

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1040

**ACIONAMENTO DE GERADORES SÍNCRONOS A ÍMÃS PERMANENTES  
COM BOBINAS ABERTAS EM SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA**

**VALMOR RICARDI JUNIOR**

DATA DA DEFESA: 23/02/2018

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE  
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

---

# Acionamento de Geradores Síncronos a Ímãs Permanentes com Bobinas Abertas em Sistemas de Conversão de Energia Eólica

---

**Valmor Ricardi Junior**

Dissertação submetida a banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador :** Victor Flores Mendes  
**Coorientador :** Clodualdo Venicio de Sousa

Belo Horizonte, 23 de fevereiro de 2018.

R487a

Ricardi Junior, Valmor.

Acionamento de geradores síncronos a ímãs permanentes com bobinas abertas em sistemas de conversão de energia eólica [manuscrito] / Valmor Ricardi Junior. - 2018. xxviii, 116 f., enc.: il.

Orientador: Victor Flores Mendes.

Coorientador: Clodualdo Venicio de Sousa.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 109-115.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia eólica - Teses. 3. Bobinas - Teses. I. Mendes, Victor Flores. II. Sousa, Clodualdo Venicio de. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

*À Deus, minha família  
e aos meus amigos.*

*“Mestre não é quem sempre ensina, mas quem, de repente, aprende.”*

João Guimarães Rosa



---

---

# Agradecimentos

---

Meus sinceros agradecimentos:

à Deus, em primeiro lugar, por me dar forças e sabedoria para executar este trabalho;

aos meus pais, Valmor e Marieta, que sempre me deram todo o apoio, atenção, carinho e excelentes condições para os meus estudos e que me educaram da melhor maneira que puderam;

às minhas irmãs, Giovanna e Viviane, que também sempre me incentivaram e ajudaram ao longo desta caminhada, mesmo que distantes;

aos meus outros familiares, como tios e primos, que torceram e me encorajaram para realizar esta etapa;

à minha namorada Laís, que sempre esteve ao meu lado, me ajudando no trabalho, dando carinho e suporte nesta jornada;

ao professor Victor Flores Mendes, meu orientador, pelo conhecimento compartilhado, dedicação, paciência, amizade e incentivo dados durante todo este tempo;

ao professor Clodualdo Venicio de Sousa, meu coorientador, pela amizade, toda a ajuda, incentivo e colaboração colocados neste trabalho;

ao professor Frederico Ferreira Viana Matos, meu coorientador informal e uma das principais pessoas que incentivaram a execução deste mestrado. Muito obrigado pelos conselhos, participação e amizade, mesmo quando longe;

aos amigos Guilherme e Tiago, pelas incontáveis ajudas, companheirismo, risadas, ensinamentos e conselhos dados;

ao amigo Victor, pela amizade, apoio e parceria de estudos, desde a graduação até hoje;

aos amigos do CPH e laboratório de geração de energia da UNIFEI: Rafael, João Lucas, Alex Yugo, Hugo, Higor, Tora, Waner, Geovane, Allan e Lucas. As contribuições de vocês facilitaram a execução do mestrado como um todo e me ajudaram a prosseguir;

aos amigos, João Paulo e Gustavo, por todo suporte, amizade, conversas e conhecimento dados;

à amiga Eduarda, pela total prestatividade, paciência em ler um texto fora de sua área de interesse e, principalmente, pela minuciosa revisão ortográfica;

aos colegas e funcionários da UNIFEI e CPH, que de alguma forma contribuíram para este trabalho acontecer;

aos meus amigos, que mesmo distantes, me deram coragem, alegria e ânimo;

ao PPGEE/UFMG, UNIFEI e FAPEMIG, por todo apoio e estrutura fornecidos para este mestrado;

aos professores Marcos Antônio Severo Mendes e Marcelo Martins Stopa pela participação da banca de defesa e pelas contribuições dadas para melhoria do trabalho.

---

---

# Sumário

---

<b>Resumo</b>	<b>xiv</b>
<b>Abstract</b>	<b>xvi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xxiv</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxvi</b>
<b>Lista de Abreviações</b>	<b>xxviii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Introdução . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	7
1.3 Objetivos e Metodologia Aplicada . . . . .	7
1.4 Organização do Texto . . . . .	9
<b>2 Sistemas de Conversão de Energia Eólica</b>	<b>11</b>
2.1 Introdução . . . . .	11
2.2 Sistema de Conversão de Energia Eólica . . . . .	11
2.2.1 Parte Mecânica . . . . .	12

2.2.2	Parte Elétrica . . . . .	13
2.2.3	Principais Topologias do Sistema de Geração Eólico . .	15
2.2.4	Conversores Multíniveis . . . . .	18
2.3	Sistema com Bobinas Abertas . . . . .	23
2.4	Considerações Finais . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Modelagem do Sistema de Conversão com MSIP com Bobi- nas Abertas</b>	<b>33</b>
3.1	Modelagem e Controle do Sistema Lado Máquina . . . . .	34
3.1.1	Turbina Eólica . . . . .	34
3.1.2	Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes . . . . .	35
3.1.3	Conversor Lado Máquina . . . . .	38
3.1.4	Modulação . . . . .	40
3.1.5	Obtenção do Ângulo de Orientação . . . . .	45
3.2	Modelagem do Barramento c.c. . . . .	47
3.3	Modelagem e Controle do Sistema do Lado Rede . . . . .	48
3.4	Considerações Finais . . . . .	53
<b>4</b>	<b>Simulação Computacional</b>	<b>55</b>
4.1	Descrição do Sistema Simulado . . . . .	55
4.1.1	Lado Rede e Barramento c.c. . . . .	55
4.1.2	Lado Máquina . . . . .	58
4.2	Resultados da Simulação . . . . .	60
4.3	Considerações Finais . . . . .	66
<b>5</b>	<b>Bancada Experimental de Ensaios em Escala Reduzida</b>	<b>67</b>
5.1	Descrição da Bancada . . . . .	67
5.1.1	Conjunto Gerador . . . . .	68
5.1.2	Barramento c.c. dos Dois Conversores . . . . .	72
5.1.3	Lado Rede . . . . .	73

5.2	Resultados Experimentais . . . . .	79
5.2.1	Energização e Ensaio Iniciais . . . . .	79
5.2.2	Controle Barramento c.c. . . . .	83
5.2.3	Controle de Potência Reativa . . . . .	85
5.2.4	Controle do Gerador e Fluxo de Potência . . . . .	88
5.3	Considerações Finais . . . . .	103
<b>6</b>	<b>Conclusões e Propostas de Continuidade</b>	<b>105</b>
6.1	Propostas de Continuidade . . . . .	106
6.2	Artigos Publicados . . . . .	107
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>109</b>



---

---

# Resumo

---

Este trabalho aborda sistemas de conversão de energia eólica com bobinas abertas. Devido à expansão que ocorre em instalações de geradores eólicos de grande potência, principalmente fora do continente, soluções estão sendo pesquisados para suportar esse novo patamar na eletrônica de potência, como conversores multiníveis de alta potência.

Como os dispositivos semicondutores estão operando muito próximos de seus limites, a combinação de elementos básicos para a construção de equipamentos multiníveis tem sido uma saída para comportar a transferência de elevados níveis de potência. Como uma das alternativas para este obstáculo, a topologia com bobinas abertas, que já era estudada em acionamentos de motores de elevada potência há mais de uma década, consiste em não realizar um fechamento usual em estrela ou triângulo nos terminais da máquina, mas conectar todos os terminais em dois conversores.

A partir de dois conversores de dois níveis, com esta estrutura, atinge-se o comportamento de conversores de três níveis, ou seja, um esquema multinível. Este caso foi estudado aplicando dois conversores *Back-to-Back* interligando um gerador síncrono a ímãs permanentes à rede.

Uma simulação computacional foi realizada no *software* MATLAB®, por meio de modelos matemáticos do sistema, desde a rede até a máquina,

para um sistema de 2MW. Os resultados foram analisados com luz na teoria. Em seguida, um protótipo de 10kVA foi projetado, construído e colocado em operação para um sistema similar. Com algumas variações em relação ao sistema simulado, testes experimentais foram realizados para validar os resultados obtidos através da ferramenta computacional e do estudo teórico.

**Palavras-chave:** Bobinas Abertas, Conversor *Back-to-Back*, Geração Eólica, Máquina Síncrona a Ímãs Permanentes, Sistemas de Potência

---

---

# Abstract

---

This work deals with wind energy conversion systems with open-end winding. Due to the expansion seen in the installation of large power wind generators, with special attention on offshore, solutions like high power multilevel converters are being researched to support this new level in power electronics.

As semiconductor devices are operating close of their limits, the combination of basic elements for the construction of multilevel equipment has been a way to carry the transfer of huge power levels. The topology with open-end winding, which had been studied in high power motor drives for more than a decade, consists of not connecting the terminals with an usual star or triangle option, instead of, connecting all the terminals to two converters.

From two two-level converters, with this structure in open-end winding, the behavior of three-level converters, i.e. a multilevel scheme, is reached. This case was studied connecting a permanent magnet synchronous generator to the network throughout two back-to-back converters.

A computational simulation was performed using MATLAB®, through mathematical models of the system, from the network to the 2MW machine. The results were analyzed based in the theory. Then, a reduced scale prototype with 10kVA was designed, built and commissioned for a similar. With

some variations in relation to the simulated system, experimental tests were performed to validate the results obtained through the computational tool and the theoretical study.

**Keywords:** back-to-back converter, open-end winding, permanent magnet synchronous generator, power system, wind energy.

---

---

# Lista de Tabelas

---

3.1	Estados de chaveamento no sistema com bobinas abertas, por meio de dois conversores de dois níveis. . . . .	42
4.1	Parâmetros do filtro do lado da rede da simulação. . . . .	56
4.2	Parâmetros dos barramentos c.c. da simulação. . . . .	57
4.3	Ganhos dos controladores das malhas do lado rede da simulação	58
4.4	Ganhos dos controladores das malhas do lado máquina da simulação. . . . .	58
4.5	Parâmetros nominais da máquina usada na simulação. . . . .	59
5.1	Dados do conjunto gerador com tensões e correntes por fase e potências trifásicas. . . . .	69
5.2	Ganhos dos controladores das malhas de corrente do CLR e parâmetros da máquina da bancada de ensaios. . . . .	72
5.3	Dados dos IGBTs e capacitores dos módulos da SEMIKRON SKS 46F B6CI+B1CI+B6U 26 V12. . . . .	73
5.4	Principais parâmetros do lado da rede da bancada de ensaios.	74
5.5	Ganhos dos controladores das malhas do lado rede da bancada de ensaios. . . . .	77
5.6	Parâmetros dos resistores dos circuitos de pré-carga e <i>chopper</i> .	78



---

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Capacidade instalada acumulada da energia eólica mundial. . .	2
1.2	Matriz energética brasileira, em GW, em dezembro de 2017. . .	3
1.3	Evolução da capacidade instalada de energia eólica no Brasil. . .	3
1.4	Fator de capacidade médio da energia eólica brasileira ao longo dos meses dos anos de 2015 a 2017. . . . .	4
1.5	Histórico e previsões da potência instalada acumulada na Europa. . . . .	6
1.6	Potência nominal das turbinas <i>offshore</i> encomendadas ao longo dos anos. . . . .	6
2.1	Estrutura geral de conversão de energia eólica em elétrica. . .	12
2.2	Estrutura mecânica de uma turbina eólica. . . . .	13
2.3	Estrutura geral de conversão de aerogerador a velocidade constante. . . . .	15
2.4	Estrutura geral de conversão de aerogerador a velocidade parcialmente variável. . . . .	16
2.5	Estrutura geral de conversão de aerogerador de indução duplamente alimentado. . . . .	17
2.6	Estrutura geral de conversão de aerogerador a velocidade variável com conversor pleno. . . . .	18

2.7	Formas de onda de tensão de saída dos conversores: (a) dois níveis; (b) três níveis; (c) nove níveis. . . . .	20
2.8	Estrutura de um conversor NPC de três níveis. . . . .	20
2.9	Estrutura de um conversor com capacitor flutuante de três níveis. . . . .	21
2.10	Estrutura de um conversor multicélula com quatro pontes-H e um exemplo de forma de onda de saída. . . . .	23
2.11	Estrutura genérica de um sistema com a máquina com bobinas abertas. . . . .	24
2.12	Estados de chaveamento de cada conversor e a combinação resultante da interação dos dois conversores. . . . .	25
2.13	Acionamento com MIRB com bobinas abertas e conversores de três níveis. . . . .	27
2.14	Acionamento com MIRB com bobinas abertas e barramento c.c. compartilhado. . . . .	28
2.15	Acionamento com MSIP com bobinas abertas, CLR's parcialmente controlados e barramento c.c. compartilhado. . . . .	28
2.16	Acionamentos com MSIP com bobinas abertas e CLM controlado em corrente. . . . .	29
2.17	Acionamentos com MSIP com bobinas abertas e CLM auxiliar e um único CLR. . . . .	30
3.1	Estrutura do sistema modelado neste trabalho. . . . .	34
3.2	Curvas de potência por velocidade de rotação de uma certa turbina eólica de 2MW e seus pontos de máxima extração de potência para diferentes velocidades ventos. . . . .	36
3.3	Estrutura de controle dos conversores do lado máquina. . . . .	39
3.4	Diagrama de blocos para a malha de controle de corrente da máquina. . . . .	40
3.5	Exemplo de chaveamento realizado por meio da LSPWM. . . . .	41

3.6	Tensão resultante devido aos estados de chaveamento representados em vetores espaciais. . . . .	44
3.7	Exemplo da forma de onda da tensão sintetizada por um sistema de dois conversores de dois níveis alimentando uma máquina com bobinas abertas. . . . .	45
3.8	Diagrama em blocos do algoritmo <i>sensorless</i> utilizado. . . . .	46
3.9	Circuito equivalente por fase do filtro LCL na saída do conversor. . . . .	49
3.10	Estrutura de controle dos conversores lado rede. . . . .	51
4.1	Estrutura do lado rede implementado computacionalmente. . . . .	56
4.2	Estrutura do lado máquina implementado computacionalmente. . . . .	59
4.3	Para diversas condições de operação: (a) Velocidade de rotação do gerador; (b) Potências nos principais componentes do sistema. . . . .	60
4.4	(a) Tensões e (b) correntes nas bobinas do gerador para diversas condições de operação. . . . .	61
4.5	Tensões dos barramentos c.c. dos conversores: (a) 1 e (b) 2, para diversas condições de operação. . . . .	62
4.6	(a) Correntes de eixo direto e (b) de quadratura do gerador durante diversas situações. . . . .	63
4.7	(a) Tensões e (b) correntes na rede; (c) ampliação das correntes em condições distintas de potência gerada. . . . .	64
4.8	Espectro harmônico da corrente da fase A da rede. . . . .	65
5.1	Diagrama esquemático representativo da bancada experimental em escala reduzida. . . . .	68
5.2	Conjunto gerador, composto pelo MIT, da fabricante WEG, pela MSIP, da fabricante Equacional, e volante de inércia. . . . .	69

5.3	Parte frontal da bancada: Placas de condicionamento dos sinais e controle; disjuntores, fusíveis, circuitos de pré-carga e <i>chopper</i> . . . . .	71
5.4	Conversores plenos, filtro LCL, transformador de conexão com a rede e medições. . . . .	75
5.5	Respostas em frequência do filtro LCL na saída conversor para a rede. . . . .	76
5.6	(a) Curvas de tensão do barramento c.c. e (b) correntes no secundário durante a energização da bancada. . . . .	80
5.7	Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, sem chaveamento. . . . .	80
5.8	Tensões e correntes na rede, sem chaveamento. . . . .	81
5.9	Tensões e correntes de linha no secundário, sem chaveamento. . . . .	81
5.10	Tensões e correntes de linha no terciário, sem chaveamento. . . . .	82
5.11	Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, controlando $V_{cc}$ . . . . .	83
5.12	Degrau na referência em $V_{cc}$ do conversor 1 e respectiva corrente de eixo direto. . . . .	84
5.13	Degrau na referência em $V_{cc}$ do conversor 2 e respectiva corrente de eixo direto. . . . .	84
5.14	Sistema sem compensação de potência reativa. . . . .	85
5.15	Controle de $Q$ , potências aparente e reativa na rede, com injeção de 1,5kVAr indutivo pelo conversor 1. . . . .	86
5.16	Controle de $Q$ , potências aparente e reativa na rede, com injeção de 1,5kVAr capacitivo pelo conversor 1. . . . .	86
5.17	(a) e (b) Potência reativa nos dois CLRs, ambas com referência de 500VAr; e (c) potências aparente e reativa na rede. . . . .	87
5.18	Tensões e correntes nas bobinas do gerador, durante conexão inicial com os CLMs. . . . .	88

