandas da carga.

A velocidade do PMSG e o ângulo de pitch da turbina eólica são apresentados na Figura 40. Durante a operação *on-grid* o ângulo  $\beta$  é mantido nulo, enquanto a velocidade da máquina apresenta um comportamento suavemente crescente. Esse comportamento tem relação com a inicialização do *software* que apresenta certo transitório inicial até que as potências elétrica e mecânica nos terminais da máquina se igualem. Devido à constante de

Figura 38 – Tensões nos terminais CA do MMC retificador no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

inércia do gerador, o tempo necessário para que isso ocorra pode ser relativamente grande, levando a um aumento da velocidade da máquina até que tal equilíbrio se estabeleça. Todavia, tal comportamento não tem impactos significativos nos resultados obtidos e nas análises posteriores.

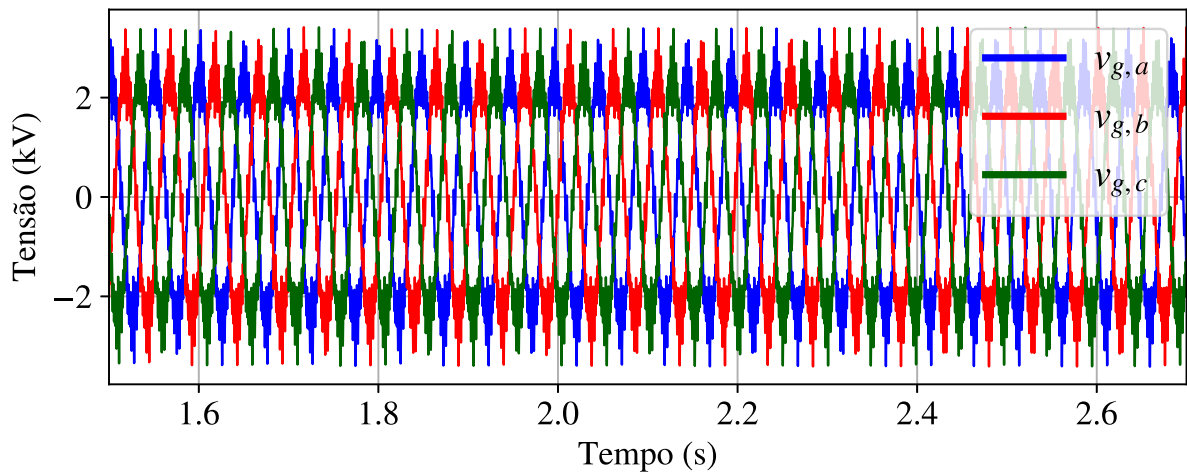
No instante da desconexão, o ângulo de referência  $\beta^*$  assume um comportamento em degrau uma vez que a velocidade da máquina está levemente acima de seu valor nominal. Devido às limitações impostas pelo sistema mecânico do servomotor, é estabelecido um pequeno erro entre o ângulo obtido e o valor de referência. No entanto, após alguns segundos o erro desaparece devido à suavização no comportamento do valor de referência. Entre  $t = 1,52$  s e  $t = 7$  s, o valor de  $\beta$  aumenta, reduzindo assim a potência extraída pela turbina eólica.

O resultado da Figura 40a demonstra que o controle de pitch é capaz de controlar a velocidade da máquina. Após a alteração do modo de controle, a curva da velocidade exibe uma tendência de crescimento, atingindo o valor máximo de  $16,15$  rad/s ( $\approx 1,03 pu$ ). No entanto, entre  $t = 4$  s e  $t = 7$  s a velocidade apresenta uma clara redução, devido à ação de controle. Todavia, para que fosse observado a completa regulação da velocidade da máquina o tempo de simulação seria bastante longo, devido à lenta resposta do sistema mecânico de movimentação das pás e a inércia do PMSG, acarretando em um excessivo esforço computacional.

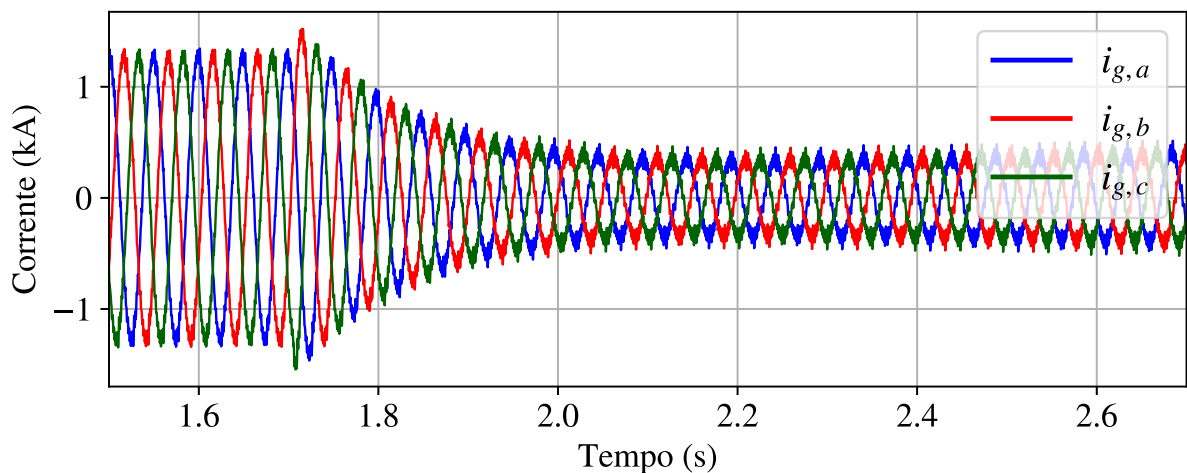
### 5.3 CASO 2: VARIAÇÃO DA VELOCIDADE DO VENTO

A fim de investigar o comportamento do sistema diante de alterações na velocidade do vento, optou-se por simular o sistema até que ele voltasse a entrar em regime permanente

Figura 39 – Tensões e correntes terminais do PMSG no instante de mudança no modo de controle do sistema HVDC.



(a) Tensões terminais do PMSG



(b) Corrente sintetizadas pelo PMSG

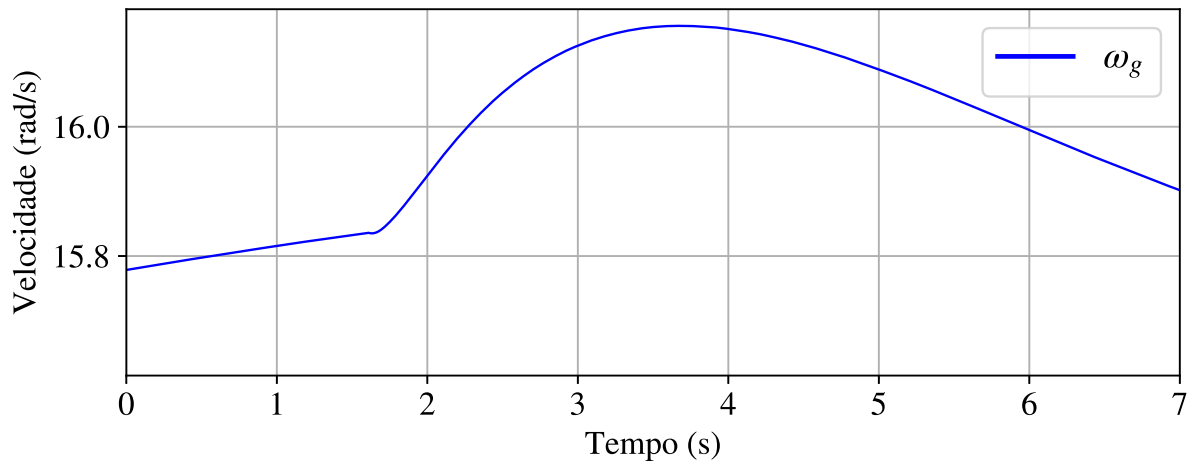
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

após a desconexão com a rede. Com o objetivo de reduzir o esforço computacional e realizar simulações mais longas, o modelo chaveado dos MMC foram substituídos pelo modelo médio por braço (do inglês, *arm-level averaged model*) (ALA), apresentado no Apêndice C.

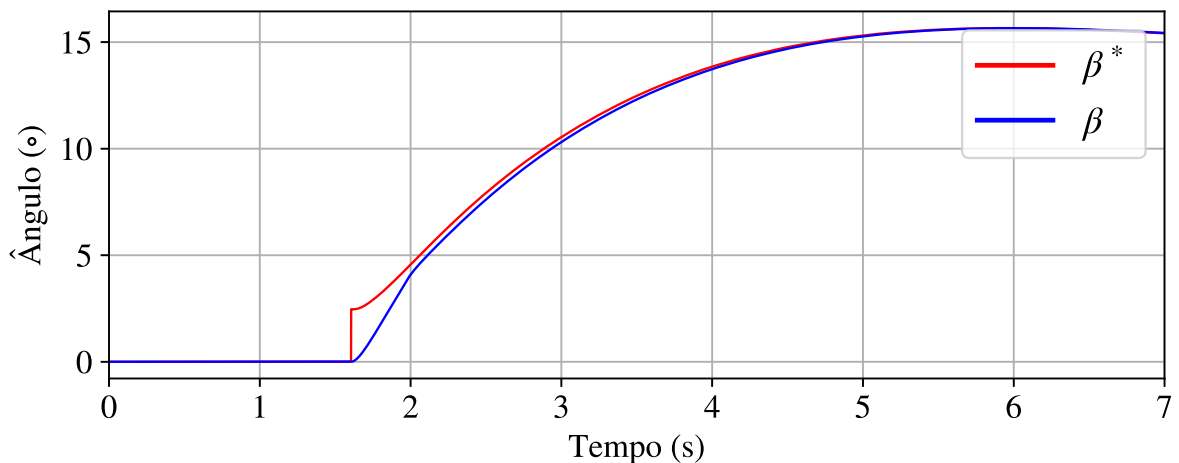
Nos resultados exibidos a seguir, os transitórios causados pela desconexão foram omitidos. Portanto, considera-se o sistema inicialmente no modo *off-grid* fornecendo 82,2 MVA  $\approx$  (75 MW + j36 Mvar) de potência para a carga. Em  $t = 2$  s a velocidade do vento sofre uma redução em degrau de 12 m/s para 10 m/s. Nesse caso, a potência máxima disponível no vento sofre um redução de aproximadamente 42%.

A redução instantânea do vento provoca um desequilíbrio de potência no sistema,

Figura 40 – Variação de velocidade do PMSG e ângulo de pitch da turbina devida à mudança no modo de controle do sistema HVDC.



(a) Velocidade PMSG



(b) Ângulo de Pitch

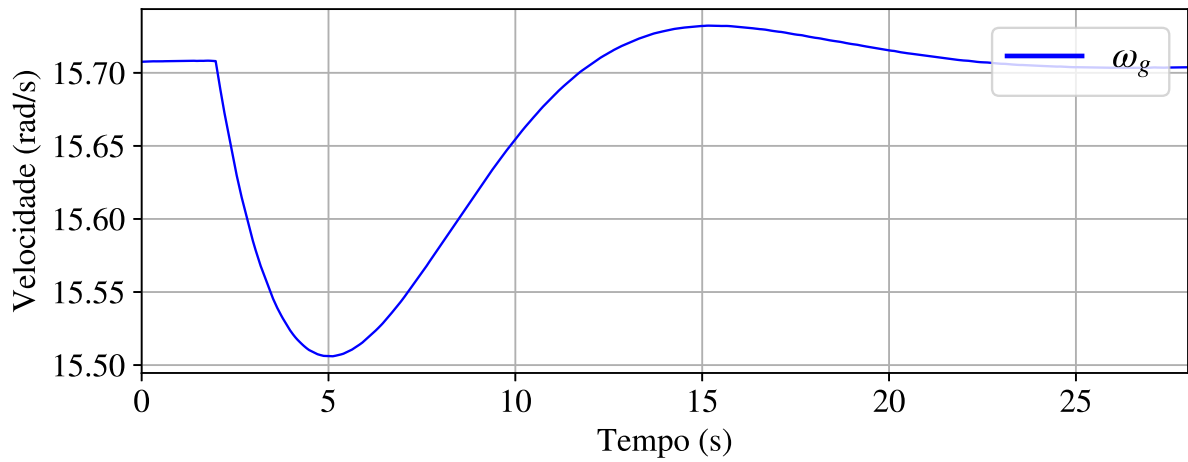
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

implicando na redução da velocidade do gerador exibida na Figura 41a. Com isso, o controle de passo da turbina entra em ação, com o objetivo de regular a velocidade da máquina. O ângulo de passo, apresentado na Figura 41b, é reduzido após o distúrbio, aumentando o coeficiente de potência ( $C_p$ ) e, conseqüentemente a porcentagem de potência extraída da turbina. Dessa forma restabelece-se o equilíbrio de potência no sistema.

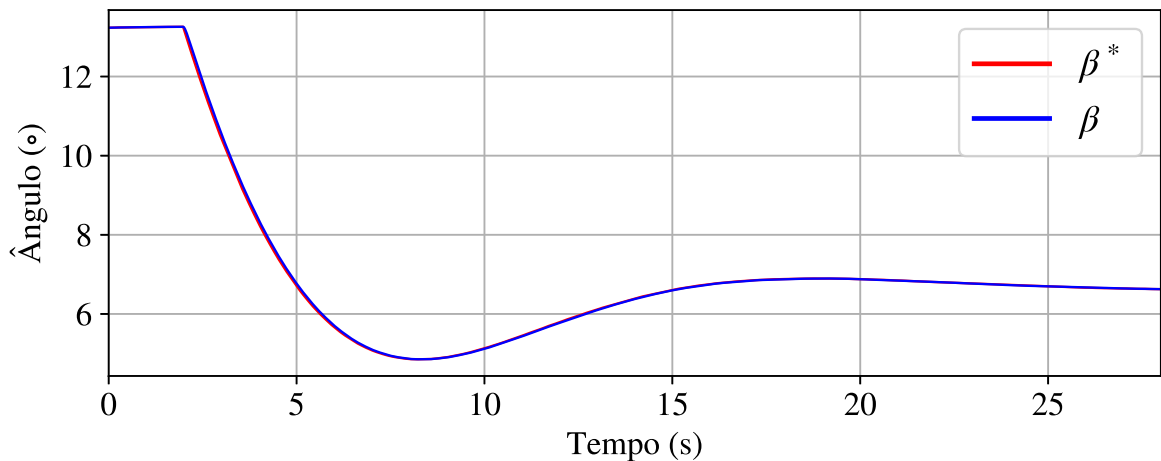
A velocidade da máquina apresenta um comportamento subamortecido, atingindo o regime permanente com velocidade nominal em  $t = 26$  s. Este resultado confirma a capacidade do sistema de controle em regular plenamente a velocidade da máquina, como discutido na seção anterior.

Os resultados da Figura 41 deixam claro que todo o balanço de potência do sistema é realizado através da variação do ângulo de passo. Dessa forma, as grandezas elétricas no

Figura 41 – Velocidade do PMSG e ângulo de pitch da turbina devido à variação do vento.



(a) Velocidade do PMSG



(b) Ângulo de Pitch

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

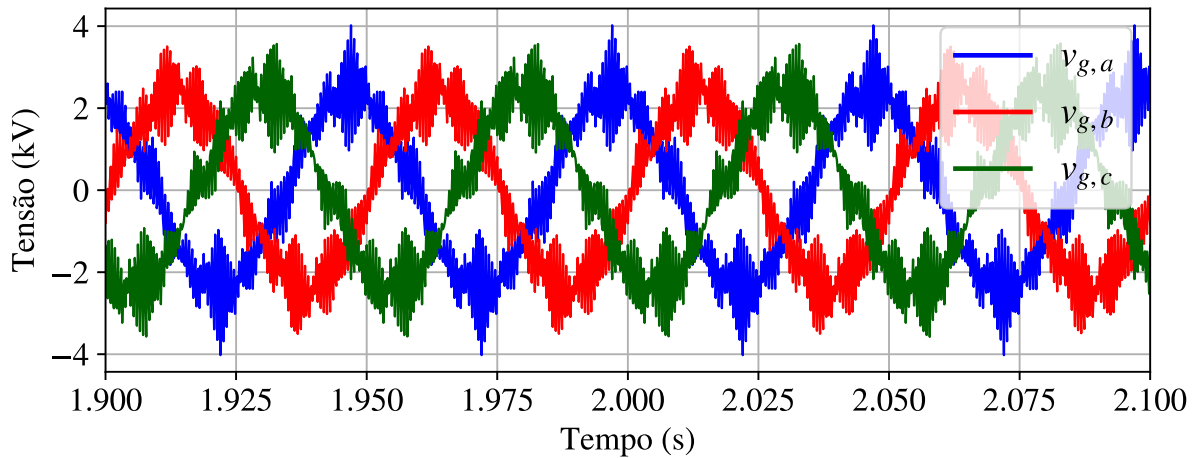
restante do sistema não são significativamente impactadas pela redução do vento.