5.19	Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, máquina a vazio. . . . .	89
5.20	Degrau na referência em $I_{m_q}$ do CLM e respectiva corrente de eixo direto. . . . .	90
5.21	Degrau na referência em $I_{m_d}$ do CLM e respectiva corrente de eixo de quadratura. . . . .	91
5.22	Tensões e correntes nas bobinas do gerador, a 240rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	92
5.23	Correntes de linha no secundário e terciário, com gerador a 240rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	93
5.24	Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, com gerador a 240rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	94
5.25	Tensões e correntes de linha na rede, com gerador a 240rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	94
5.26	Espectro de frequência da corrente na rede, com gerador a 240rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	95
5.27	Tensões e correntes nas bobinas do gerador, a 720rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	96
5.28	Correntes de linha no secundário e terciário, com gerador a 720rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	97
5.29	Tensões e correntes de linha no primário, com gerador a 600rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	98
5.30	Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, com gerador a 720rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	99
5.31	Tensões e correntes de linha na rede, com gerador a 720rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	99
5.32	Espectro de frequência da corrente na rede, com gerador a 720rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 400V. . . . .	100

5.33	Tensões e correntes nas bobinas do gerador, a 900rpm e $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 500V. . . . .	101
5.34	Correntes de linha no secundário e terciário, com gerador a 900rpm, $I_{m_q} = 7A$ e barramentos c.c. controlados em 500V. . . . .	102
5.35	Evolução da potência ativa na rede, ao longo das variações de referência de $I_{m_q}$ , com o gerador a 900rpm e os barramentos c.c. em 500V. . . . .	103

---

---

## Lista de Símbolos

---

$V, v$	Tensão elétrica;
$I, i$	Corrente elétrica;
$D$	Diâmetro da turbina eólica;
$v_v$	Velocidade de vento;
$C_p$	Coefficiente de potência da turbina eólica;
$\rho$	Densidade do ar;
$R$	Resistência;
$L$	Indutância;
$C$	Capacitância;
$f$	Frequência;
$p$	Número de polos;
$T$	Conjugado;
$\psi$	Enlace de fluxo;
$\phi$	Fluxo magnético;
$\omega$	Velocidade angular/frequência;
$\beta$	Ângulo da pá da turbina eólica;
$\tau$	Constante de tempo;
$\lambda$	Relação de velocidades;
$\theta$	Posição angular;
$P$	Potência ativa;
$Q$	Potência reativa;
$P_n$	Potência nominal;
$K_p$	Ganho do controlador proporcional;
$K_i$	Ganho do controlador integral

### Sobrescritos

- \* Valor de referência;
- ^ Valor estimado

### Subscritos

$d$	Grandezas referidas ao eixo direto do referencial síncrono;
$q$	Grandezas referidas ao eixo de quadratura do referencial síncrono;
$\alpha$	Grandezas referidas ao eixo horizontal do referencial estacionário;
$\beta$	Grandezas referidas ao eixo vertical do referencial estacionário;
$m$	Grandezas da máquina elétrica;
$rede$	Grandezas da rede;
$s$	Grandezas de estator;
$r$	Grandezas de rotor;
$em$	Grandezas eletromagnéticas;
$campo$	Grandezas dos ímãs permanentes;
$f$	Grandezas do filtro;
$a$	Dinâmica rápida;
$conv$	Variáveis do conversor;
$turbina$	Variáveis da turbina eólica;
$rede$	Variáveis do sistema elétrico;
$Y$	Grandezas no secundário do transformador;
$\Delta$	Grandezas no terciário do transformador;
$MIT$	Grandezas do MIT simulador de turbina;
$MSIP$	Grandezas do gerador síncrono a ímãs permanentes;
$nom$	Valores nominais;
$i$	Variáveis da corrente elétrica;
$v$	Variáveis da tensão elétrica;
$a, b, c$	Grandezas de cada fase no referencial trifásico;
$cc$	Grandeza do barramento c.c.;
$rms$	Valor eficaz;
$sw$	Variável de chaveamento;
$CE$	Variável entre coletor-emissor do transistor;
$eqvl$	Variável de um circuito equivalente;
$por$	Variável da onda portadora;
$cr1$	Conversor lado rede superior

---

---

## Lista de Abreviações

---

CCEE	Grupo de Pesquisa de Controle e Conversão de Energia;
CLM	Conversor Lado Máquina;
CLR	Conversor Lado Rede;
c.c.	corrente contínua;
c.a.	corrente alternada;
CO <sub>2</sub>	Dióxido de Carbono;
DDSRF-PLL	<i>Double Decoupled Synchronous Reference Frame PLL;</i>
F.C.	Fator de Capacidade;
FFT	Transformada Rápida de Fourier;
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor;</i>
LCCE	Laboratório de Conversão e Controle da Energia;
LGE	Laboratório de Geração de Energia;
LSPWM	<i>Level Shifted Pulse Width Modulation;</i>
MIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado;

MIRB	Gerador de Indução com Rotor Bobinado;
MIRG	Gerador de Indução com Rotor em Gaiola;
MMC	<i>Multilevel Modular Converter</i> ;
MPPT	Seguidor de Máxima Potência <i>Maximum Power Point Tracker</i> ;
MSIP	Máquina síncrona a ímãs permanentes;
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> ;
PI	Proporcional-integral;
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> ;
PWM	Modulação por Largura de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> );
QEE	Qualidade de Energia Elétrica;
SCCE	Sistema de Conversão de Energia Eólica;
SOGI-PLL	<i>Second-Order Generalized Integrator PLL</i> ;
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> ;
TDD	Distorção de Demanda Total;
THD	Distorção Harmônica Total

# Introdução

---

## 1.1 Introdução

As gerações a partir de fontes renováveis são vistas como a solução para a demanda energética do futuro, quando os combustíveis fósseis não serão mais capazes de suprir, seja pela pouca quantidade ou pelo risco total de escassez. Além desta limitação de suprimento, ainda há as preocupações com o meio ambiente, que enfrenta problemas graves, como o aquecimento global, fortemente alimentado pelos gases produzidos na queima de derivados de petróleo. O consumo energético do planeta continua crescendo em cerca de 1,8% ao ano de acordo [REN21 \(2017\)](#), e para acompanhar esta ampliação, as pesquisas voltadas para a geração alternativa já vêm sendo realizadas há um considerável tempo. Segundo [Herbert et al. \(2007\)](#), existem estudos há cerca de 150 anos na área da conversão de energia eólica, que prosseguem até os dias atuais.

Nos últimos anos, o mundo tem encarado um forte desenvolvimento na área da energia renovável, com o preço destas fontes chegando a valores diretamente competitivos com os da geração por combustíveis fósseis. Com destaque para a considerável redução do custo de gerações fotovoltaicas e eólicas. Esse barateamento na aquisição e instalação destas fontes geradoras se deve, além da constante evolução das tecnologias, pela expressiva expansão na participação das matrizes energéticas dos países, sendo só esses dois tipos de geração responsáveis por 5,5% da produção de energia elétrica global. Auxiliadas, principalmente, pela biomassa e hidrelétricas, as energias renováveis atingiram em 2016 a capacidade de 24,5% do total mundial ([REN21, 2017](#)).

A energia eólica vem com maior relevância entre as fontes alternativas de geração, sendo praticamente mais da metade da potência instalada no mundo e em cada nação (REN21, 2017). Aponta-se que a geração por hidrelétricas não entra na comparação, pois a capacidade de uma unidade geradora é muito superior às outras fontes renováveis, o que poderia encobrir o desenvolvimento presenciado nestas. Com quase 500GW de potência instalada até o fim de 2016, com as usinas já em construção, algumas na fase de projetos e conforme o histórico do crescimento, apresentado na Figura 1.1, a projeção para 2021 é de alcançar 817GW, caminhando a uma taxa de ampliação de cerca de 12% ao ano (GWEC, 2016).

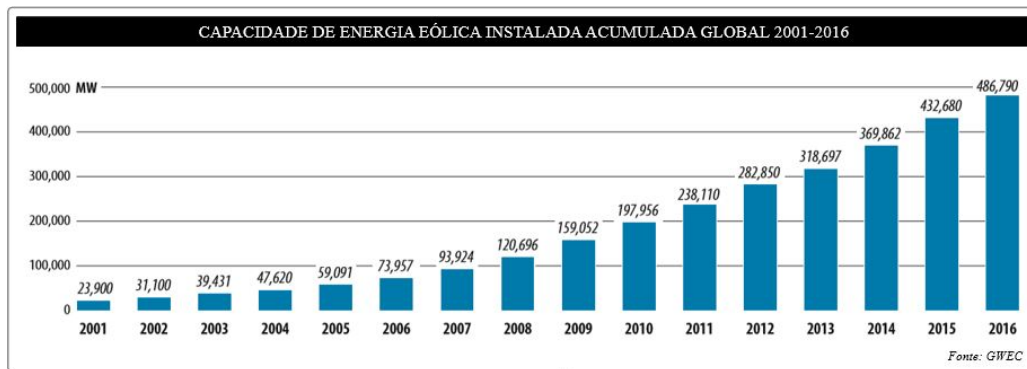


Figura 1.1: Capacidade instalada acumulada da energia eólica mundial.

Fonte: adaptado de GWEC (2016).

O Brasil vem se tornando destaque desde 2014, quando alcançou o décimo lugar do mundo em capacidade instalada de energia eólica, e no fim do ano de 2016 foi o 8º país em capacidade instalada e o 5º em novas instalações, ultrapassado pela Índia (NASCIMENTO, 2018). A China lidera em energia acumulada e novas plantas de geração eólica, seguida dos Estados Unidos e Alemanha, que também são referências neste tipo de geração (GWEC, 2016). O Brasil tem um crescimento exponencial neste âmbito, que ocasionou, ao longo de treze anos, a existência de 12,64GW de capacidade instalada, representando 8,1% da matriz energética, vide Figura 1.2. Essa fonte de geração, além dos benefícios de ser uma fonte renovável e de combustível limpo, traz consigo 160 mil pessoas empregadas no ramo, com mais de 6 mil turbinas em 500 parques eólicos (ABEEOLICA, 2017). Com projeções até o ano de 2020, espera-se chegar aos 17,34GW de capacidade instalada, conforme mostra Figura 1.3, com uma ampliação de quase 50% em três anos, mesmo com taxas

de crescimento menores que em anos anteriores.

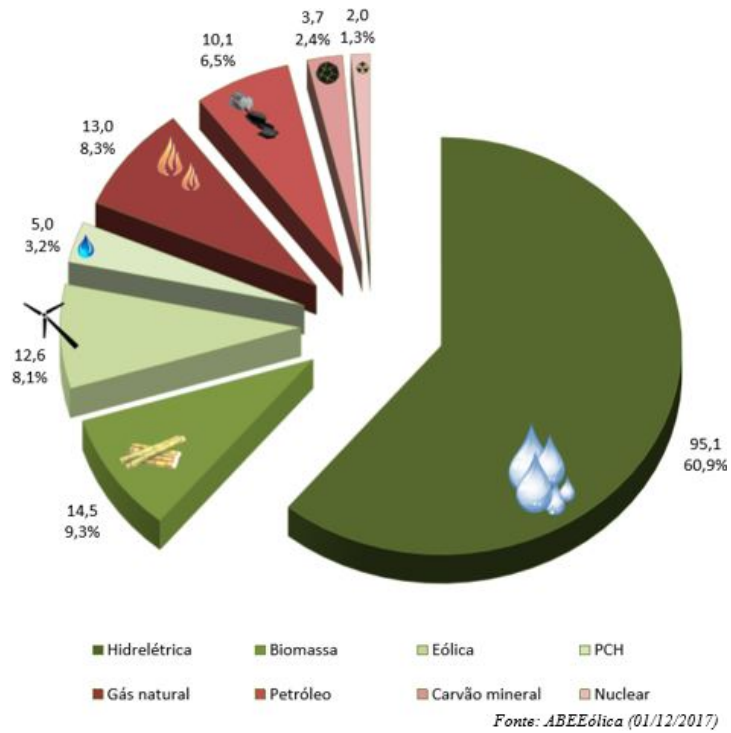


Figura 1.2: Matriz energética brasileira, em GW, em dezembro de 2017.

Fonte: (ABEEOLICA, 2017).

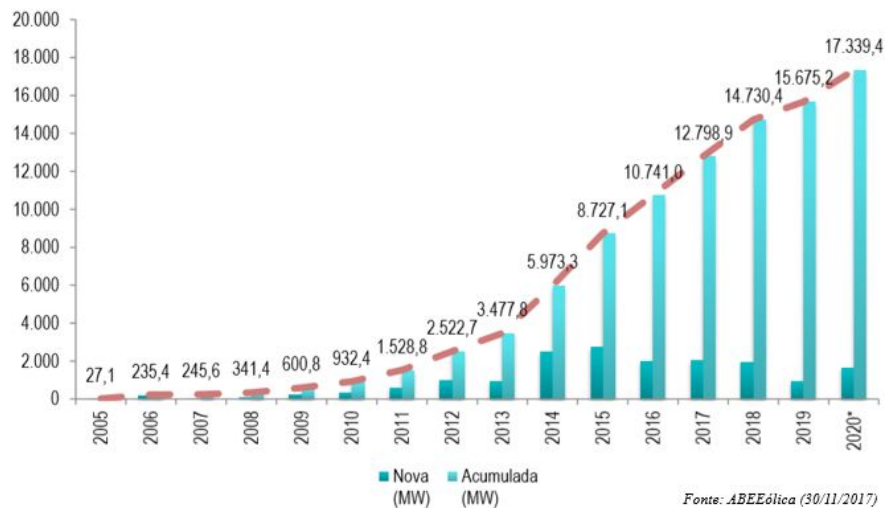


Figura 1.3: Evolução da capacidade instalada de energia eólica no Brasil.

Fonte: (ABEEOLICA, 2017).

A geração eólica é intermitente, já que depende dos ventos. Com isso, colocá-la como fonte base da matriz energética pode ser um risco. Em janeiro de 2017, a Alemanha, que tem boa parte de sua geração de energia elétrica dependente das fontes eólica e fotovoltaica, quase foi completamente desligada no dia 24 desse mês, devido ao baixo desempenho dessas gerações (FOLLETT, 2017). Mas não é por isso que as fontes alternativas não devem ser instaladas, apenas sugere-se que sejam complementares às outras formas de geração mais estáveis. No caso do Brasil, que possui uma matriz de energia elétrica predominada por hidrelétricas de grande e pequeno porte, como visto na Figura 1.2, a energia eólica é uma fonte atraente, pois no período de estiagem, época do inverno principalmente, os ventos estão em alta. Ambas as curvas do fator de capacidade (F.C.) da Figura 1.4 corroboram essa ideia, onde a F.C. é a relação entre potência gerada por potência instalada, dado que são superiores nos meses de junho a novembro.



Figura 1.4: Fator de capacidade médio da energia eólica brasileira ao longo dos meses dos anos de 2015 a 2017.

Fonte: (ABEEOLICA, 2017).

Em relação ao efeito estufa, provocado pela emissão de gases  $\text{CO}_2$  na queima de combustíveis fósseis, ao longo da vida útil de um sistema de conversão de energia eólica (SCEE) a emissão é nula, pois o único combustível para o funcionamento é a passagem do vento pelas pás da turbina. Durante a produção dos equipamentos que compõem o SCEE, há a parte industrial

que gera uma quantidade de gases estufa que pode ser considerada. Todavia, contabilizado a energia produzida ao que é evitado de ser disperso na atmosfera, só no ano de 2017 no Brasil, é equivalente à emissão de 13 milhões de automóveis ([ABEEOLICA, 2017](#)).

Com a pesquisa e desenvolvimento no setor da geração eólica, há possibilidade de instalar usinas em continente e nos mares, denominadas *onshore* e *offshore*, do inglês. Como a área necessária para instalar um parque eólico é relativamente grande, a exploração das instalações *offshore* vão aumentando.

Outra vantagem dos oceanos é em relação à rugosidade do solo. Este é um fator determinante para o vento, e a água, por sua vez, possui rugosidade bem menor em comparação aos diversos tipos de camadas terrestres ([DWIA, 2003](#)). Assim, como a potência extraída é muito dependente do vento, a capacidade de potência cresce amplamente, fora a área disponível nos oceanos.

A [Figura 1.5](#) mostra que a parcela destas gerações no mar ainda é pequena, mas vem aumentando notavelmente, com altos investimentos esperados neste setor ([WINDEUROPE, 2017](#)). Existe o cenário otimista e o pessimista, mas de qualquer forma é um campo que recebe forte atenção, pois além das vantagens supracitadas, aproveita-se para utilizar turbinas de alta capacidade de potência, como mostrado na [Figura 1.6](#).

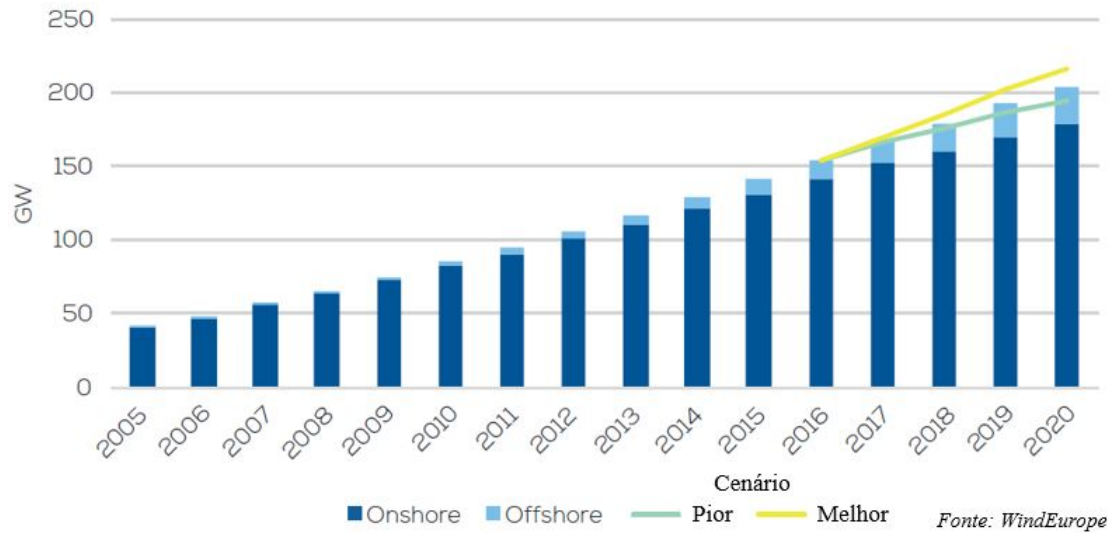


Figura 1.5: Histórico e previsões da potência instalada acumulada na Europa.

Fonte: adaptado de [WindEurope \(2017\)](#).

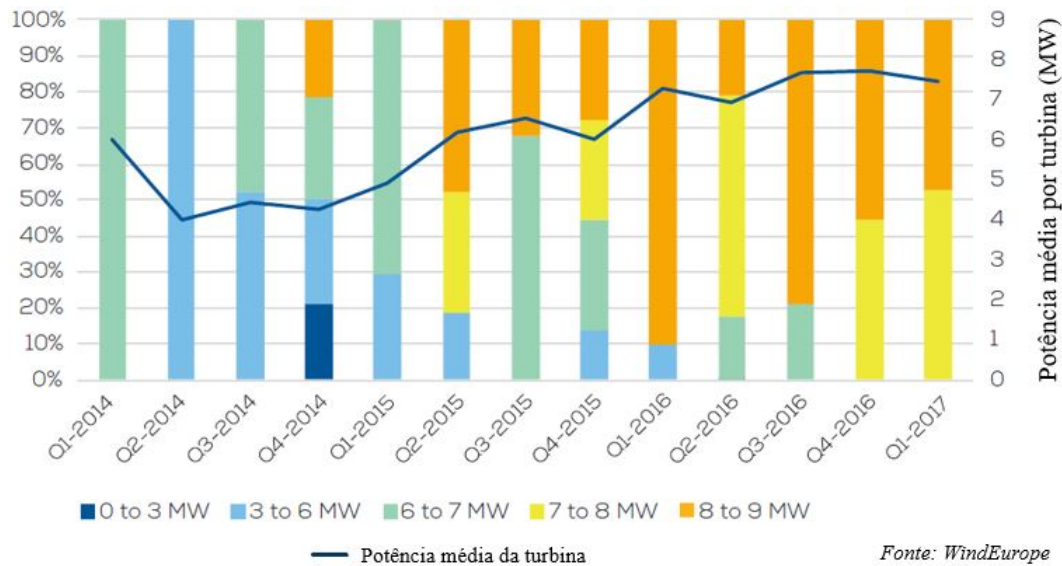


Figura 1.6: Potência nominal das turbinas *offshore* encomendadas ao longo dos anos.

Fonte: adaptado de [WindEurope \(2017\)](#).

## 1.2 Motivação

Com o desenvolvimento presenciado no setor eólico, vários aspectos foram afetados. Destaca-se o fato de grandes unidades geradoras, tanto em tamanho como em potência gerada, começarem a ser empregadas. Os conversores necessários para essas aplicações são de elevado custo, de controle complexo e os dispositivos semicondutores operam em seus limites. Para tentar contornar essas dificuldades citadas, principalmente em relação aos limites das chaves estáticas de potência, técnicas como o uso de conversores multinível discutida por [Ma e Blaabjerg \(2011\)](#) e instalação com as bobinas abertas estudada por [Jacobina, Rocha e Marinus \(2013\)](#), têm sido empregadas. Estes métodos permitem o uso de conversores de menor potência em conjunto ao invés de um único equipamento de maior nível de tensão, corrente e/ou potência ([YARAMASU et al., 2015](#)). Sendo assim, a motivação desse trabalho é estudar o sistema de conversão de energia eólica utilizando geradores síncronos alimentados em bobina aberta por dois conversores. Essa topologia permite a redução da potência dos conversores individualmente e o aumento do nível de tensão do conjunto.

O custo deste sistema não foi calculado, sendo que por mais que se utilize elementos, como os IGBTs, de menor valor econômico, são utilizados mais destes componentes, o que pode acarretar em um custo final maior do que de um sistema com apenas um conversor. Este não é o foco do trabalho, e por isso, não será discutido preços do sistema ao longo deste texto.

## 1.3 Objetivos e Metodologia Aplicada

A partir da contextualização apresentada, o objetivo desta dissertação é estudar, desenvolver e analisar um sistema de conversão de energia eólica com bobinas abertas utilizando uma máquina síncrona a ímãs permanentes como gerador. Como modo de verificação, a observação das grandezas elétricas e o comportamento de variáveis mecânicas são realizadas.

A metodologia aplicada foi feita inicialmente com o estudo na literatura já disponível sobre os conversores multiníveis, com foco em SCEE com bobinas abertas e máquinas síncronas a ímãs permanentes. Outras topologias

também foram revisadas para aprimorar a qualidade do estudo.

Em seguida, como forma de examinar a teoria pesquisada, uma simulação computacional no *software* MATLAB® foi implementada, com um sistema de características reais. O sistema de 2MW contém a rede, os dois conversores plenos de dois níveis e o gerador síncrono a ímãs permanentes.

Em ambiente laboratorial, um protótipo em escala reduzida foi projetado, especificado, construído e comissionado, para o sistema em estudo. Cooperativamente com um trabalho de doutorado em andamento, que utiliza outra máquina como gerador, colocou-se o sistema em operação. Feitas as devidas modificações para a máquina síncrona a ímãs permanentes, realizou-se testes experimentais, armazenou-se os resultados com equipamentos adequados e analisou-se o comportamento das variáveis de interesse.

Os resultados práticos, apesar de não serem diretamente comparados com a simulação, posto que são sistemas de porte muito distintos, equivalem a um sistema de escala industrial, dando maior validade ao estudo em questão.

As etapas do trabalho foram:

- Apresentar um referencial teórico do sistema com bobinas abertas para melhor entendimento dos resultados obtidos;
- Implementar computacionalmente uma simulação de um SCCE de 2MW com bobinas abertas, caracterizando uma situação representativa de um sistema;
- Realizar testes e avaliar os resultados desta simulação;
- Montar um protótipo de 10kVA do sistema com bobinas abertas com uma máquina síncrona a ímãs permanentes (MSIP);
- Validar os resultados obtidos através de ferramentas computacionais por meio dos resultados experimentais, obtidos no protótipo de 10kVA.

## 1.4 Organização do Texto

A dissertação é composta por seis capítulos. Este primeiro capítulo apresentou uma sucinta contextualização do tema de forma geral, a partir de dados de mercado de países, continentes e a nível global. A demanda discutida por sistemas de maior potência, a partir dos elementos disponíveis no mercado hoje, alavancou o interesse pela realização deste trabalho. Os objetivos e a maneira como foi realizada a elaboração deste estudo também foram apresentados neste [Capítulo 1](#).

No [Capítulo 2](#) são explanados os sistemas com bobinas abertas, passando por uma discussão geral de sistemas de conversão de energia eólica, as principais topologias empregadas e estudadas destes sistemas. Conversores multiníveis que estão em alta nas atuais pesquisas são explicados, apresentando os tipos mais comumente utilizados. Ao chegar nos acionamentos com bobinas abertas, mostram-se casos estudados, aplicações para essa topologia, mencionando situações com máquinas de indução e síncronas.

O [Capítulo 3](#) descreve a modelagem e topologia utilizadas neste trabalho. Caracterizam-se a rede, filtros de potência para a mitigação de harmônicas do chaveamento, os conversores a IGBTs utilizados, o barramento c.c., o gerador síncrono a ímãs permanentes e a turbina eólica. As técnicas de compensação dos controladores e de modulação são detalhadas neste capítulo ainda.

A simulação computacional é descrita no [Capítulo 4](#). Como foi implementado cada parte do sistema e os blocos utilizados são mostrados também. Ainda no mesmo capítulo, os resultados computacionais são expostos e discutidos, avaliando o comportamento do sistema de grande porte frente a variações de vento e outras condições de operação.

No [Capítulo 5](#) é apresentada a bancada de ensaios em escala reduzida. Os componentes utilizados na montagem, tanto na parte de potência quanto na de tratamento e controle dos sinais, são mencionados. Os equipamentos que realizam as medições das variáveis elétricas, que executam o processamento e controle, também são detalhados. Testes práticos, desde a energização da bancada até a extração e entrega de potência do gerador para a rede, são efetuados. Os resultados experimentais são apresentados e discutidos com o embasamento teórico previamente explanado.

Por fim, no [Capítulo 6](#) são apontadas as conclusões obtidas ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Juntamente, as propostas de continuidade são sugeridas e destacadas. Também são citados os artigos científicos publicados em congressos ao decorrer da produção deste trabalho de mestrado.

# Sistemas de Conversão de Energia Eólica

---

## 2.1 Introdução

Os sistemas de conversão de energia eólica possuem diversas topologias com diferenças entre si. Essas variações podem ser em relação à máquina geradora, a forma de conexão do gerador com a rede, as chaves que compõem os conversores, entre outras. Alguns desses tipos já estão empregados há muito tempo, com uma tecnologia bem investigada. Por outro lado, outros são novidades ou ainda pouco explorados.

## 2.2 Sistema de Conversão de Energia Eólica

De modo geral, os sistemas de geração de energia elétrica através do vento seguem uma estrutura bem definida. A [Figura 2.1](#), que é uma adaptação de [Teodorescu M. Liserre \(2011\)](#), mostra em blocos as principais partes. O vento que incide na turbina eólica faz esta girar. O eixo da turbina pode estar diretamente acoplado ao eixo do gerador ou por meio de uma caixa de transmissão. Essa energia cinética é convertida em energia elétrica pela máquina controlada, que gera em seus terminais grandezas elétricas com frequência e amplitude dependentes da velocidade de rotação. Como o vento é um elemento estocástico do sistema e a rede à qual se fornece a potência gerada possui tensões com frequência, amplitude e sequência de fase pré-estabelecidas

que devem ser respeitadas, é interessante a utilização do estágio da eletrônica de potência para fazer a adequação entre máquina e rede. O conversor converte a energia c.a. advinda do gerador em c.c. e, então, transforma em c.a. novamente para a rede. Devido às harmônicas geradas pela ação de chaveamento existente na conversão, aplica-se filtros entre o conversor e a rede para mitigar problemas que afetam a qualidade de energia elétrica (QEE) (YARAMASU et al., 2015). Por fim, como os centros geradores usualmente se encontram distantes dos polos consumidores, é usual o emprego de transformadores elevadores e linhas de transmissão.

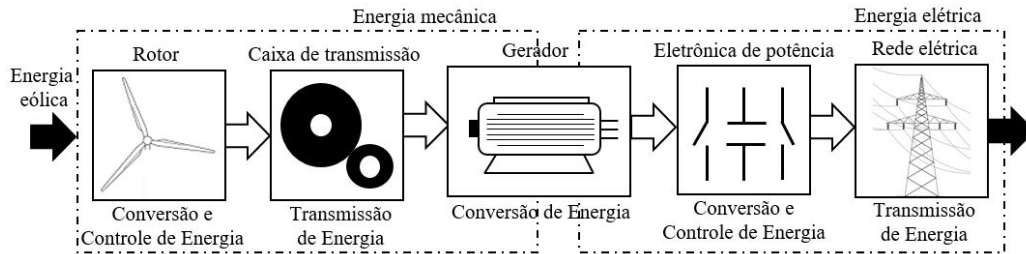


Figura 2.1: Estrutura geral de conversão de energia eólica em elétrica.

Fonte: elaborado pelo autor com base em Teodorescu M. Liserre (2011).

### 2.2.1 Parte Mecânica

A parte mecânica do sistema é composta pelos componentes mostrados na Figura 2.2. O formato das pás, aerodinâmica, diâmetro ( $D$ ) e a quantidade destas são fatores que influenciam o aproveitamento e o custo da turbina. Para o caso de sistemas de alta potência (faixa de MW), tem-se utilizado turbinas horizontais com três pás, pois são as mais eficientes (ERIKSSON; BERNHOFF; LEIJON, 2008). Além do diâmetro da turbina - em metros -, o coeficiente de potência ( $C_p$ ), a densidade do ar ( $\rho$ ) - em  $kg/m^3$  - e a velocidade do vento ( $v_v$ ) - em m/s - também compõem o cálculo de potência extraída, de acordo a Equação 2.1 (HEIER Y. LANG; KOURO, 2014).

$$P_{turbina} = \frac{1}{8} C_p \rho \pi D^2 v_v^3 \quad (2.1)$$

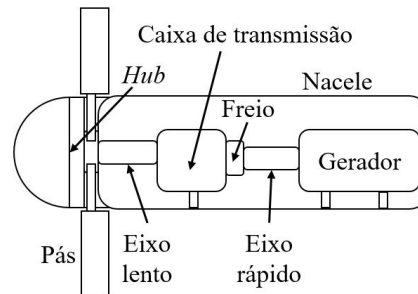


Figura 2.2: Estrutura mecânica de uma turbina eólica.

Fonte: elaborado pelo autor.

Busca-se ter o maior aproveitamento da energia dos ventos disponível, e por isso, utiliza-se medidores e sensores para acompanhar as variáveis de interesse e poder fazer esse rastreamento de máxima potência possível. Existem alguns algoritmos, denominados seguidores de máxima potência (MPPT), que realizam esta função (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009). Todavia, pode-se alcançar a situação de ventos muito fortes que façam atingir valores de potência acima do nominal, o que é perigoso para o sistema. Uma das opções, por meio do controle do ângulo das pás da turbina, é reduzir sua interação com o vento incidente, e conseqüentemente, limitando a energia cinética coletada (SENJYU et al., 2006). Há também a possibilidade de rotação da nacelle na torre, posicionando a turbina na direção de interesse.

As turbinas eólicas de grande porte trabalham com alto torque e baixa velocidade, o que exige em muitos casos a presença de uma caixa de transmissão para adequar a velocidade em que a máquina elétrica deve operar. Este estágio de conversão mecânica traz algumas desvantagens como perda de eficiência, manutenção regular, barulho, custo e outros (POLINDER et al., 2006). Assim, máquinas grandes, com elevado número de polos, como é o caso das máquinas síncronas, atuam em baixa rotação e são atrativas para os casos de acoplamento direto.

### 2.2.2 Parte Elétrica

A parte elétrica tem como elemento principal o gerador. A energia mecânica rotacional no eixo convertida para elétrica através de: máquinas síncro-

nas a ímãs permanentes (MSIP) ou de rotor bobinado; máquinas de indução de rotor bobinado (MIRB), duplamente alimentada (MIDA) ou de rotores em gaiola (MIRG) (AL., 2001). Este último tipo foi o pioneiro da geração através da energia eólica, contudo, hoje tanto geradores síncronos como assíncronos são empregados na geração de energia eólica.

As máquinas assíncronas operam com alta velocidade, o que acarreta na instalação da caixa transmissora, mas as síncronas podem ser construídas com grande número de polos, permitindo a geração tanto em alta quanto em baixa velocidade (YANG; PATTERSON; HUDGINS, 2012). Assim, deve-se avaliar o melhor custo-benefício para escolher qual o gerador mais atrativo, sendo que as máquinas assíncronas são de menor tamanho e custo.

Para não ficar dependente de uma única velocidade de vento para máxima extração de potência, já que os ventos são aleatórios, é comum a conexão de equipamentos de eletrônica de potência entre a máquina e a rede. Estes dispositivos permitem a geração sob diversas condições de vento, ampliando o aproveitamento da energia disponível. Existem algumas soluções, como conversores pleno, conversores de baixa potência, conversores semi-controlados, entre outras. Ainda é possível uma combinação de mais de um desses no mesmo sistema, com o intuito de obter vantagens e aumento de capacidade (YARAMASU et al., 2015).