As grandezas terminais do PMSG são exibidas na Figura 42. Como a atuação do controle de passo impede variações severas na velocidade, as tensões terminais do gerador se mantêm inalteradas frente ao decréscimo do vento. Além disso, a potência elétrica consumida pela carga se mantém a mesma, implicando na manutenção dos valores das correntes.

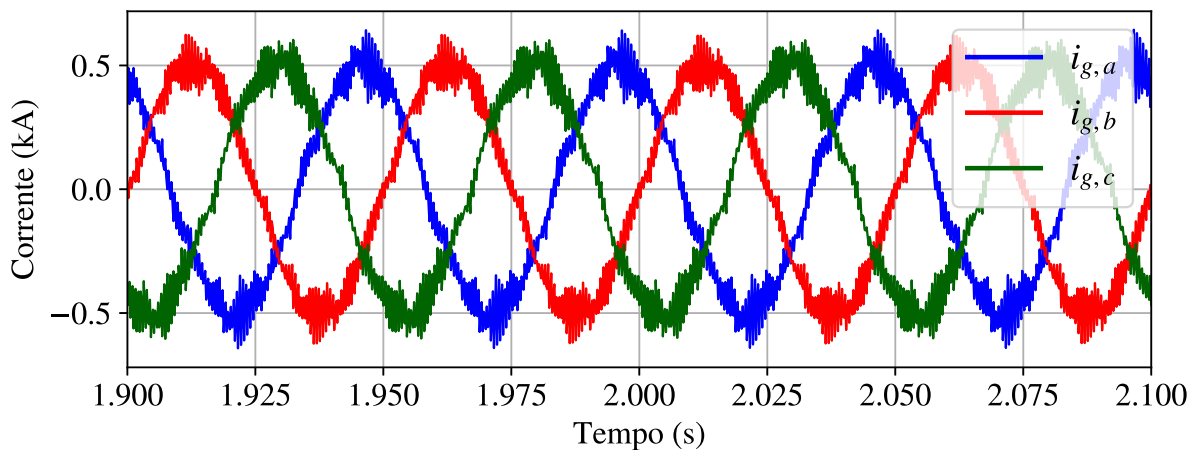
As tensões CC dos MMC são exibidas na Figura 43. Em virtude da resposta subamortecida do ângulo  $\beta$ , existem desequilíbrios momentâneos entre a potência gerada pela unidade WECS e a potência consumida pela carga. Com isso, ocorre uma leve oscilação nas tensões CC, logo após a variação do vento. No entanto, quando o equilíbrio de potência é restabelecido, as tensões voltam à seus valores nominais.



Figura 42 – Tensões e correntes terminais do PMSG no instante de variação do vento.



(a) Tensões terminais do PMSG



(b) Corrente sintetizadas pelo PMSG

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

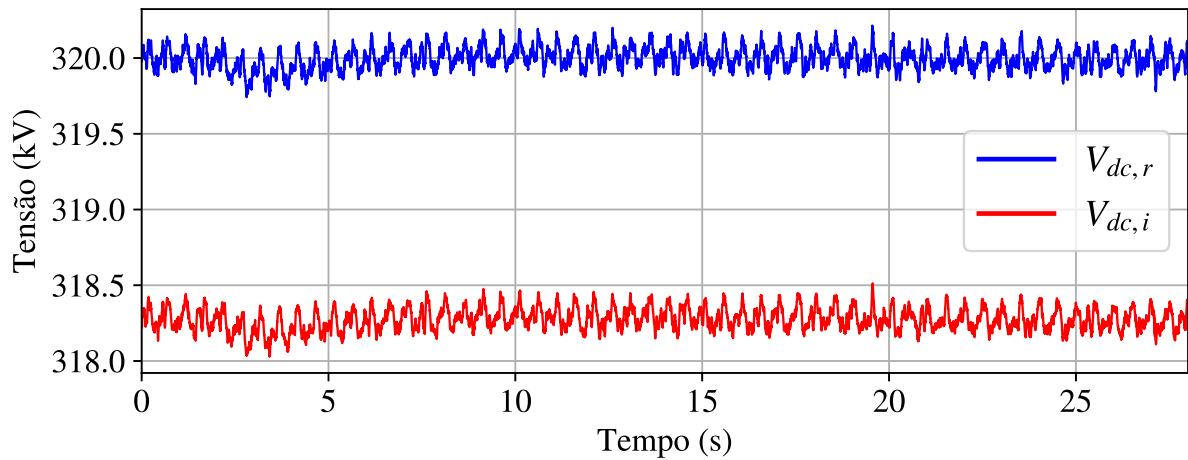
Na Figura 44 são mostradas as tensões nos terminais CA dos MMC, em torno do instante de variação do vento. Mais uma vez, nenhuma das tensões sofrem nenhum tipo de perturbação.

#### 5.4 CASO 3: VARIAÇÃO DA CARGA

Por fim, o comportamento do sistema foi testado frente a variações na carga. Mais uma vez optou-se pela utilização do modelo ALA dos MMC (Apêndice C) para reduzir o esforço computacional, permitindo que sistema voltasse ao regime permanente após a desconexão com a rede. Nos resultados exibidos a seguir, os transitórios causados pela desconexão foram omitidos.

Considera-se o sistema inicialmente no modo *off-grid* fornecendo 82.2 MVA  $\approx$

Figura 43 – Tensões CC do MMC inversor e retificador no instante de variação do vento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

(75 MW + j36 Mvar) de potência para a carga. Em  $t = 2$  s a carga local é variada em degrau para 110.9 MVA  $\approx$  (100MW + j48 Mvar).

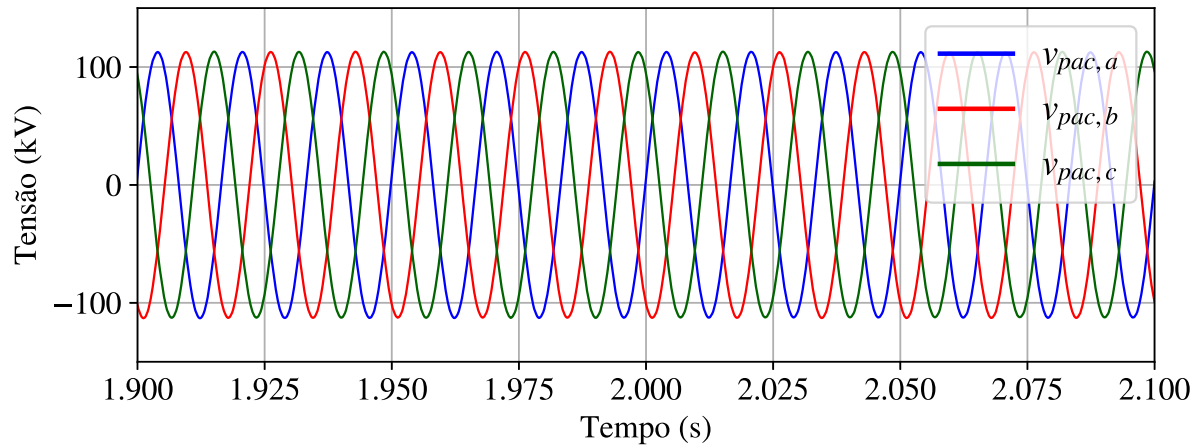
As tensões nos terminais CC dos MMC são apresentadas na Figura 45. Devido ao súbito aumento na potência consumida observa-se um pequeno afundamento nas tensões, uma vez que parte da energia armazenada no campo eletromagnético dos cabos e nos SM dos conversores é utilizada para suprir as demandas da carga. No entanto, rapidamente o MSC do PMSG regula corretamente a injeção de potência no *link* HVDC, forçando a tensão CC do MMC retificador a voltar para o valor nominal.