Apesar disso, o chaveamento causado pelos conversores injeta componentes harmônicas na rede, o que demanda dispositivos para não extrapolar os limites impostos pelos códigos de rede do local. A técnica mais aplicada é a inserção de filtros de potência, que filtram tanto as tensões quanto as correntes que vão para a rede, de acordo Blaabjerg, Liserre e Ma (2012) e Rockhill et al. (2011). A configuração desses filtros não é única e será discutida no Capítulo 3.

Os conversores, ângulo das pás e direção da turbina são controlados por meio de computadores, microprocessadores e/ou processadores de sinais digitais. Esses controles são responsáveis por algumas atividades, como por exemplo: buscar a máxima extração de potência do vento, não permitir o sistema operar acima de determinada velocidade, dinâmica da resposta das variáveis durante distúrbios e etc (PAO; JOHNSON, 2011).

Vale ressaltar ainda que a presença dos conversores entre o estator do

gerador e a rede permite um isolamento entre si, o que evita que distúrbios da rede incidam sobre o gerador e vice-versa.

### 2.2.3 Principais Topologias do Sistema de Geração Eólico

Através da combinação dos diferentes tipos de máquinas capazes de realizar a geração por meio da energia do vento e do modo de conexão com a rede, diversas topologias foram estudadas e são utilizadas nesse campo.

Como a forma mais simples e menos eficiente, tem-se a conexão do MIRC com a rede por intermédio apenas de um dispositivo de partida suave e um transformador. Denomina-se sistema de conversão com velocidade constante e vê-se o esquema na [Figura 2.3](#). Assim, quando a velocidade síncrona é atingida, faz-se a conexão da máquina com a rede ([LI; CHEN, 2008](#)). Existe a caixa de transmissão nessa configuração e é necessário um banco de capacitores para suprir a demanda de reativo do sistema. É um sistema confiável e barato, porém, com baixa eficiência, uma variação no vento pode implicar em tensões com amplitude e frequência distintas da rede, o que é um problema devido à conexão direta entre gerador e rede, assim como, faltas na rede podem danificar a máquina ([PAPATHANASSIOU; PAPADOPOULOS, 2001](#)). Com essas desvantagens é uma topologia em desuso e com aplicações principalmente em baixa potência.

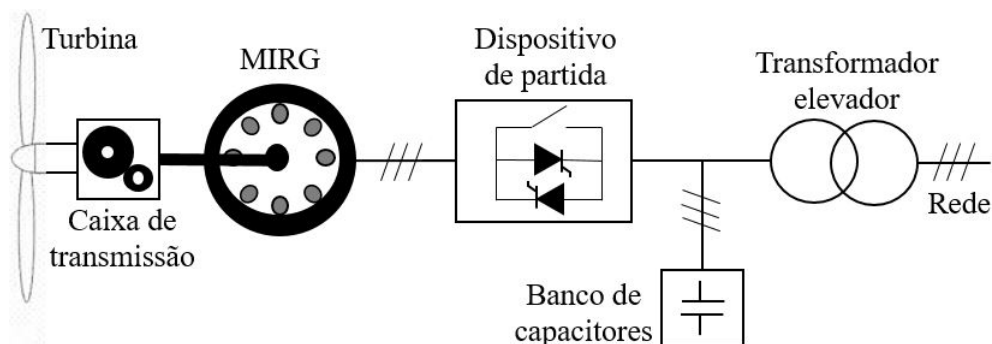


Figura 2.3: Estrutura geral de conversão de aerogerador a velocidade constante.

Fonte: adaptado de [Yaramasu et al. \(2015\)](#).

Com poucas diferenças em comparação à primeira topologia discutida, há os sistemas de velocidade parcialmente variável, apresentados na [Figura 2.4](#). Também não são amplamente empregados, pois são muito limitados a determinadas condições de operação. A principal diferença está na utilização de uma MIRB com uma resistência variável nos enrolamentos do rotor, que permitem variar levemente o ponto de operação nominal da máquina ([KHA-DRAOUI; ELLEUCH, 2008](#)).

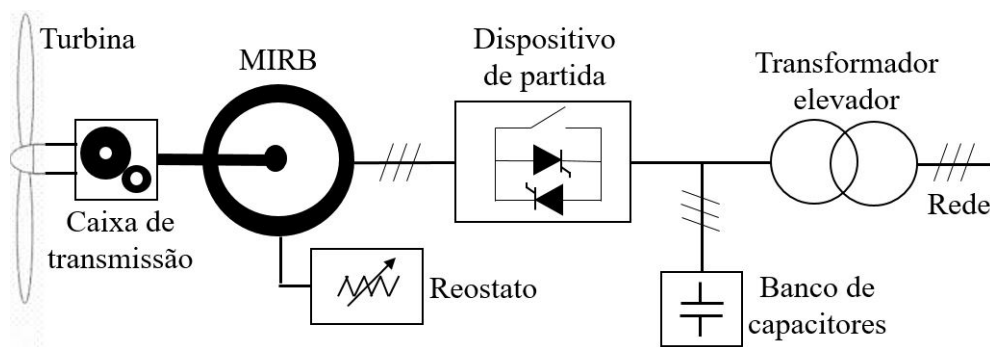


Figura 2.4: Estrutura geral de conversão de aerogerador a velocidade parcialmente variável.

Fonte: adaptado de [Yaramasu et al. \(2015\)](#).

A topologia mais empregada hoje é a MIDA. A máquina assíncrona com rotor bobinado tem os terminais de estator diretamente conectados à rede, ao mesmo tempo em que os enrolamentos do rotor estão vinculados a um conversor bidirecional ([CARDENAS et al., 2013](#)). A grande vantagem deste esquema é que a potência deste conversor é reduzida, cerca de 30% da potência nominal da máquina. Desta maneira, se o sistema está abaixo da velocidade nominal, drena-se uma pequena parcela de potência da rede para alimentar o rotor, sendo que o grande montante de potência do estator está sendo entregue à rede. No caso de estar com velocidade superior à nominal, além da potência injetada pelo estator, mais uma pequena quantidade também é fornecida por meio do circuito do rotor ([XU; CARTWRIGHT, 2006](#)).

O sistema com MIDA, mostrado na [Figura 2.5](#), traz as seguintes vantagens: operação com MPPT; maior faixa de operação de velocidade; descarta o banco de capacitores, pois o reativo é compensado pelo controle do con-

versor; maior robustez e rejeição de distúrbios da rede em relação às duas topologias anteriores (DATTA; RANGANATHAN, 2003). Todavia, o gerador possui anéis e escovas para a ligação do rotor, o que gera manutenção regular e maior custo, fora o uso da caixa de transmissão, já que é uma máquina assíncrona de alta velocidade. São sistemas que suportam maior nível de potência, alcançando a faixa dos 6MW.

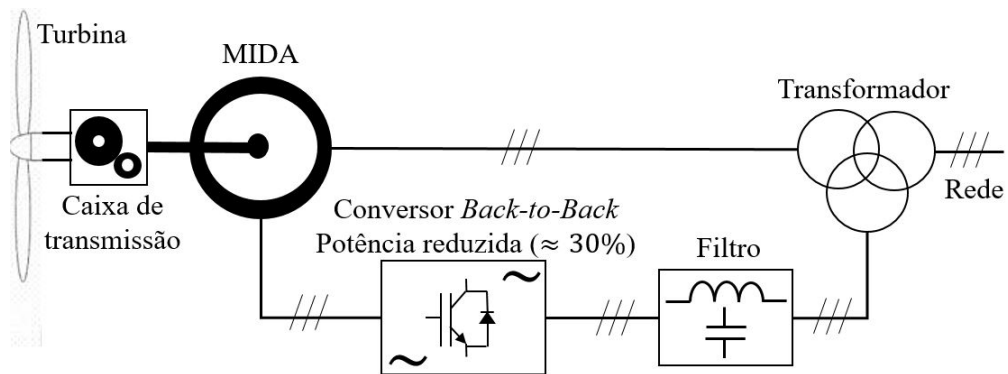


Figura 2.5: Estrutura geral de conversão de aerogerador de indução duplamente alimentado.

Fonte: adaptado de Yaramasu et al. (2015).

A próxima topologia envolve a capacidade de se utilizar tanto o MIRC, quando geradores síncronos com rotor bobinado e a ímãs permanentes. Através de um conversor pleno, conecta-se os terminais do estator do gerador ao conversor lado máquina (CLM) e a rede ao conversor lado rede (CLR), como pode ser visto na Figura 2.6. No geral, pelo motivo já supracitado, aplica-se filtros entre o conversor e a rede, e geralmente, um transformador elevador. Não é necessário a instalação de um banco de capacitores para compensação de potência reativa, pois o controle do conversor é capaz de atuar nesta função. Deste modo, é necessário um conversor com alto nível de potência, pois toda a potência ativa e reativa será transferida por ele, para diversas condições de vento (KOUTROULIS; KALAITZAKIS, 2006). Além disso, as perdas no conversor são maiores, pelo nível de potência, o que reduz a eficiência. No entanto, ganha-se no aproveitamento da energia extraída do vento.

Ao utilizar o MIRC, mantém-se a necessidade da caixa de multiplicação de velocidades, mas sem a preocupação de anéis e escovas. A máquina em si

demanda pouquíssima manutenção e é de baixo custo. Quando comparados com as máquinas síncronas, estas últimas podem ser projetadas e fabricadas com grande número de polos e evitar o uso da caixa de transmissão de giro. Especificamente no caso da MSIP, uma vantagem é a não existência de circuito de rotor, reduzindo as perdas, aumentando a eficiência do sistema, e ressaltando a ausência de anéis e escovas (YANG; PATTERSON; HUDGINS, 2012). Os níveis de potência se encontram na faixa de até 10MW para esta topologia.

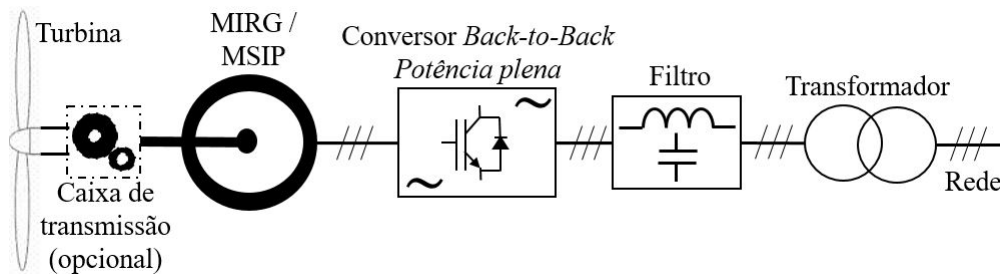


Figura 2.6: Estrutura geral de conversão de aerogerador a velocidade variável com conversor pleno.

Fonte: adaptado de Yaramasu et al. (2015).

## 2.2.4 Conversores Multíniveis

Com o aumento da inserção da geração através da energia eólica, as pesquisas por novas e melhores tecnologias ocorrem até os dias de hoje. Neste âmbito, a procura por turbinas e geradores com maior nível de potência também corre em paralelo, com o intuito de aproveitar melhor os potenciais dos ventos disponíveis. Mas a utilização da eletrônica de potência nesses sistemas já é praticamente compulsória.

Os componentes dos conversores, em destaque as chaves estáticas, estão com a operação tangendo seus limites, tanto de tensão quanto de corrente. Assim sendo, configurações compostas aparecem como uma solução para o crescimento da potência de cada unidade geradora (MA; BLAABJERG, 2011). Chamados de conversores multiníveis, estes equipamentos produzem uma maior quantidade de níveis em suas formas de onda de tensão de saída. Estes conversores podem ser configurados a partir da conexão de conversores

tradicionais em série, paralelo ou cascadeados, ou incrementando a quantidade de chaves em um mesmo braço e deixando novos pontos de acesso do barramento, como no caso de um *Neutral Point Clamped* (NPC) de cinco níveis. Deste modo, aumentam-se as possibilidades de valores resultantes de tensão entre os terminais de saída dos conversores (RODRIGUEZ et al., 2009).

Além da expansão da capacidade de geração, um maior número de níveis significa a produção de formas de onda menos quadradas e mais próximas de uma senoide, curva desejada para as aplicações em c.a. Logo, reduz-se o filtro de saída dos conversores, pois a presença de componentes harmônicas é reduzida. Outra vantagem é o aprimoramento da qualidade de energia e redução de perdas, incrementando a eficiência. A frequência de chaveamento pode ser diminuída, outro fator que opera próximo de seus valores máximos (RODRIGUEZ et al., 2009).

Os conversores tradicionais de seis chaves, duas por braço, apresentam saídas com dois níveis. Os multiníveis têm pelo menos três degraus no sinal resultante. Dependendo da topologia utilizada, há módulos que podem ser inseridos conforme se deseja, aumentando ainda mais a quantidade de níveis. A Figura 2.7 mostra alguns exemplos genéricos desses casos. Obviamente, aumentando-se o número de módulos, amplia-se a complexidade do controle, o custo, tamanho e, possivelmente, reduz-se a eficiência. Das estruturas multiníveis existentes, destacam-se a NPC, capacitor flutuante e multicelula (RODRIGUEZ et al., 2009).

A configuração NPC é formada por dois conversores de dois níveis conectados em série, onde o terminal negativo do capacitor do conversor de cima é interligado com o terminal positivo do barramento c.c. de baixo e igualmente para os braços. Na Figura 2.8 vê-se um esquema desse tipo de conversor multinível. De onde seriam retiradas as saídas de um conversor tradicional, une-se os dois braços em série por meio de diodos, e o ponto central destes é ligado ao meio do barramento c.c. gerando assim o neutro. Desse jeito, cada elemento semiconductor precisa suportar apenas metade do nível de tensão dos capacitores, mas a capacidade do dispositivo foi dobrada neste caso de três níveis (RODRIGUEZ et al., 2009). Além disso, o neutro é uma nova condição de saída, tensão nula, compondo assim o terceiro degrau do conversor.

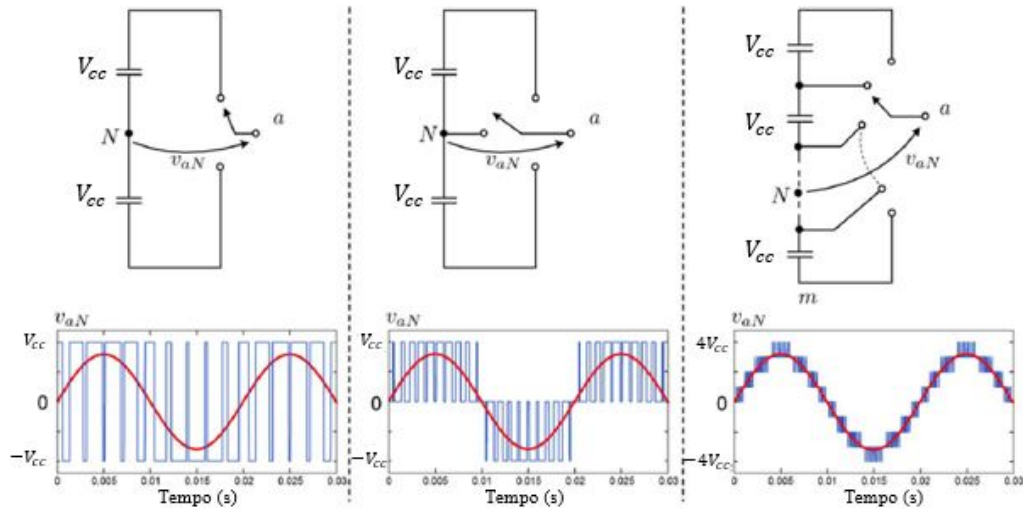


Figura 2.7: Formas de onda de tensão de saída dos conversores: (a) dois níveis; (b) três níveis; (c) nove níveis.

Fonte: adaptado de [Rodriguez et al. \(2009\)](#).

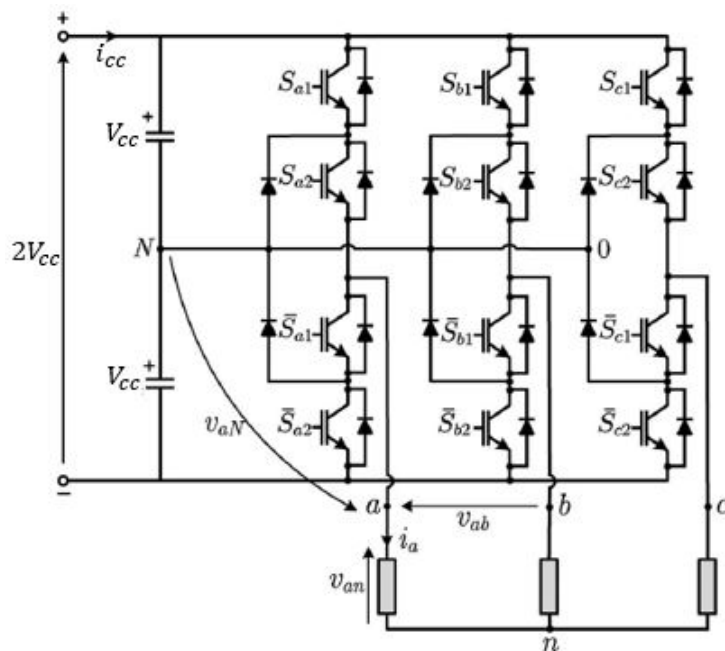


Figura 2.8: Estrutura de um conversor NPC de três níveis.

Fonte: adaptado de [Rodriguez et al. \(2009\)](#).

Pode-se ainda aumentar a potência do NPC adicionando mais chaves e diodos ao sistema básico mostrado. Com isso, ganha-se mais níveis na forma de onda de saída com o custo de uma acréscimo considerável de diodos, para que as chaves possam suportar o aumento do nível de tensão do barramento c.c (RODRIGUEZ et al., 2009).

O conversor com capacitor flutuante traz uma ideia bem similar àquela vista no NPC. As diferenças cruciais são que em vez de diodos, os braços são conectados por meio de capacitores e não há mais o ponto de neutro, conforme Figura 2.9. Sem esse ponto de acesso ao meio do barramento c.c., para entregar tensão zero, deve-se fazer a carga se conectar à barra positiva ou negativa do barramento c.c. colocando o capacitor flutuante da respectiva fase em série, com polaridade oposta ao do barramento (RODRIGUEZ et al., 2009). Uma outra diferença fundamental com a estrutura NPC, é que a com capacitor flutuante é modular, o que facilita a integração de novos módulos para aumentar a potência do dispositivo. Basta apenas colocar mais um conjunto de chaves com um capacitor para cada nível a mais desejado, enquanto no NPC a quantidade de diodos ia depender de quantos níveis o conversor seria.

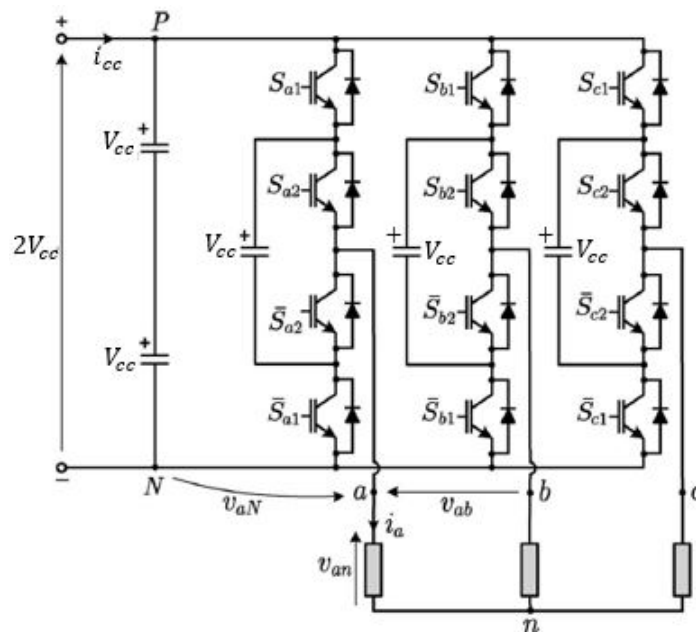


Figura 2.9: Estrutura de um conversor com capacitor flutuante de três níveis.

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

Para a tecnologia de multicélula, conhecida pela sigla MMC - *Multilevel Modular Converter*, considera-se a célula básica uma ponte-H, e então, liga-se duas ou mais dessas em cascata. A operação de uma simples ponte-H é dada por meio de dois possíveis estados, considerando os dois braços da ponte: fechando apenas a chave superior ou vice-versa. O estado em que ambas as chaves do braço são ligadas fecharia um curto-circuito franco no barramento c.c., e caso as duas chaves estejam abertas, não há fluxo de corrente. A saída do conversor é a tensão vista entre os dois braços da ponte-H (RODRIGUEZ et al., 2009).

Ao cascatear algumas destas células, a saída resultante do conversor é a interação da saída individual, como evidenciado na [Figura 2.10](#). Nesse caso, com quatro módulos inseridos, a saída de uma única fase desse conversor possui nove níveis. Assim, pode-se dizer que a quantidade de níveis de um conversor multicélula de ponte-H é determinada por  $2k+1$ , onde  $k$  é o número de pontes. Cada ponte gera  $\pm V_{cc}$  e tensão nula e as chaves devem suportar apenas este valor de tensão (RODRIGUEZ et al., 2009).

Uma vantagem desta estrutura é que uma única ponte-H apresenta redundância em estados de chaveamento. Quando adiciona-se mais células, mais redundâncias aparecem. Com isso, além da modularidade inerente deste esquema, redundâncias são atrativos para tolerância a faltas, o que o torna um conversor mais robusto. A principal contrapartida é a necessidade de um barramento c.c. isolado para cada módulo. Ressalta-se que não é essencial que os capacitores tenham o mesmo nível de tensão. Inclusive, a assimetria entre eles pode reduzir o número de estágios para uma mesma quantidade de níveis (RODRIGUEZ et al., 2009).

O uso de conversores multiníveis vem sendo empregado comercialmente. Uma outra maneira de se atingir um sistema multinível é utilizando um sistema com bobinas abertas, objeto de estudo desse trabalho e que será apresentado na próxima seção.

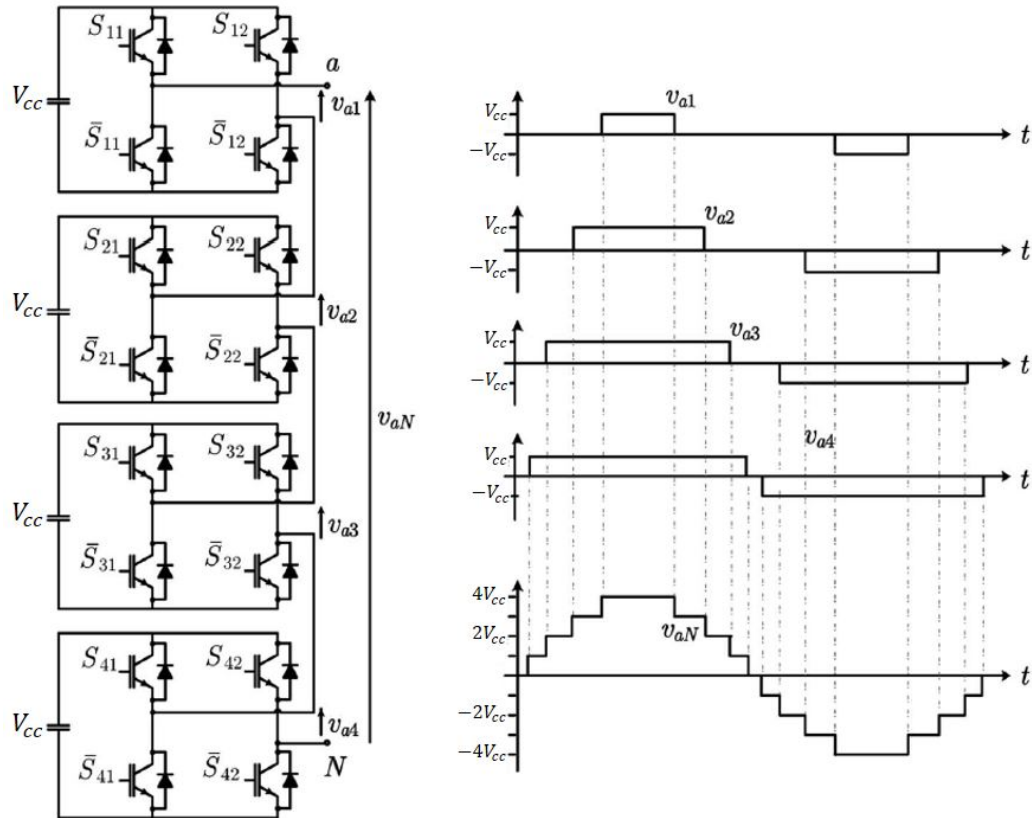


Figura 2.10: Estrutura de um conversor multicélula com quatro pontes-H e um exemplo de forma de onda de saída.

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

## 2.3 Sistema com Bobinas Abertas

Outra solução que vem sendo estudada para o acionamento de máquinas de elevada potência é a conexão com bobinas abertas. Com diversas aplicações, é uma topologia explorada desde a década de 90 em acionamentos industriais de alta potência (STEMMLER; GUGGENBACH, 1993). Kwak e Sul (2008) discutem sobre a utilização de sistemas com bobinas abertas no campo de micro-redes em geração distribuída. Em acionamentos de veículos elétricos híbridos, Welchko (2005) apresenta seu trabalho, atingindo o campo de gerenciamento e armazenamento de energia.

Na área de interesse deste trabalho, que envolve a geração por meio da energia eólica, Wang, Lipo e Pan (2010), Grabic, Celanovic e Katic (2008), Zhu e Hu (2012) e Sivakumar et al. (2009) são alguns dos trabalhos que estudam este tipo de acionamento. A máquina tem todos os seus terminais de estator conectados em dois conversores. Ao invés de utilizar um fechamento usual em estrela ou triângulo, estes terminais de uma máquina trifásica são conectados em um outro conversor. A Figura 2.11 mostra um desenho representativo da topologia em questão. Apesar de estar apresentado dois barramentos c.c., existem aplicações com os dois independentes ou com apenas um estágio c.c. (WANG; LIPO; PAN, 2010).

Ao utilizar dois inversores de dois níveis, como cada um pode entregar na saída  $\pm V_{cc}/2$  e zero, a bobina da máquina recebe três possíveis níveis de tensão. Assim, a partir de conversores tradicionais com dois barramentos c.c. isolados, com esta configuração, atinge-se o comportamento de um conversor de três níveis, mas sem a necessidade de capacitores flutuantes ou diodos, como no caso do NPC (SIVAKUMAR et al., 2009).

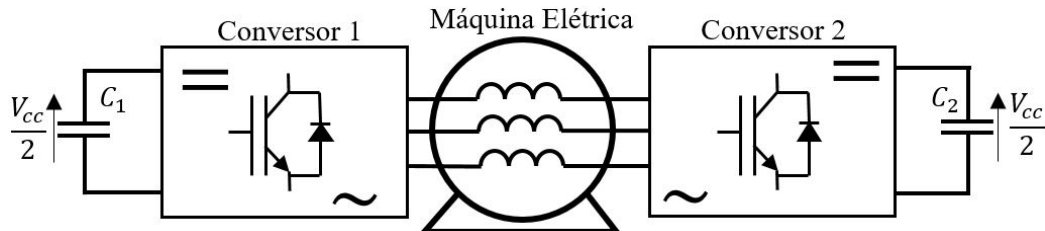


Figura 2.11: Estrutura genérica de um sistema com a máquina com bobinas abertas.

Fonte: adaptado de Zhu e Hu (2012).

Como o chaveamento é feito de forma independente entre os conversores, obtém-se muitos estados redundantes. A subtração dos estados das chaves do conversor 1 pelos estados do conversor 2 geram a combinação de estados de chaveamento para o esquema em bobina aberta, conforme a Figura 2.12. Os números 0 e 1 dos estados, de 1 a 8, representam se a chave de cima do braço está aberta ou fechada, respectivamente. Na imagem dos vetores resultantes, os números dentro dos losangos são a quantidade de estados possíveis e ao lado está um exemplo da combinação do estado do conversor 1 com o 2, respectivamente. São os mesmos dezenove estados possíveis presenciados num

conversor de três níveis, só que com mais estados repetidos (SIVAKUMAR et al., 2009). São 64 estados para as bobinas abertas contra 27 de um NPC de três níveis, por exemplo. Esses estados redundantes podem ser explorados para uma melhor divisão de perdas entre as chaves, conforme mostrado por Matos et al. (2015), ou para possivelmente aumentar a robustez do sistema, ao utilizar uma combinação de chaves diferentes para um mesmo estado, caso algum dos IGBTs esteja fora de operação.

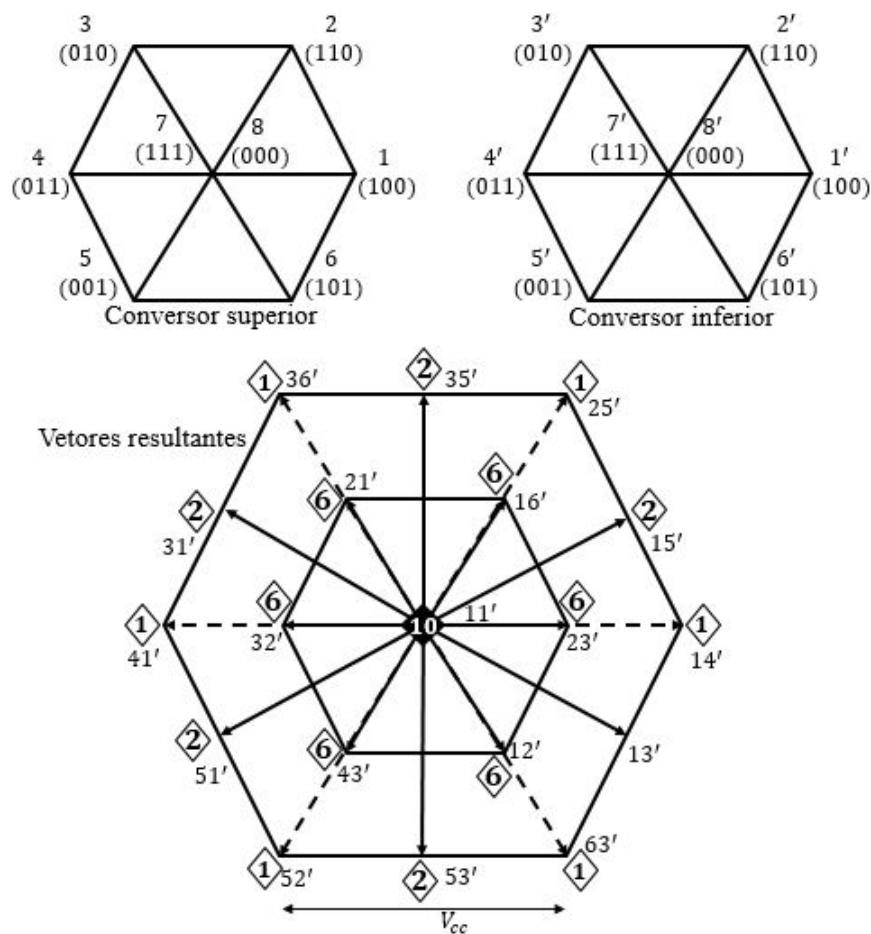


Figura 2.12: Estados de chaveamento de cada conversor e a combinação resultante da interação dos dois conversores.

Fonte: adaptado de Sivakumar et al. (2009).

Algumas das vantagens obtidas com esta configuração são:

- Maior quantidade de estados de chaveamento redundantes;

- Divisão igualitária da potência entre os dois extremos das bobinas;
- Conversores com metade da potência da máquina;
- Flexibilidade para se trabalhar com mais fases;
- As perdas na máquina são similares ao fechamento tradicional;
- Mesma quantidade de níveis de um conversor de três níveis, a partir de conversores tradicionais de dois níveis;
- Redução da frequência de chaveamento, já que se tem uma saída com mais níveis;
- Possibilidade do uso de técnicas de modulação para conversores em paralelo;
- A aplicação de conversores multiníveis em sistemas com bobinas abertas permite alcançar mais níveis ainda, o que aumenta a tensão e, consequentemente, a potência da máquina acionada.

Ao utilizar apenas um barramento c.c. tem-se o problema de circulação de corrente de modo comum, ou também conhecida como corrente de sequência zero. Isso apresenta alguns problemas para a máquina, pois gera torques pulsantes. Então, apesar de apresentar maior custo e tamanho, a solução com dois barramentos independentes é preferível. Outro modo de mitigar essas correntes indesejadas é a inserção de um indutor, em série com cada bobina da máquina, com características que suprimem essas correntes de sequência zero e baixa impedância para as componentes girantes (ZHU; HU, 2012).

Com os atrativos apresentados, pesquisas sobre a utilização de máquinas assíncronas com bobinas abertas foram exploradas na literatura. Holtz e Oikonomou (2010) propõem o acionamento do motor com esta configuração, conversores NPC e apenas um barramento compartilhado. Como mencionado, foi necessária uma solução para controlar as correntes de sequência zero, sendo a do indutor de modo comum a aplicada. O esquema desta configuração é mostrada na Figura 2.13. Com dois conversores NPC de três níveis e média tensão, o controle da máquina foi feito, sendo que a energia era extraída da rede por meio de pontes retificadoras a diodos.