Na Figura 46 são apresentadas as tensões e correntes nos terminais do PMSG, no instante de variação da carga. O comportamento das tensões não sofre alteração, uma vez que o controle de velocidade evita variações significativas na velocidade da máquina. Por sua vez, as correntes extraídas do gerador crescem, aumentando a potência elétrica injetada e restabelecendo o equilíbrio energético através do sistema de transmissão.

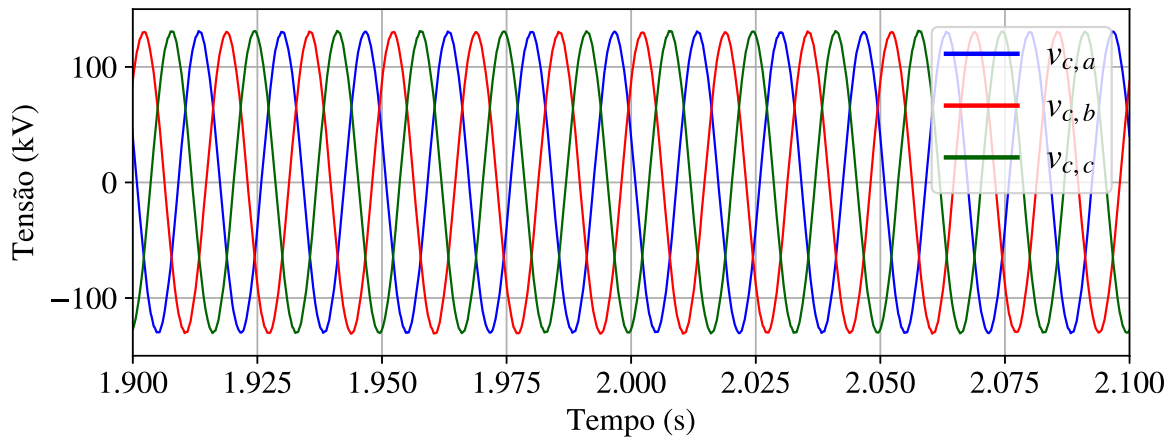
A Figura 47 exhibe o comportamento da velocidade do gerador e do ângulo de passo da turbina. O ângulo  $\beta$  tem seu valor inicial igual a  $13,25^\circ$  sendo reduzido após a variação da carga até atingir o valor final de  $10,9^\circ$ . Com isso, o coeficiente  $C_p$  cresce, aumentando a extração de potência da turbina. Além disso, a velocidade do gerador apresenta pequenas variações devido à ação do controle, voltando a atingir o seu valor nominal de 15,707 rad/s.

Por fim, na Figura 48 são apresentadas as variáveis nos terminais CA do MMC inversor. Observa-se o aumento da corrente sintetizada pelo conversor devido ao aumento da carga. Além disso, as tensões no PAC não são afetadas, garantindo níveis apropriados de tensão nos terminais da carga.

Figura 44 – Tensões nos terminais CA dos MMC no instante de variação do vento.



(a) Inversor



(b) Retificador

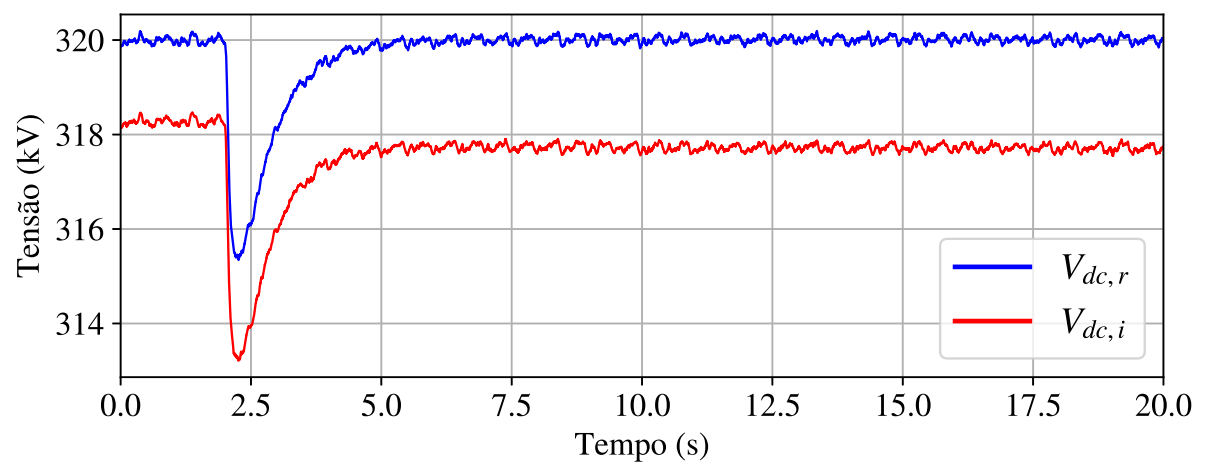
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 5.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações digitais obtidos através do PSCAD/EMTDC. O sistemas das Figura 16 e Figura 6 foram submetidos a três distúrbios distintos, sendo eles a desconexão do sistema com a rede, o aumento da potência consumida pela carga e a diminuição na velocidade do vento.

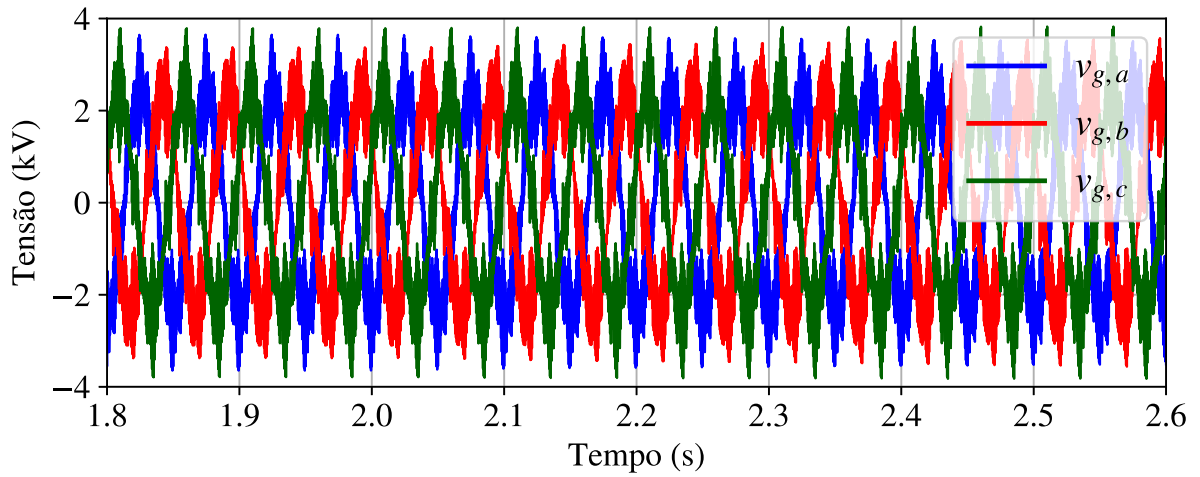
Foram apresentados os principais parâmetros da unidade WECS e do sistema HVDC além dos ganhos e parâmetros de projeto de todos os controladores, considerando os dois modos de operação. Além disso, discutiu-se a respeito da unidade WECS equivalente utilizada para simular as diversas unidades que compõe o parque eólico.

Figura 45 – Tensões CC do MMC inversor e retificador no instante de variação da carga.