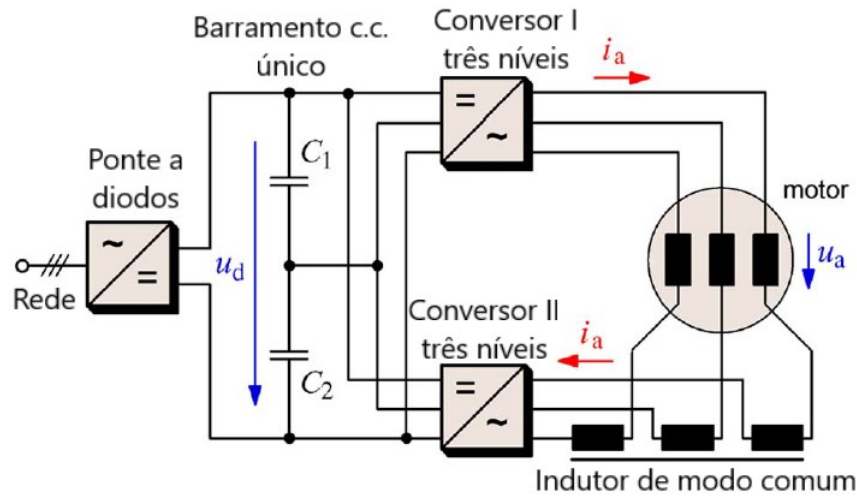


Figura 2.13: Acionamento com MIRB com bobinas abertas e conversores de três níveis.

Fonte: adaptado de [Holtz e Oikonomou \(2010\)](#).

Ainda com o mesmo tipo de máquina, [Baiju et al. \(2004\)](#) compara o acionamento do motor com dois conversores tradicionais com dois barramentos c.c., similar ao destacado na [Figura 2.11](#), e com apenas um, conforme mostrado na [Figura 2.14](#). Neste caso, para mitigar as correntes de modo comum foi aplicada uma técnica especial de modulação do tipo *Pulse Width Modulation* (PWM) que não gera nenhuma tensão de modo comum. As principais vantagens apresentadas foram de conseguir evitar as correntes de sequência zero, mesmo com só um estágio c.c., e da não necessidade de diodos e capacitores flutuantes para se alcançar três níveis na forma de onda da tensão. Com máquina de indução, também há outros trabalhos, como o de [Sivakumar et al. \(2009\)](#) em que se sugere o acionamento através de dois conversores tradicionais, com só um barramento c.c. de metade da tensão equivalente ao de um NPC de três níveis, mas realiza-se uma mudança na conexão das bobinas da máquina. Com uma máquina de dois enrolamentos por fase, em vez de deixarem elas em série, reconectou-as com dois fechamentos em estrela, que cancelam a presença das correntes de modo comum.

Considerando as máquinas síncronas a ímãs permanentes, o campo da geração eólica é bem explorado. Como já citado, [Wang, Lipo e Pan \(2010\)](#) estuda a conexão com bobinas abertas do gerador em dois conversores parcialmente controlados que compartilham o barramento c.c com um único

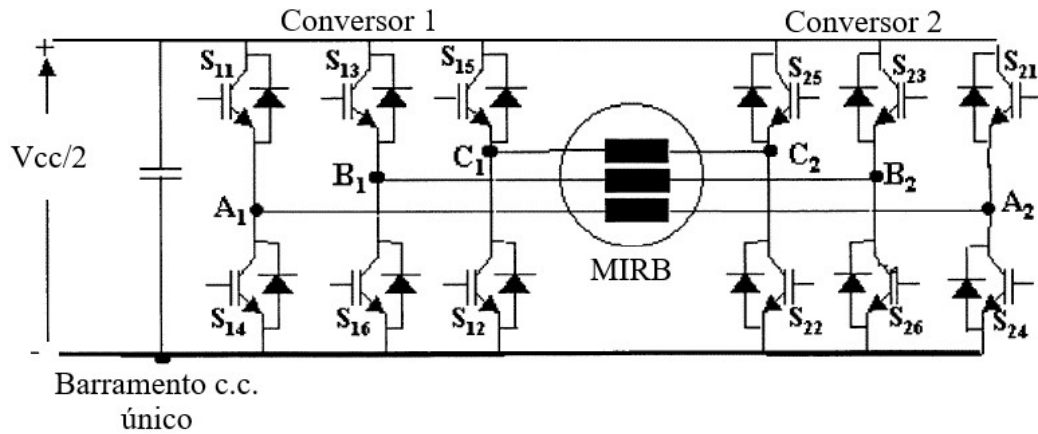


Figura 2.14: Acionamento com MIRB com bobinas abertas e barramento c.c. compartilhado.

Fonte: adaptado de [Baiju et al. \(2004\)](#).

conversor conectado à rede. Os braços dos conversores são formados por um diodo e um IGBT, cada. Essa topologia visa a redução da quantidade de chaveamento e é vista na [Figura 2.15](#).

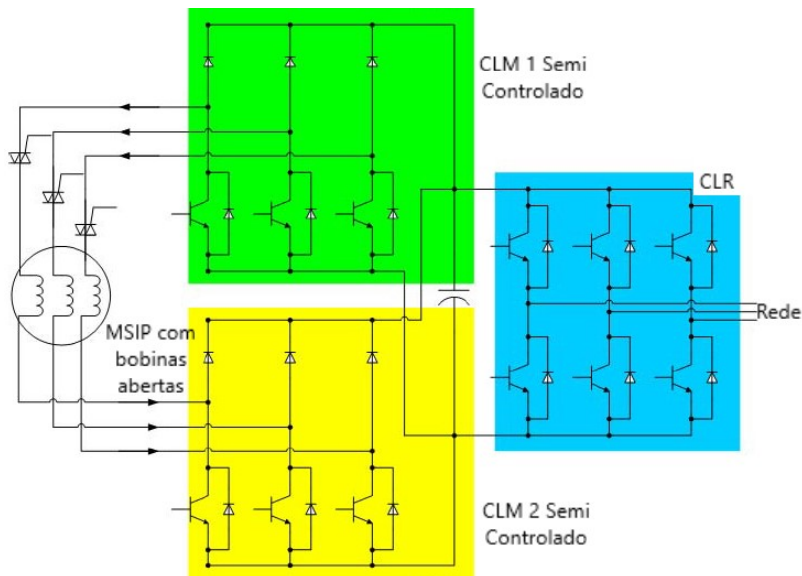


Figura 2.15: Acionamento com MSIP com bobinas abertas, CLRs parcialmente controlados e barramento c.c. compartilhado.

Fonte: adaptado de [Wang, Lipo e Pan \(2010\)](#).

Já [Grabic, Celanovic e Katic \(2008\)](#) apresentam um acionamento a velocidade constante de aerogerador com apenas um conversor controlado em corrente conectado a uma das extremidades das bobinas do gerador, ao passo que os outros terminais estão acoplados a um transformador diretamente ligado à rede. A estrutura desta topologia é apresentada na [Figura 2.16](#). O objetivo foi manter a estabilidade e amortecimento do sistema, sem se preocupar com o controle da potência gerada. No trabalho do [Pan e Lipo \(2012\)](#), um esquema com a MSIP é feito, tal que um lado das bobinas é conectado a um conversor auxiliar de potência reduzida controlado em corrente e estágio c.c. com capacitor flutuante, e outros terminais ligados ao conversor com ponte retificadora a diodos, mostrado na [Figura 2.17](#). Este último conversor possui o barramento c.c. controlado pelo inversor a IGBTs conectado à rede. Há caixa de transmissão entre a turbina e a máquina para aumentar a velocidade do gerador e, conseqüentemente, a densidade de potência. O conversor auxiliar opera como um compensador série, controlando a fase da tensão de modo que se estiver adiantada ou atrasada de  $90^\circ$  da corrente do gerador, o conversor se comporta como um indutor ou capacitor trifásicos, respectivamente.

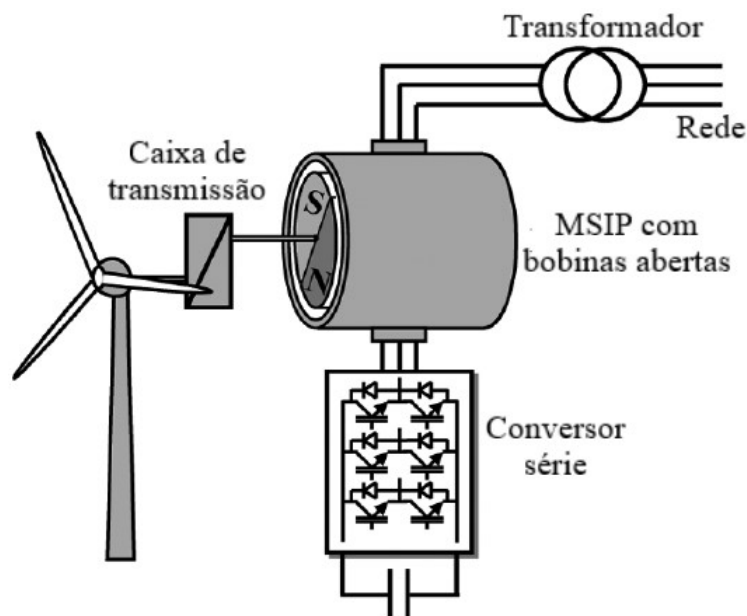


Figura 2.16: Acionamentos com MSIP com bobinas abertas e CLM controlado em corrente.

Fonte: adaptado de [Grabic, Celanovic e Katic \(2008\)](#).

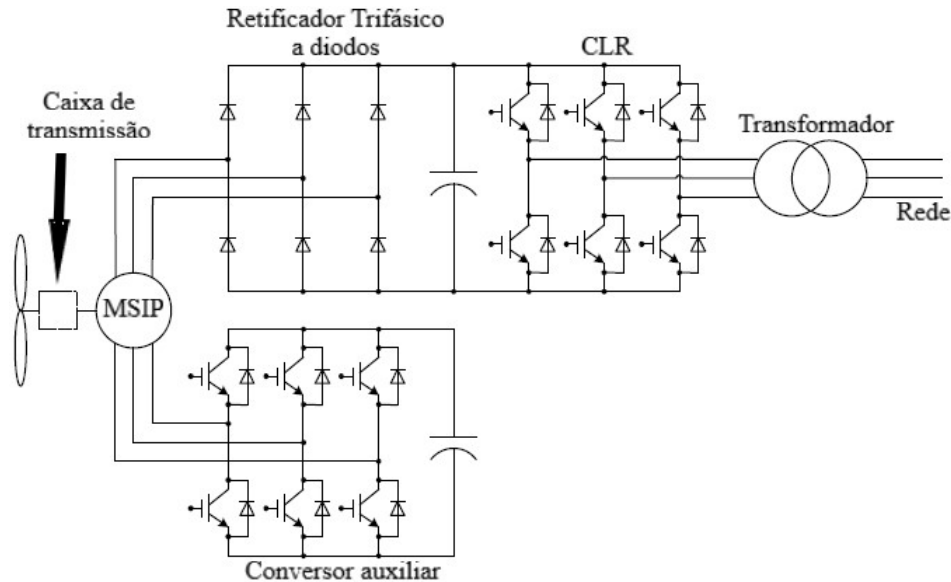


Figura 2.17: Acionamentos com MSIP com bobinas abertas e CLM auxiliar e um único CLR.

Fonte: adaptado de [Pan e Lipo \(2012\)](#).

[Chivite-Zabalza et al. \(2013\)](#) avalia dois sistemas de 6MW de potência, em usinas *offshore*, sendo um com o MSIP e o outro com a máquina síncrona com excitação elétrica. Nos dois casos os geradores estão com bobinas abertas conectadas a dois conversores controlados, com a diferença de que com a MSIP os conversores lado rede estão em paralelo, e no outro caso, os enrolamentos do transformador de conexão com a rede também estão com bobinas abertas. Todos os conversores são NPC de três níveis a IGBTs de alta tensão. No geral, o sistema com bobinas abertas nos dois lados dos conversores apresentam maiores níveis de tensão, maior quantidade de níveis na saída e menor filtros de potência no lado rede, o que o torna relativamente mais eficiente e barato. A configuração em paralelo do lado da rede traz como principal benefício o fato da redundância, pois no caso de alguma falta, o sistema não é totalmente retirado de operação, podendo gerar uma boa parcela do total. No caso de instalações *offshore*, isto é muito relevante, porque a manutenção é mais difícil e onerosa, além de serem geradores de grande potência, que se pararem totalmente seu funcionamento podem afetar o sistema elétrico de maneira drástica.

## 2.4 Considerações Finais

Os sistemas de geração eólica dependem fortemente da eletrônica de potência para a conexão com a rede. Com os sistemas alcançando elevados níveis de potência, as chaves estáticas e outros componentes dos conversores operam muito próximos de seus limites de tensão e corrente, necessitando de alternativas para acompanhar essa evolução.

Uma solução em foco nos estudos são os conversores multiníveis, que de distintas formas, aumentam os níveis de tensão total do dispositivo, aumentando a capacidade de operação, mantendo os mesmos elementos semicondutores. Cada topologia possui suas vantagens e desvantagens, sendo necessária a avaliação da aplicação para escolher o que é mais viável, levando em conta ainda qual o tipo da máquina utilizada.

O sistema com bobinas abertas trabalha como se houvesse um conversor multinível, a partir de conversores tradicionais de dois níveis. Algumas das vantagens são: maior quantidade níveis; melhoria na qualidade de energia elétrica; redundâncias de estados de chaveamento; controles independentes; redução da potência e nível de tensão de cada conversor. Ainda destaca-se ser um sistema que trabalha com altos patamares de potência e tensão, operação com metade da potência quando da falha de operação em um dos dois conversores dando maior aproveitamento, entre outras citadas são válidas para esta configuração.

O preço pago é a maior quantidade de sensores para o monitoramento e controle, além da necessidade de processadores mais potentes e/ou mais elementos para realizar o processamento. Outro ponto negativo é o nível de tensão da rede que deve ser mais baixo para que cada conversor individualmente possa realizar o controle. Em relação aos sistemas que se acoplam em média tensão, se torna inviável para um único conversor de dois níveis, a não ser da presença de um transformador elevador.

Para fazer o estudo de sistemas é comum a utilização de modelos matemáticos dinâmicos dos componentes. Essa modelagem propicia uma avaliação do comportamento de diversas variáveis de interesse, para um melhor entendimento e se ter uma prévia do funcionamento do sistema. Além disso, algumas técnicas de compensação de controladores fazem uso do modelo.

Desta maneira, no próximo capítulo são abordadas as modelagens dos componentes do SCEE com bobinas abertas, utilizando um gerador síncrono a ímãs permanentes.

# Modelagem do Sistema de Conversão com MSIP com Bobinas Abertas

---

Os sistemas elétricos têm seus comportamentos comumente modelados matematicamente. A partir desses modelos, é possível estudar o funcionamento de elementos como máquinas elétricas, conversores, filtros e afins, de modo computacional. Não apenas para esta finalidade, mas descrever os sistemas também ajuda no cálculo dos ganhos dos controladores das plantas. Alguns cálculos e métodos aplicados para se obter os ganhos dos controladores dependem diretamente da modelagem do sistema. Por mais que estas representações analíticas não traduzam completamente o que ocorre na realidade, existem boas aproximações, que ficam muito próximas de algo bem representativo.

Neste capítulo é realizada a modelagem do SCEE com bobinas abertas e MSIP, apresentado na [Figura 3.1](#), que será explanado a seguir. Com estas equações e funções de transferência, fez-se algumas análises no domínio da frequência, assim como, o ajuste dos controladores com alguns métodos propostos na literatura.

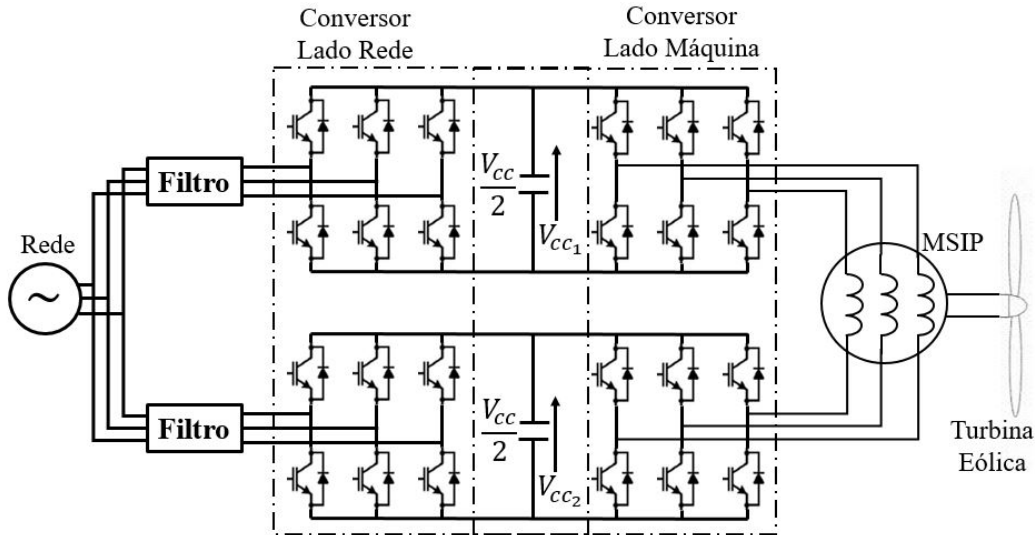


Figura 3.1: Estrutura do sistema modelado neste trabalho.

Fonte: elaborado pelo autor.

## 3.1 Modelagem e Controle do Sistema Lado Máquina

O sistema que compõe o lado da máquina é composto pela turbina eólica, pelo gerador síncrono a ímãs permanentes (MSIP), dois conversores em paralelo c.a. para c.c., que interligam os terminais de estator da máquina aos barramentos c.c, e o respectivo controle que comanda as chaves estáticas destes conversores.

### 3.1.1 Turbina Eólica

Um dos componentes de um sistema de geração eólico que é capaz de ser modelado é a turbina eólica. Esta tem seu funcionamento descrito pelas equações 3.1 e 3.2, que dependem das seguintes entradas: ângulo da pá ( $\beta$ ), velocidade de vento ( $v_v$ ) e velocidade do eixo da turbina ( $\omega_{turbina}$ ) (CHEN et al., 2012). Ainda nas equações, as variáveis  $\rho$  e  $D$  representam a densidade do ar e o diâmetro das pás da turbina, respectivamente. Na Equação 3.1

se descreve a obtenção do coeficiente de potência ( $C_p$ ) desta turbina, que também é função da relação de velocidades de ponta da pá e de vento, dada por  $\lambda$ . Na [Equação 3.3](#), o conjugado é obtido de acordo a potência extraída do vento.

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,22\left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5\right)e^{-\frac{12,5}{\lambda_i}} \quad (3.1)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (3.2)$$

$$T_{turbina} = \frac{1}{16}C_p\rho\pi\frac{D^3v_v^2}{\lambda} \quad (3.3)$$

Assim, com esta modelagem, pode-se fazer o estudo da operação desta turbina, considerando as variáveis como raio da turbina, densidade do ar para uma dada altura e temperatura, e estimar as curvas de potência por velocidade de vento. Isso permite achar valores ótimos de velocidade de rotação da turbina para obter a máxima extração de potência, em que usualmente se utiliza algoritmos MPPT (do inglês "*Maximum Power Point Tracker*") para alcançar estas condições. Um exemplo dessas curvas, com seus pontos ótimos, está apresentado na [Figura 3.2](#), dados da turbina utilizada na simulação do [Capítulo 4](#).

### 3.1.2 Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes

A MSIP é um equipamento antigo e bastante consolidado em seu estudo. Muito utilizada em situações de geração, devido ao fato de alcançarem elevados níveis de densidade de potência e controle mais fácil que de uma máquina de indução trifásica. Primeiramente, a relação entre a frequência das grandezas elétricas (tensões e correntes) nos terminais da armadura é diretamente relacionada com a rotação do eixo da máquina, ajustada pela quantidade de polos formados pelo ímãs. Um segundo ponto, é que como não há circuito elétrico no rotor, formado pelos ímãs permanentes, isto é menos uma parte para modelar, já que é representado por um valor de fluxo de campo magnético constante. Soma-se, outros fatores que constituem o desempenho, como

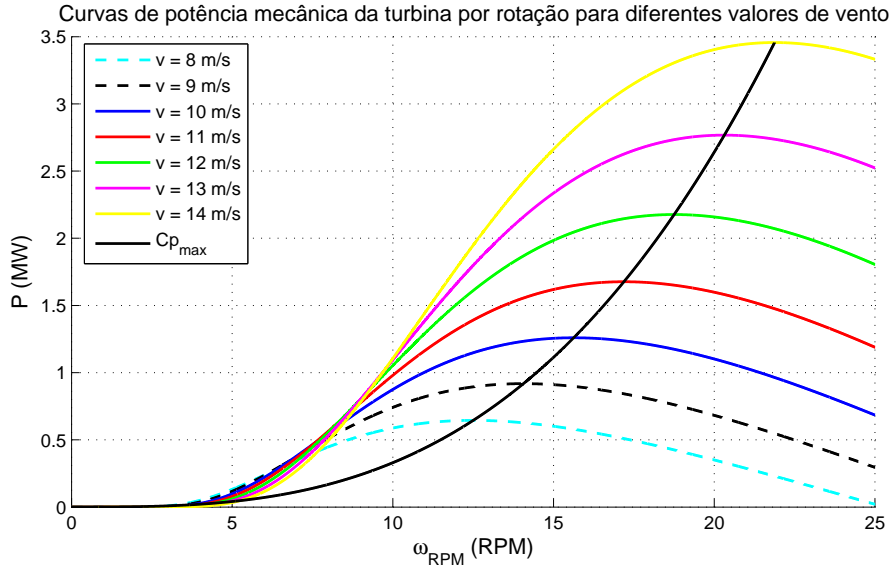


Figura 3.2: Curvas de potência por velocidade de rotação de uma certa turbina eólica de 2MW e seus pontos de máxima extração de potência para diferentes velocidades ventos.

Fonte: elaborado pelo autor.

aumento do rendimento sem as perdas rotóricas, são vantagens deste tipo de gerador.

Tanto para modelar, quanto para controlar, é usual a utilização de uma mudança de referencial em acionamentos elétricos controlados. Habitualmente, passa-se do referencial trifásico, no sistema real, para o referencial síncrono girante. Esta transformação permite algumas vantagens, diga-se: a utilização de controladores tradicionais simples, como proporcional-integral (PI); desacoplamento de efeito de elementos, como indutâncias mútuas; entre outras. Para realizar esta modificação, as transformadas de Clark e Park são utilizadas (KRAUSE O. WASYNCZUK, 2002).

Para esse tipo de máquina, geralmente, é utilizada a orientação pelo fluxo de rotor, em outras palavras, fixa-se o fluxo constante do rotor no eixo direto e o ângulo de orientação da transformada de Park segue esta referência. A partir desta orientação, é possível controlar a máquina de modo que qualquer alteração na corrente de eixo direto, altere-se apenas o fluxo de rotor, enquanto a corrente de eixo em quadratura fica responsável pela

obtenção de torque (NOVOTNY; LIPO, 1996). Logo, como a máquina é composta basicamente por bobinas em suas fases, e a interação de indutores depende do cosseno, os eixos direto e em quadratura possuem uma diferença angular de  $90^\circ$ , o que remete ao que foi dito como desacoplamento, pois valem zero os termos de interação.

Assim, a partir das equações no referencial trifásico, e ao aplicar as devidas transformadas, orientadas como explicado no parágrafo anterior, obtêm-se as equações dinâmicas no referencial girante, que representam o funcionamento de uma MSIP. Esta modelagem serve tanto para uma operação como gerador, tal como para motor. As equações estão descritas em 3.4 a 3.9, de acordo com Krause O. Wasynczuk (2002). Essa modelagem considera que valores positivos de corrente e tensão representam um funcionamento da máquina como motor e quando as correntes são negativas, operação como gerador. Ainda, as equações de sequência zero não foram utilizadas na modelagem, pois o sistema opera com barramentos isolados e, portanto, não há circulação deste tipo de componente.

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_d i_{sd} + \phi_{campo} \quad (3.4)$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_q i_{sq} \quad (3.5)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} - T_{carga} \quad (3.6)$$

$$T_{em} = \frac{3p}{2} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (3.7)$$

$$\psi_{sd} = L_d i_{sd} + \phi_{campo} \quad (3.8)$$

$$\psi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (3.9)$$

Os subscritos  $d$  e  $q$  se referem ao eixo direto e em quadratura, respectivamente,  $s$  indica grandezas de estator,  $em$  para eletromagnético e  $r$  para

grandezas de rotor. Os elementos são:  $v$  para tensão,  $i$  para corrente,  $R$  para resistência,  $L$  para indutância,  $p$  para número de polos,  $T$  para conjugado,  $\psi$  para enlace de fluxo,  $\phi$  para fluxo e  $\omega$  para frequência. Nota-se na [Equação 3.7](#), que como aloca-se todo o fluxo no eixo direto, a parcela  $\psi_{sq}$  é zerada, de modo que o torque eletromagnético fica dependente apenas de  $i_{sq}$ , em concordância com o parágrafo acima.

### 3.1.3 Conversor Lado Máquina

Os dois conversores conectados aos terminais da máquina trifásica são responsáveis por fazer o controle do gerador. Cada um é formado por um conversor de três braços compostos por chaves estáticas de potência, do tipo IGBT. Como esses conversores operam simultaneamente, é possível realizar apenas um controle com uma modulação adequada. Foi aplicado nestes conversores a modulação LSPWM (do inglês "*Level Shifted Pulse Width Modulation*") que será discutida na subseção a seguir.

Os pulsos que comandam o chaveamento são obtidos por meio do controle do gerador. Esta parte do sistema é responsável por manter a extração de potência do gerador em direção ao barramento c.c., assim, injetando corrente no estágio c.c. O controle básico é realizado por meio de malhas de corrente de eixo direto e em quadratura. Em conformidade com o que foi apresentado na modelagem da MSIP, a malha de eixo direto é responsável por alterar o fluxo resultante no entreferro do gerador, por outro lado, a corrente de eixo em quadratura fica encarregada em produzir conjugado. Como serão considerados casos em que se tem equilíbrio entre fases, as correntes no referencial síncrono serão grandezas c.c. Portanto, controladores PI são indicados para realizar o controle.

Externa à malha de corrente de eixo em quadratura, responsável pelo conjugado, pode-se ter um algoritmo MPPT que gera a referência de torque para o gerador a partir da medição de velocidade no eixo da máquina. Essa velocidade de entrada para o algoritmo pode ser medida diretamente, como por exemplo por um *encoder*, ou estimada por um algoritmo *sensorless*. Como o torque e a velocidade possuem uma relação quadrática, é possível assim buscar o ponto de máximo aproveitamento de potência, de acordo [Wu Y. Lang e Kouro \(2011\)](#). Então, com a referência de torque imposta, a menos

da constante que envolve número de polos e fluxo dos ímãs, produz-se a referência de corrente de eixo em quadratura ( $I_{m_q}$ ). Para a malha de corrente de eixo direto, como não foi estudado neste trabalho a máquina operando com fluxo diverso do produzido pelos ímãs, a referência foi imposta em zero. Este esquema de controle está apresentado na [Figura 3.3](#).

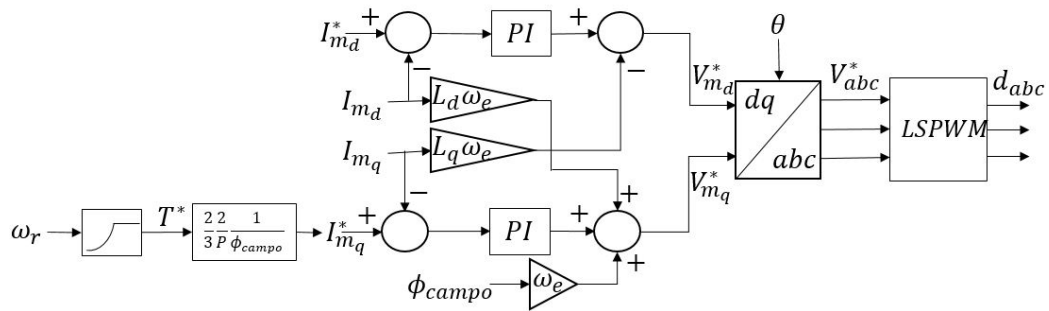


Figura 3.3: Estrutura de controle dos conversores do lado máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para a compensação dos controladores, optou-se por aplicar o método ótimo por módulo, pois esta apresenta uma resposta rápida e com baixo sobressinal para uma variação em degrau. De acordo [Suul et al. \(2008\)](#), o método implica em um *overshoot* de 4,3% e um tempo de subida de 4,7 vezes a constante de tempo rápida do sistema. Considera-se que o sistema possui uma planta com dois polos, sendo um destes de pequeno valor e uma de maior valor. O polo de menor valor é a constante de tempo rápida que caracteriza a dinâmica do conversor, enquanto o outro polo é a constante de tempo lenta que representa a dinâmica da máquina. Isto posto, é necessário o conhecimento dos parâmetros do gerador para que seja possível calcular estes ganhos, já que os ganhos são calculados pela [Equação 3.10](#) e [Equação 3.11](#). Nas equações,  $L$  representa a indutância das bobinas do gerador,  $R$  a resistência dos fios para conexão e que formam os enrolamentos da máquina, e  $\tau_a$  a constante de tempo rápida, que equivale a duas vezes o período de chaveamento. Este valor representa o tempo de resposta aproximado do conversor, para considerá-lo nos estudos das malhas e sintonias de controladores. A malha de corrente tem seu diagrama de blocos simplificado expresso na [Figura 3.4](#). O conversor pode ser considerado como um bloco unitário pois seu tempo de resposta está relacionado ao período de chaveamento, tempo este que usualmente é bem pequeno devido à elevada frequência de chaveamento

em que as chaves operam. O sistema de medição e processamento do sinal da corrente também possui um tempo baixo, em relação a um ciclo do sinal, que possibilita a omissão da dinâmica deste estágio para efeitos de cálculos dos ganhos do PI. A dinâmica da máquina engloba as partes principais, relacionadas às bobinas, facilitando a modelagem.

$$K_p = \frac{L}{2\tau_a} \quad (3.10)$$

$$K_i = \frac{R}{2\tau_a} \quad (3.11)$$

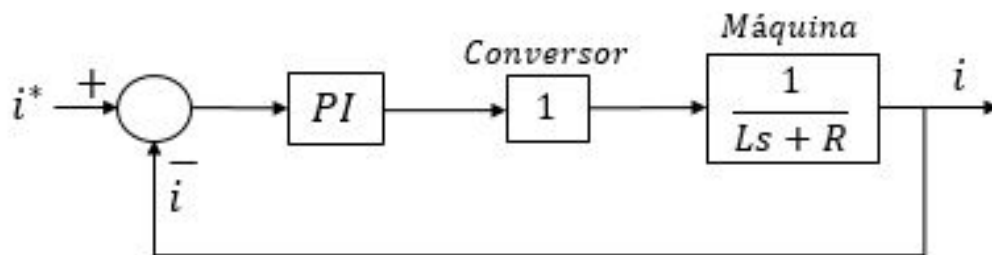


Figura 3.4: Diagrama de blocos para a malha de controle de corrente da máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 3.1.4 Modulação

A técnica de modulação LSPWM é conveniente para o sistema com bobinas abertas, pois a partir de um único estágio de controle, este é capaz de realizar o comando do chaveamento de ambos conversores de forma distinta. [George e Baiju \(2009\)](#) discute esta modulação para conversores de três níveis, sendo que no presente trabalho a técnica foi adaptada para o sistema a bobinas abertas com dois conversores tradicionais de dois níveis. No tempo em que um conversor está comparando a modulante com uma onda portadora indo de 0 a  $\frac{V_{cc}}{2}$ , o outro conversor está com o sinal da modulante e portadora invertidos, ou seja, estas formas de onda estão defasadas de  $180^\circ$ . Um exemplo de um momento deste chaveamento é presenciado na [Figura 3.5](#).

Uma das principais características desta modulação é o fato de cada conversor operar por meio ciclo, o que resulta em uma divisão igual das perdas nas chaves destes equipamentos (RAMOS et al., 2017). Com esta vantagem em relação às perdas, optou-se por implementar esta modulação devido a sua simplicidade.

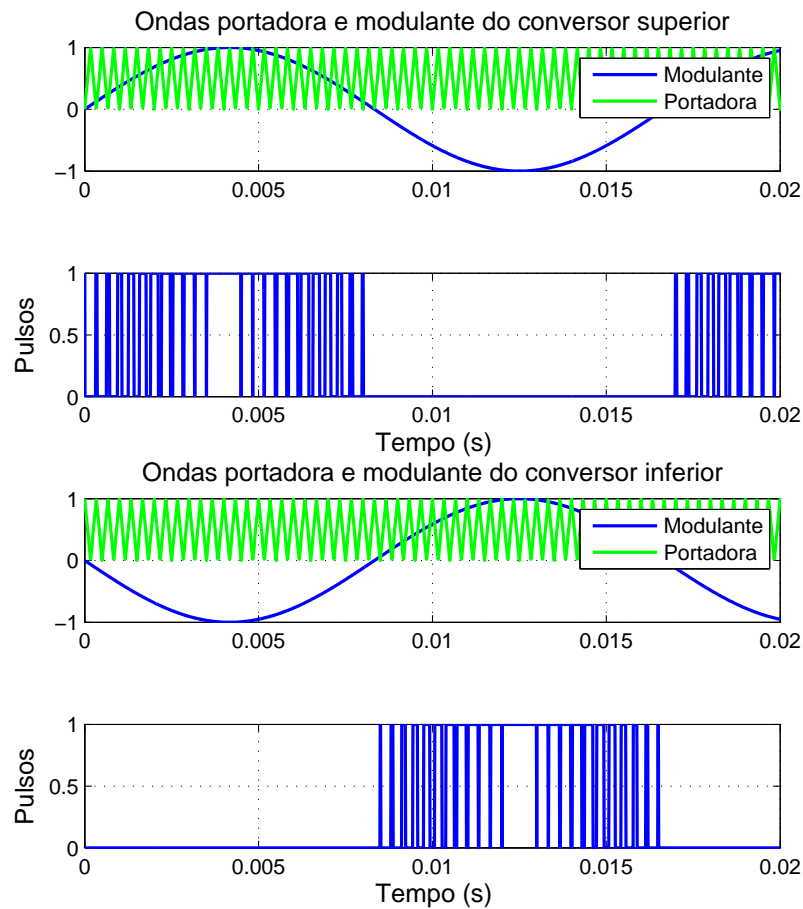


Figura 3.5: Exemplo de chaveamento realizado por meio da LSPWM.