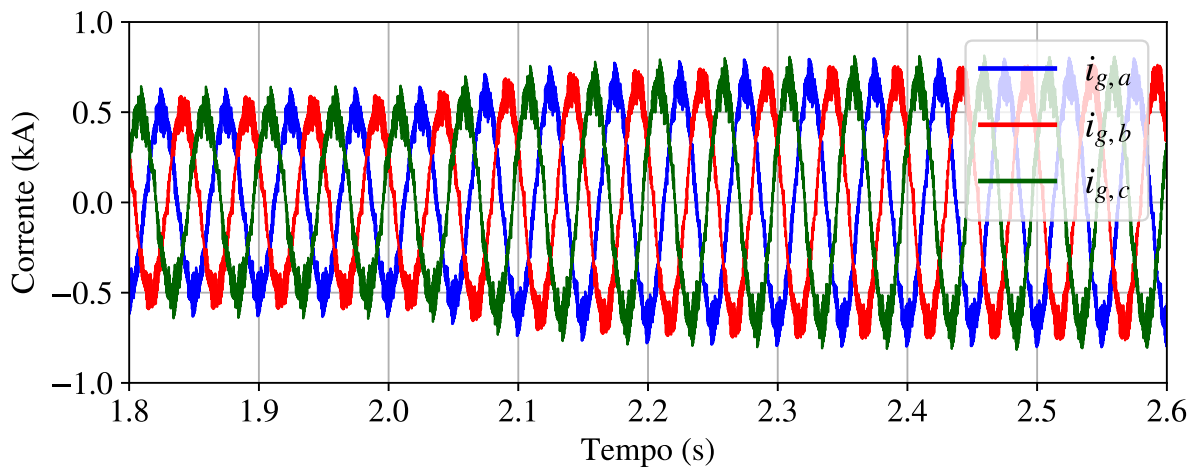


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 46 – Tensões e correntes terminais do PMSG no instante de variação da carga.



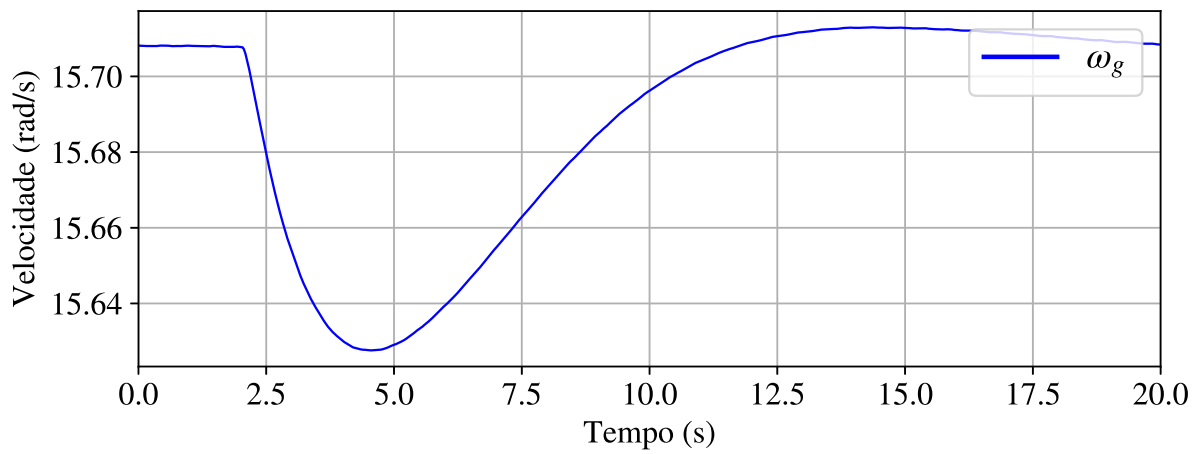
(a) Tensões terminais do PMSG



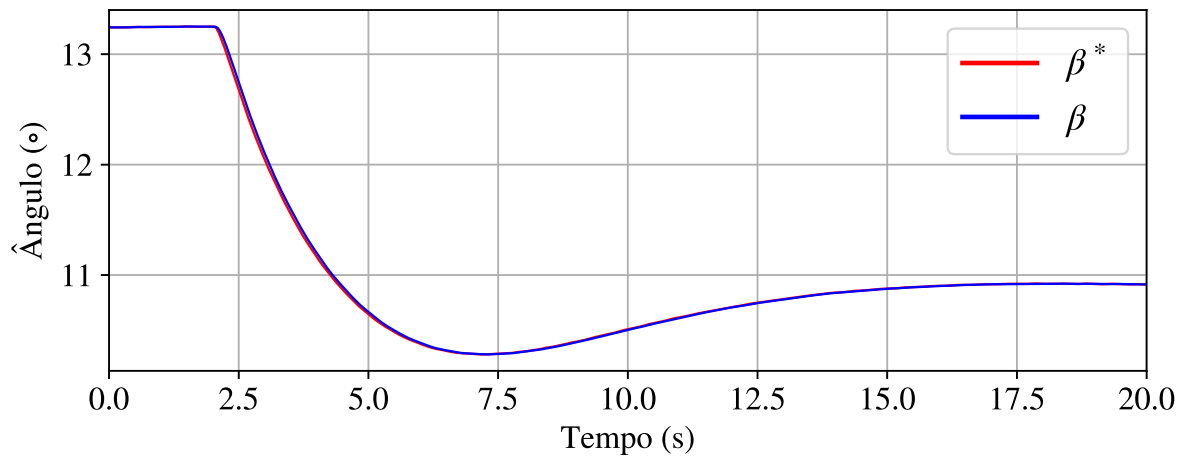
(b) Correntes sintetizadas pelo PMSG

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 47 – Variação de velocidade do PMSG e ângulo de pitch da turbina devido à variação da carga.



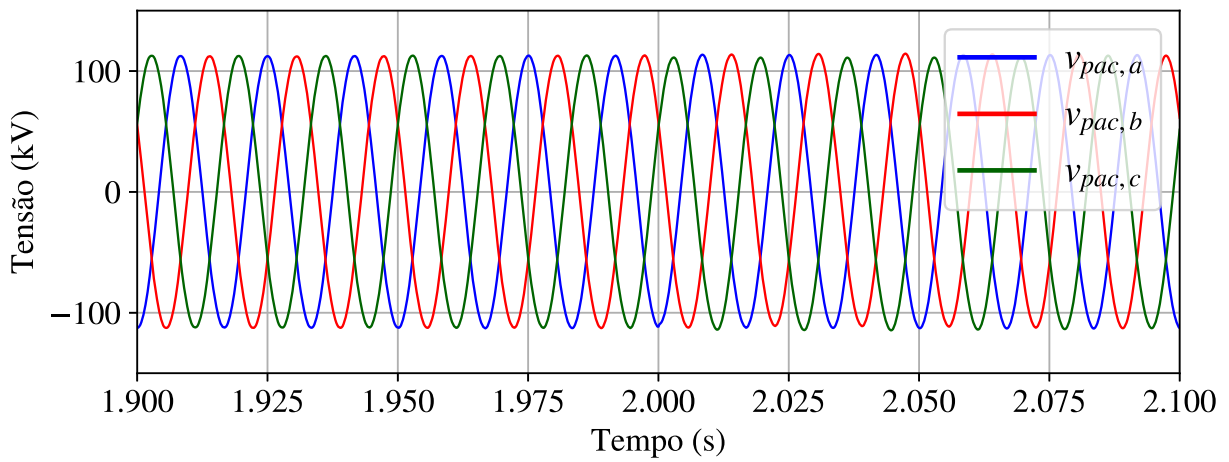
(a) Velocidade PMSG



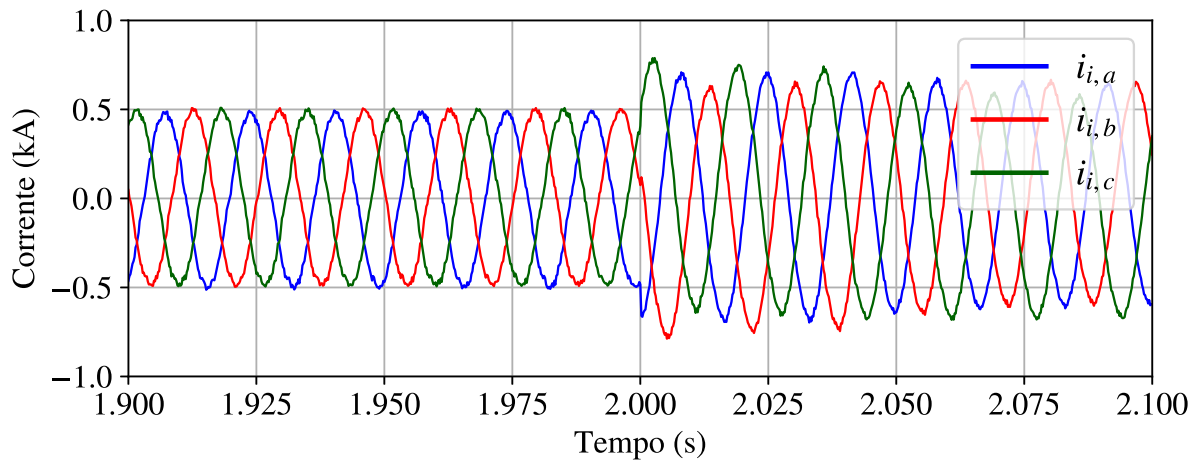
(b) Ângulo de Pitch

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 48 – Tensões e correntes do PAC no instante de alteração da carga.



(a) Tensões do PAC



(b) Correntes sintetizadas pelo MMC inversor

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 6 CONCLUSÕES FINAIS

Neste trabalho foi proposta uma estratégia de controle coordenado de um sistema de transmissão MMC-HVDC, visando a transição entre a operação *on-grid* e *off-grid* de uma sistema de geração eólico. O principal objetivo por trás de tal algoritmo é a manutenção do fornecimento de potência para uma carga local, mesmo que o parque opere desconectado da rede. Todas as malhas de controle foram projetadas no SRF.

A estratégia proposta consiste basicamente na alteração do modo de controle das unidades WECS e do MMC inversor que compõe o sistema de transmissão. Durante a operação *on-grid* o MMC inversor regula a tensão do link HVDC, enquanto as unidades de geração são controladas através da estratégia de MPPT. Por outro lado, no caso de desconexão da rede, o MMC inversor passa a atuar a regular a tensão CA do PAC, mantendo o fornecimento de potência para a carga. Não obstante, o gerador eólico passa a controlar a tensão CC do sistema de transmissão. O controle do ângulo de pitch da turbina eólica é utilizado para regular a velocidade do gerador. Independentemente do modo de operação, o MMC retificador opera como um GFM, impondo a tensão na rede coletora *offshore*. Por sua vez, o conversor GSC regula a tensão CC do conversor de interface da unidade de geração.

Para atingir o objetivo final foram discutidos os princípios de funcionamento do MMC. A partir de seu modelo, foram desenvolvidos o controle das correntes terminais dos conversores e a estratégia de supressão das correntes circulantes. Foram desenvolvidos controladores de tensão para cumprir as funções descritas anteriormente, de acordo com o modo de operação do sistema. Além disso, discutiu-se sobre as estratégias de disparos dos IGBT e de equalização das tensões do SM. Por fim, o modelo ALA dos MMC foi apresentado, visando reduzir o esforço computacional durante a realização das simulações digitais.

Além disso, foram detalhados os elementos da unidade WECS e as técnicas de controle adotadas para sua operação em ambos modos de controle. Foram apresentados os modelos da turbina eólica, do PMSG e do conversor de interface. A partir dos modelos desses componentes, foram realizados os projetos dos controladores dos conversores eletrônicos presentes na unidade.

A fim de validar a estratégia proposta foram realizadas simulações digitais através do *software* PSCAD/EMTDC. O sistema foi submetido a dois tipos de perturbações distintas. Primeiramente, realizou-se a mudança nos modos de operação devido à desconexão do sistema e em seguida, variou-se a potência consumida pela carga. Neste caso, os MMC foram implementados através de seus modelos chaveados. No segundo teste, considerou-se o sistema já em regime permanente após a desconexão para então provocar alterações na velocidade no vento. Neste momento, os modelos chaveados dos MMC foram substituídos



pelo ALA.

Após a desconexão com a rede, as tensões do PAC são rapidamente reguladas, assim como as correntes nos terminais no MMC inversor. Após a comutação do modo de controle das unidades WECS, a tensão CC do sistema de transmissão é suavemente reduzida até que volte ao seu valor nominal. Devido à variação da carga um pequeno afundamento foi observado nas tensões CC dos MMC. No entanto, o MSC do PMSG regula corretamente a injeção de potência no *link* HVDC, forçando as tensões CC de volta à seu valor nominal. As tensões do PAC não são afetadas por tal variação. Por fim, o comportamento da velocidade do PMSG demonstra que a estratégia de controle do ângulo de *pitch* cumpre a função proposta.

No caso da variação do vento, nenhuma das variáveis relacionadas ao sistema de transmissão sofreu variações significativas. As tensões nos terminais CA dos MMC não sofreram nenhum tipo de alteração. Por sua vez, a tensão do *link* HVDC apresentou um afundamento extremamente pequeno, imediatamente após a variação do vento. No entanto, os valores nominais são rapidamente restabelecidos. Sendo assim, apenas as grandezas relacionadas à unidade de geração, como sua velocidade do PMSG e o ângulo de pitch das pás foram alterados. Mais uma vez, a estratégia de controle da velocidade da máquina se mostrou eficiente.

Em resumo, em todos os casos analisados os sistemas de controle atuaram como esperado, regulando suas respectivas variáveis e mantendo estável a operação de todo o sistema.

## 6.1 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Como temas para futuros desdobramentos dessa pesquisa são sugeridos:

1. Analisar a estabilidade e robustez do algoritmo proposto frente outras perturbações, como curto-circuitos;
2. Propor um algoritmo de controle que permita a desconexão do sistema sem a necessidade de comunicação entre a SE *offshore* e as unidades WECS;
3. Investigar um algoritmo para ressincronizar o sistema HVDC com a rede, permitindo que o sistema volte a operar conectado;
4. Investigar a capacidade do sistema HVDC em fornecer suporte de potência reativa e inércia virtual para a rede.

## REFERÊNCIAS

- ABILDGAARD, E. N.; MOLINAS, M. Modelling and control of the modular multilevel converter (MMC). **Energy Procedia**, Elsevier, v. 20, p. 227–236, 2012.
- AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, 2011.
- ALMEIDA, A. d. O.; GHETTI, F. T.; RIBEIRO, A. S.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Circulating currents suppression strategies for modular multilevel converter. In: IEEE. **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.], 2017. p. 1–5.
- ALMEIDA, A. de O. **Controle desacoplado entre um sistema de transmissão VSC-HVDC e as turbinas de um parque eólico offshore em conexão CC série**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.
- ANAYA-LARA, O.; CAMPOS-GAONA, D.; MORENO-GOYTIA, E.; ADAM, G. **Offshore wind energy generation: control, protection, and integration to electrical systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.
- ANDERSEN, B. R.; GROEMAN, F.; ALVIRA, D.; ANAYA-LARA, O.; TANG, G.; HANSON, J.; HAEUSLER, M.; KAROUI, K.; MUTTIK, P.; NGUEFEU, S. *et al.* Integration of large scale wind generation using HVDC and power electronics. **Cigre publication, Working Group B**, v. 4, p. 2009, 2009.
- ANGQUIST, L.; ANTONOPOULOS, A.; SIEMASZKO, D.; ILVES, K.; VASILADIOTIS, M.; NEE, H.-P. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 47, n. 6, p. 2516–2524, 2011.
- ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NEE, H.-P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In: IEEE. **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.], 2009. p. 1–10.
- AZEVEDO, S. S. P. d.; JUNIOR, A. O. P.; SILVA, N. F. d.; ARAÚJO, R. S. B. d.; JÚNIOR, A. A. C. Assessment of offshore wind power potential along the brazilian coast. **Energies**, MDPI, v. 13, n. 10, p. 2557, 2020.
- CARRILLO, C.; MONTAÑO, A. O.; CIDRÁS, J.; DÍAZ-DORADO, E. Review of power curve modelling for wind turbines. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 21, p. 572–581, 2013.
- DU, S.; DEKKA, A.; WU, B.; ZARGARI, N. **Modular multilevel converters: analysis, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.
- DU, S.; DEKKA, A.; WU, B.; ZARGARI, N. **Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications (IEEE Press Series on Power Engineering)**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2018. ISBN 978-1-119-36630-0.

DUARTE, S. N.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Zero-sequence voltage compensation of a distribution network through a four-wire modular multilevel static synchronous compensator. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 109, p. 57–72, 2019.

EPE. **Roadmap Eólica Offshore Brasil: Perspectivas e caminhos para a energia eólica marítima**. 2020. Disponível em: [https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-456/Roadmap\\_Eolica\\_Offshore\\_EPE\\_versao\\_R2.pdf](https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-456/Roadmap_Eolica_Offshore_EPE_versao_R2.pdf).

EPE. **Balanco Energético Nacional**. 2022. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-675/topico-638/BEN2022.pdf>.

ETXEGARAI, A.; EGUIA, P.; TORRES, E.; FERNANDEZ, E. Impact of wind power in isolated power systems. In: **2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 63–66.

GAO, Q.; PREECE, R. Improving frequency stability in low inertia power systems using synthetic inertia from wind turbines. In: IEEE. **2017 IEEE Manchester PowerTech**. [S.l.], 2017. p. 1–6.

GHETTI, F. T. **Aplicações de conversores modulares multiníveis no processamento e condicionamento da energia elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.

GHETTI, F. T.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A. C.; BARBOSA, P. G. A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (MMC). In: IEEE. **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**. [S.l.], 2012. p. 1–6.

GOLKHANDAN, R. K.; TORKAMAN, H.; AGHAEBRAHIMI, M. R.; KEYHANI, A. Load frequency control of smart isolated power grids with high wind farm penetrations. **IET Renewable Power Generation**, Wiley Online Library, v. 14, n. 7, p. 1228–1238, 2020.

GOMES, M. S. de S.; PAIVA, J. M. F. de; MORIS, V. A. da S.; NUNES, A. O. Proposal of a methodology to use offshore wind energy on the southeast coast of Brazil. **Energy**, Elsevier, v. 185, p. 327–336, 2019.

IEA. **Energy Statistics Data browser – data tools**. 2022. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/energy-statistics-data-browser>.

KAMAL, F.; CHOWDHURY, B. Grid forming inverter control in a type 4 wind turbine for flexible power transfer in an islanded microgrid. In: IEEE. **2021 North American Power Symposium (NAPS)**. [S.l.], 2021. p. 1–6.

KOROMPILI, A.; WU, Q.; ZHAO, H. Review of VSC HVDC connection for offshore wind power integration. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 59, p. 1405–1414, 2016.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D.; PEKAREK, S. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2002. v. 2.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: IEEE. **Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna**. [S.l.], 2003. v. 3, p. 6–pp.

LI, Z.; WANG, P.; CHU, Z.; ZHU, H.; LUO, Y.; LI, Y. An inner current suppressing method for modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 11, p. 4873–4879, 2013.

LIU, C.; CHEN, Z.; BAK, C. L.; LIU, Z.; LUND, P.; RØNNE-HANSEN, P. Transient stability assessment of power system with large amount of wind power penetration: The danish case study. In: IEEE. **2012 10th International Power & Energy Conference (IPEC)**. [S.l.], 2012. p. 461–467.

MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; RODRIGUEZ, J.; PÉREZ, M. A. A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 2010.

MATEVOSYAN, J.; BADRZADEH, B.; PREVOST, T.; QUITMANN, E.; RAMASUBRAMANIAN, D.; URDAL, H.; ACHILLES, S.; MACDOWELL, J.; HUANG, S. H.; VITAL, V.; O’SULLIVAN, J.; QUINT, R. Grid-forming inverters: Are they the key for high renewable penetration? **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 17, n. 6, p. 89–98, 2019.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design**. [S.l.]: John wiley & sons, 2003.

ONS. **Procedimentos de Rede - Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão**. 2019. Disponível em: <https://www.ons.org.br/\%2FProcedimentosDeRede\%2FM\%C3\%B3dulo\%203\%2FSubm\%C3\%B3dulo\%203.6\%2FSubm\%C3\%B3dulo\%203.6.pdf>.

ORCAJO, G. A. A.; DIEZ, J. R. R.; CANO, J. M.; NORNIELLA, J. G.; GONZALEZ, J. F. P.; ROJAS, C.; ARDURA, P.; CIFRIAN, D. Enhancement of power quality in an actual hot rolling mill plant through a STATCOM. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, 2020.

PAN, W.; CHANG, Y.; CHEN, H. Hybrid multi-terminal HVDC system for large scale wind power. In: IEEE. **2006 IEEE PES Power Systems Conference and Exposition**. [S.l.], 2006. p. 755–759.

ROCABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRIGUEZ, P. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.

ROSSO, R.; WANG, X.; LISERRE, M.; LU, X.; ENGELKEN, S. Grid-forming converters: Control approaches, grid-synchronization, and future trends—a review. **IEEE Open Journal of Industry Applications**, IEEE, v. 2, p. 93–109, 2021.

SHARIFABADI, K.; HARNEFORS, L.; NEE, H.-P.; NORRGA, S.; TEODORESCU, R. **Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.

- SILVA, L. T. F. W. **Modelagem e simulação de sistemas de geração de energia eólica através de co-simulação**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, março 2020. Disponível em: <https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/11593>.
- TANG, X.; SUN, Y.; ZHOU, G.; MIAO, F. Coordinated control of multi-type energy storage for wind power fluctuation suppression. **Energies**, MDPI, v. 10, n. 8, p. 1212, 2017.
- TAUL, M. G.; WU, C.; CHOU, S.-F.; BLAABJERG, F. Optimal controller design for transient stability enhancement of grid-following converters under weak-grid conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 36, n. 9, p. 10251–10264, 2021.
- TAVARES, L. F. de A.; SHADMAN, M.; ASSAD, L. P. de F.; SILVA, C.; LANDAU, L.; ESTEFEN, S. F. Assessment of the offshore wind technical potential for the brazilian southeast and south regions. **Energy**, Elsevier, v. 196, p. 117097, 2020.
- TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. **IEEE transactions on power delivery**, IEEE, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, 2011.
- VINHOZA, A.; SCHAEFFER, R. Brazil's offshore wind energy potential assessment based on a spatial multi-criteria decision analysis. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 146, p. 111185, 2021.
- WU, B.; LANG, Y.; ZARGARI, N.; KOURO, S. **Power conversion and control of wind energy systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 76.
- XIA, Y.; AHMED, K. H.; WILLIAMS, B. W. Wind turbine power coefficient analysis of a new maximum power point tracking technique. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 60, n. 3, p. 1122–1132, 2012.
- YARAMASU, V.; WU, B.; SEN, P. C.; KOURO, S.; NARIMANI, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 103, n. 5, p. 740–788, 2015.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
- ZHAO, H.; WU, Q.; HU, S.; XU, H.; RASMUSSEN, C. N. Review of energy storage system for wind power integration support. **Applied energy**, Elsevier, v. 137, p. 545–553, 2015.

## APÊNDICE A – TRANSFORMADA DE PARK

Esta seção tem como objetivo apresentar as matrizes de transformação necessárias para a conversão de variáveis entre NRF e o SRF.

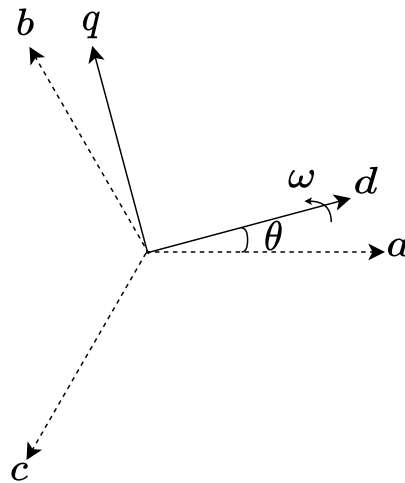
A transformação de variáveis das fases  $abc$  para  $dq$  é dada por (WU *et al.*, 2011):

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

onde  $f$  pode representar qualquer grandeza que se deseja submeter a transformação. O fator  $(2/3)$  em (A.1) garante a invariância da amplitude das grandezas entre os dois sistemas.

O ângulo  $\theta$  é a diferença angular entre o eixo  $d$  e a fase  $a$ , sendo definido como  $\theta = \frac{d\omega}{dt} + \theta_0$ . A variável  $\omega$  representa a velocidade angular de rotação dos eixos  $dq$  enquanto  $\theta_0$  é o valor inicial do ângulo. A Figura 49 ilustra a transformação.

Figura 49 – Representação do sistema de coordenadas  $abc$  e  $dq$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para que as variáveis sejam constantes no SRF, a velocidade  $\omega$  dos eixos deve ser igual a frequência de oscilação das variáveis no NRF. Além disso, o valor de  $\theta_0$  pode ser escolhido de forma a tornar o valor da variável sobre um dos eixos igual a 0.

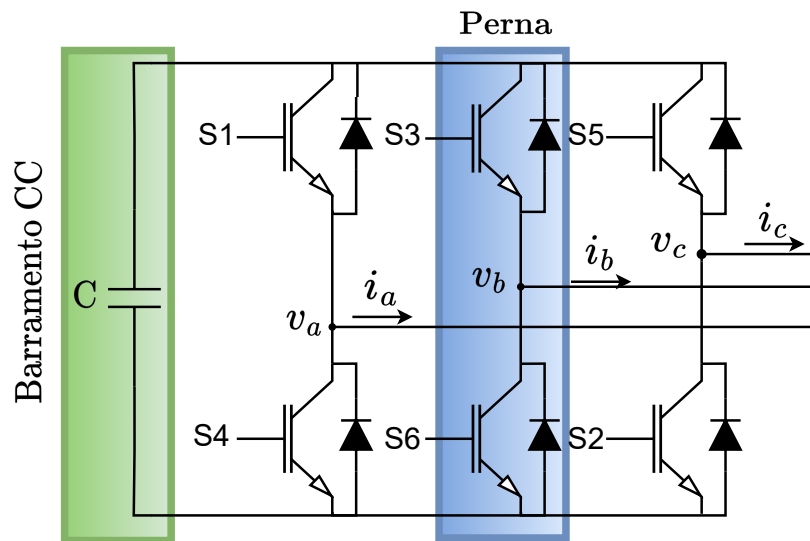
Por fim, a transformação inversa é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

## APÊNDICE B – VSC TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA

A Figura 50 mostra a topologia do VSC trifásico com a tensão de saída com dois níveis. Cada perna do VSC é formada pela associação série de dois IGBT, com dois diodos conectados em anti paralelo. Esse arranjo garante um o fluxo bidirecional de corrente pelos braços do conversor.

Figura 50 – Diagrama esquemático do VSC trifásico em ponte completa.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A fim de gerar os pulsos de disparo dos IGBT pode ser utilizada a técnica de PWM senoidal triangular. Nessa estratégia, para controlar cada uma das fases do VSC, um sinal senoidal de referência é comparado a uma portadora triangular de frequência mais alta. O resultado dessa comparação gera o pulso de disparo para o interruptor superior do braço do conversor. O interruptor inferior é comutado com um sinal complementar ao do primeiro evitando que os dois interruptores do braço conduzam simultaneamente. Na prática existe um pequeno intervalo de tempo, também denominado de “tempo morto”, no qual os dois interruptores são mantidos desligados (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Desprezando os harmônicos de chaveamento do conversor, uma vez que a frequência da portadora é muito maior que a do sinal de referência senoidal, pode-se escrever as seguintes relações para as tensões sintetizadas na frequência fundamental:

$$\begin{cases} v_a(t) = m_a \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) \text{sen}(\omega t + \theta), \\ v_b(t) = m_b \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) \text{sen}\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right), \\ v_c(t) = m_c \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) \text{sen}\left(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

em que  $m_a$ ,  $m_b$  e  $m_c$  são os fatores de modulação de amplitude,  $V_{cc}$  é a tensão média do barramento CC e,  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões de fase nos terminais do conversor, sendo  $\omega$  a frequência angular fundamental e  $\theta$  é um ângulo de fase genérico das tensões de fase.

A análise de (B.1) mostra que as amplitudes das componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelo VSC são proporcionais aos fatores de modulação e ao valor da tensão do barramento CC.

De (B.1) tem-se que o valor de pico das tensões terminais em cada fase do conversor é dado por:

$$\hat{V}_k = m_k \left( \frac{V_{cc}}{2} \right), \quad (\text{B.2})$$

onde  $k \in \{a, b, c\}$ .

Sendo o fator ou índice de modulação de amplitude de cada fase é calculado por:

$$m_k = \frac{\hat{V}_k}{\hat{V}_{tri}} \quad (\text{B.3})$$

onde  $\hat{V}_{tri}$  é o valor de pico da portadora triangular.

Aplicando a transformada de Park a (B.2) obtêm-se as expressões das tensões no SRF dadas a seguir:

$$\begin{cases} v_d = m_d \left( \frac{V_{cc}}{2} \right), \\ v_q = m_q \left( \frac{V_{cc}}{2} \right). \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

A análise de (B.4) mostra que as amplitudes das tensões sintetizadas pelo VSC, nas coordenadas  $d$  e  $q$ , são proporcionais a tensão do barramento CC e podem ser controladas variando os fatores de modulação  $m_d$  e  $m_q$ , respectivamente.

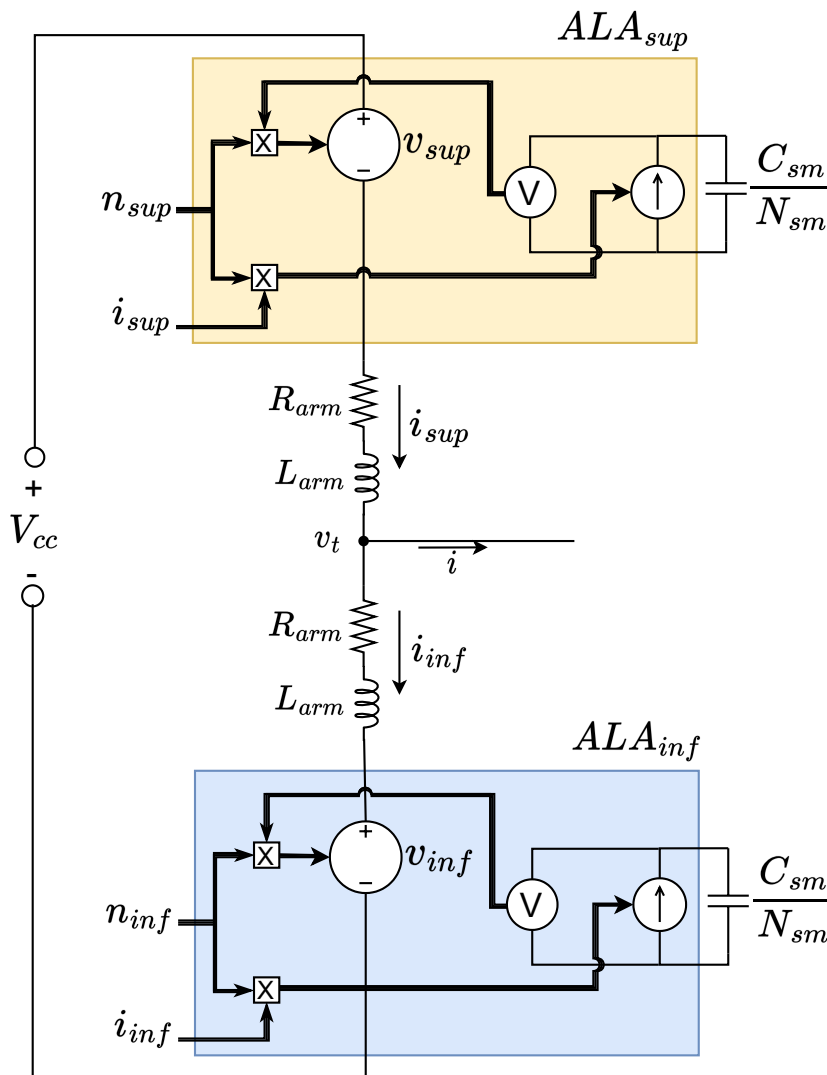


## APÊNDICE C – MODELO MÉDIO DO MMC

A fim de reduzir o esforço computacional, pode-se modelar os MMC através de seu ALA (SHARIFABADI *et al.*, 2016), como apresentado na Figura 51.

Nessa estratégia, cada braço do conversor é aproximado por uma fonte de tensão ideal de valor médio durante o período de chaveamento. Este modelo é capaz de representar a dinâmica da soma das tensões dos capacitores com relação a sua componente fundamental e ao harmônico de segunda ordem. Por sua vez, não ignoradas as dinâmicas do PWM, a natureza discreta dos fatores de inserção e as variações individuais das tensões dos capacitores. No entanto, a utilização desse modelo não prejudica a análise dos controladores utilizados nesse trabalho, uma vez que são projetados considerando as tensões nos capacitores equalizadas.

Figura 51 – Modelo médio por braço do MMC



Fonte: Elaborado pelo autor.