Fonte: elaborado pelo autor.

No esquema com bobinas abertas, uma das principais vantagens é a grande quantidade de estados de chaveamento, já comentada, sendo que boa parte destes estados são redundantes. Os braços dos conversores operam de

modo complementar, e conseqüentemente, o controle deve gerar seis comandos. Sendo chaves que operam fechadas (1) ou abertas (0), o número exato de estados possíveis é de  $2^6$ . Os 64 estados são mostrados na [Tabela 3.1](#), com as respectivas tensões resultantes em cada uma das bobinas da máquina trifásica, que resultam nos estados da [Figura 3.6](#). Os vetores foram enumerados na tabela de acordo com a posição em que se encontra na figura. As chaves estão caracterizadas por S, da qual: o subscrito 1 representa o primeiro braço do conversor 1; o 2 representa o segundo braço do conversor 1, e assim, sucessivamente. Como visto, para determinados arranjos de tensões, há mais de uma opção de combinação de chaves que permite o conversor sintetizá-las. Por exemplo, para aplicar o conjunto de tensão  $\frac{-1}{3} V_{cc}$ ,  $\frac{-1}{3} V_{cc}$  e  $\frac{2}{3} V_{cc}$  nas bobinas A, B e C, respectivamente, pode-se utilizar dos estados 5, 14, 23, 25 ou 32.

Tabela 3.1: Estados de chaveamento no sistema com bobinas abertas, por meio de dois conversores de dois níveis.

Nº do Estado	S6	S5	S4	S3	S2	S1	Va	Vb	Vc	Vetor
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	2/3	-1/3	-1/3	2
3	0	0	0	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	3
4	0	0	0	0	1	1	1/3	1/3	-2/3	4
5	0	0	0	1	0	0	-1/3	-1/3	2/3	5
6	0	0	0	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	6
7	0	0	0	1	1	0	-2/3	1/3	1/3	7
8	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1
9	0	0	1	0	0	0	-2/3	1/3	1/3	7
10	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
11	0	0	1	0	1	0	-1	1	0	8
12	0	0	1	0	1	1	-1/3	2/3	-1/3	3
13	0	0	1	1	0	0	-1	0	1	9
14	0	0	1	1	0	1	-1/3	-1/3	2/3	5
15	0	0	1	1	1	0	-4/3	2/3	2/3	10
16	0	0	1	1	1	1	-2/3	1/3	1/3	7
17	0	1	0	0	0	0	1/3	-2/3	1/3	6
18	0	1	0	0	0	1	1	-1	0	11
19	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
20	0	1	0	0	1	1	2/3	-1/3	-1/3	2

N° do Estado	S6	S5	S4	S3	S2	S1	Va	Vb	Vc	Vetor
21	0	1	0	1	0	0	0	-1	1	12
22	0	1	0	1	0	1	2/3	-4/3	2/3	13
23	0	1	0	1	1	0	-1/3	-1/3	2/3	5
24	0	1	0	1	1	1	1/3	-2/3	1/3	6
25	0	1	1	0	0	0	-1/3	-1/3	2/3	5
26	0	1	1	0	0	1	1/3	-2/3	1/3	6
27	0	1	1	0	1	0	-2/3	1/3	1/3	7
28	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1
29	0	1	1	1	0	0	-2/3	-2/3	4/3	14
30	0	1	1	1	0	1	0	-1	1	12
31	0	1	1	1	1	0	-1	0	1	9
32	0	1	1	1	1	1	-1/3	-1/3	2/3	5
33	1	0	0	0	0	0	1/3	1/3	-2/3	4
34	1	0	0	0	0	1	1	0	-1	15
35	1	0	0	0	1	0	0	1	-1	16
36	1	0	0	0	1	1	2/3	2/3	-4/3	17
37	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1
38	1	0	0	1	0	1	2/3	-1/3	-1/3	2
39	1	0	0	1	1	0	-1/3	2/3	-1/3	3
40	1	0	0	1	1	1	1/3	1/3	-2/3	4
41	1	0	1	0	0	0	-1/3	2/3	-1/3	3
42	1	0	1	0	0	1	1/3	1/3	-2/3	4
43	1	0	1	0	1	0	-2/3	4/3	-2/3	18
44	1	0	1	0	1	1	0	1	-1	16
45	1	0	1	1	0	0	-2/3	1/3	1/3	7
46	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1
47	1	0	1	1	1	0	-1	1	0	8
48	1	0	1	1	1	1	-1/3	2/3	-1/3	3
49	1	1	0	0	0	0	2/3	-1/3	-1/3	2
50	1	1	0	0	0	1	4/3	-2/3	-2/3	19
51	1	1	0	0	1	0	1/3	1/3	-2/3	4
52	1	1	0	0	1	1	1	0	-1	15
53	1	1	0	1	0	0	1/3	-2/3	1/3	6
54	1	1	0	1	0	1	1	-1	0	11
55	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
56	1	1	0	1	1	1	2/3	-1/3	-1/3	2
57	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
58	1	1	1	0	0	1	2/3	-1/3	-1/3	2
59	1	1	1	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	3
60	1	1	1	0	1	1	1/3	1/3	-2/3	4
61	1	1	1	1	0	0	-1/3	-1/3	2/3	5
62	1	1	1	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	6
63	1	1	1	1	1	0	-2/3	1/3	1/3	7
64	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1

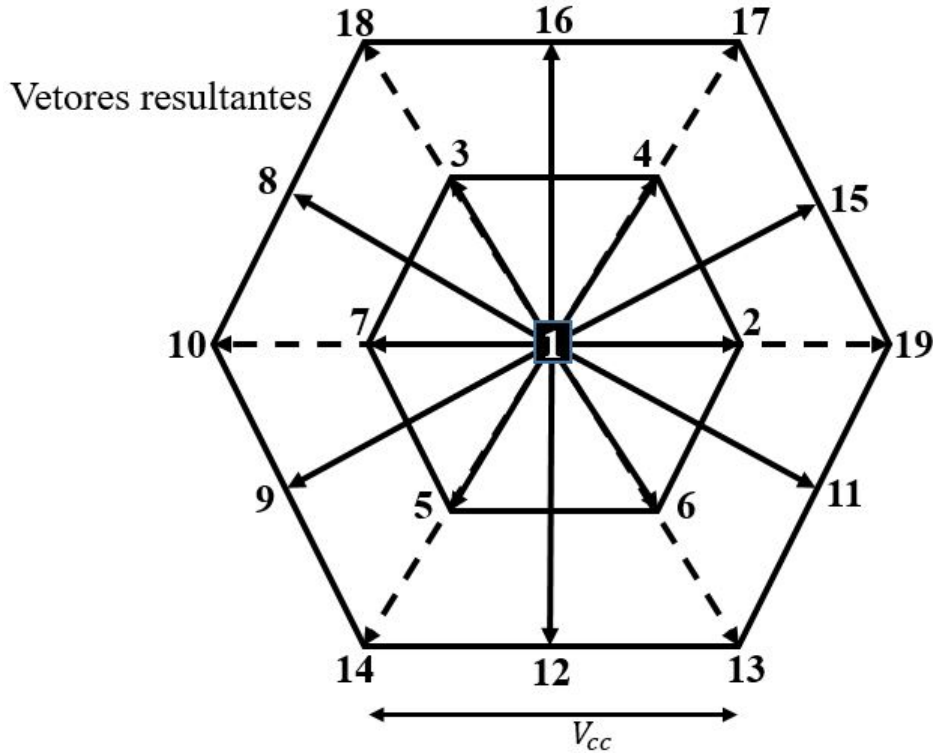


Figura 3.6: Tensão resultante devido aos estados de chaveamento representados em vetores espaciais.

Fonte: elaborado pelo autor.

Observa-se que os estados de chaveamento geram os seguintes possíveis valores de tensão sobre uma bobina:  $0$ ,  $\pm \frac{1}{3} V_{cc}$ ,  $\pm \frac{2}{3} V_{cc}$ ,  $\pm V_{cc}$  e  $\pm \frac{4}{3} V_{cc}$ . Contudo, esses valores são em relação à tensão de um dos barramentos, ou seja, que equivale a  $\frac{V_{cc}}{2}$ , como no esquema da [Figura 3.1](#). Assim, a máxima tensão sintetizada na bobina é de dois terços a soma das tensões dos barramentos c.c., enquanto, pode-se ver até nove níveis na forma de onda da tensão resultante. Na [Figura 3.7](#) nota-se os nove níveis, com um valor máximo próximo de 2500V, para um exemplo que contém dois barramentos de 1878V cada. A quantidade de níveis presente dependerá do quanto é utilizado do barramento c.c., sendo que quanto mais níveis, mais do barramento é exigido. Contudo, como as tensões são formados pela diferença entre o conversor 1 pelo 2, aparecem esses nove níveis devido à tensão de modo comum, e portanto, o comportamento real do conjunto é de um conversor de três níveis.

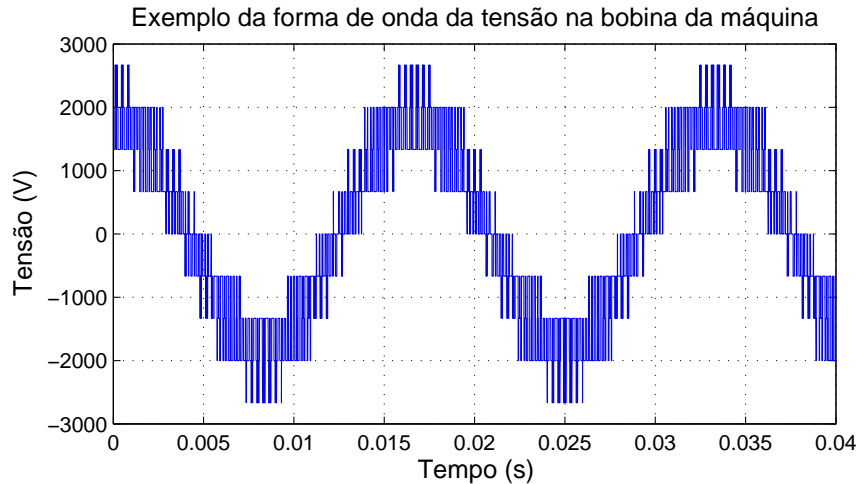


Figura 3.7: Exemplo da forma de onda da tensão sintetizada por um sistema de dois conversores de dois níveis alimentando uma máquina com bobinas abertas.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 3.1.5 Obtenção do Ângulo de Orientação

O conversor lado máquina tem seu controle realizado em referencial síncrono normalmente. Assim, o ângulo aplicado nas transformadas de Park deve ser obtido de acordo com a posição do rotor, devido à orientação pelo fluxo do rotor adotada. Uma das maneiras mais práticas de se obter este ângulo é a medição direta da posição rotórica através de um *encoder*. Contudo, este dispositivo está sujeito a interferências eletromagnéticas no local, rompimento de cabos ou até mesmo de vibrações mecânicas no eixo.

Uma opção amplamente utilizada é a estimação do ângulo por meio de algoritmos *sensorless*. Alguns trabalhos demonstram alternativas, como métodos baseados em filtro de Kalman ou uso da função Sigmoid (PAPONPEN; KONGHIRUN, 2007). Uma outra opção é utilizar a estrutura convencional dos algoritmos juntamente com filtro passa-baixas de frequência variável, estimando em tempo real a frequência de corte do filtro (DHAMO, 2013). Este trabalho faz uso do algoritmo baseado em observador de modos deslizantes (SMO), que será explanado a seguir.

O algoritmo *sensorless* de modos deslizantes estima as tensões de arma-

dura induzidas do gerador. O diagrama de blocos da estrutura do algoritmo é visto na [Figura 3.8](#). O observador de corrente, juntamente com o bloco integrador discreto, estima as correntes no referencial estacionário, a partir das tensões. Essas tensões são necessárias apenas no início do funcionamento do sistema, sendo que o algoritmo depois faz a estimação só com as correntes medidas. O erro obtido pela diferença das correntes estimadas pelas medidas é entrada da função saturação, que se necessário, limita o valor de saída e evita oscilações que podem excitar frequências indesejadas do sistema. O sinal de saída da função é utilizado para estimar as tensões, através da passagem por um filtro passa-baixas. As tensões estimadas são entradas para um *software* PLL, que indica velocidade e a posição do rotor ([FEI et al., 2010](#)). Esse algoritmo é aplicável já para velocidades acima de 1rpm, apresentando robustez, rejeição à distúrbios e, uma excelente característica, baixa sensibilidade à variação de parâmetros da máquina ([DHAMO, 2013](#)).

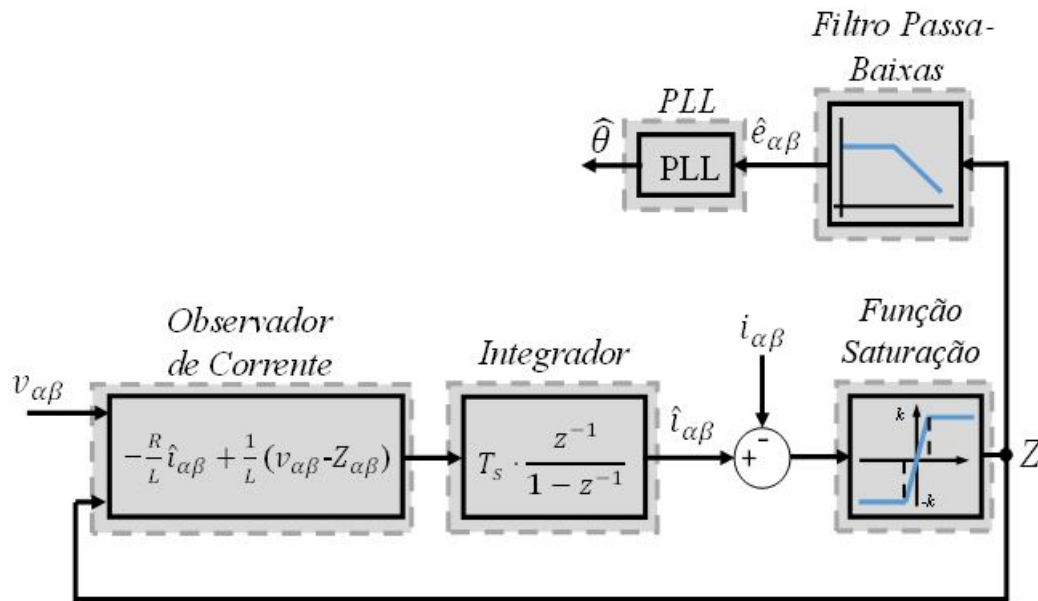


Figura 3.8: Diagrama em blocos do algoritmo *sensorless* utilizado.

Fonte: elaborado pelo autor.

As grandezas estimadas possuem o símbolo  $\hat{\cdot}$  sobre a variável. Os subscritos  $\alpha$  e  $\beta$  caracterizam grandezas no referencial estacionário, nos eixos comumente utilizados, e  $\theta$  é a posição do eixo.

## 3.2 Modelagem do Barramento c.c.

Em se tratando de conversores *back-to-back*, é mandatória a presença de um estágio c.c., de modo que cada um dos dois lados c.a. possam ser conectados, sem ocorrer problemas de incompatibilidade das formas de onda de tensão, tanto no que diz respeito ao valor da tensão, ao valor da frequência, ou até mesmo da sequência de fase, quando se fala sobre sistemas trifásicos.

Cada conversor possui um barramento c.c. independente. Este estágio é composto por capacitores, do qual se obtêm a tensão e capacitância desejados. Desta maneira, modela-se o barramento c.c. pela equação integral que designa a tensão em um elemento capacitivo, a partir da corrente neste elemento ( $i_{cc}$ ) mostrada na [Equação 3.12](#), onde  $C$  é a capacitância equivalente do barramento.

$$v_{cc}(t) = \frac{1}{C} \int i_{cc} dt \quad (3.12)$$

A tensão do barramento c.c. ( $V_{cc}$ ) deve respeitar algumas condições mínimas para que o controle possa estar atuando. O nível de tensão deve ser sempre superior ao valor de pico de linha da rede e da máquina, para que evite uma possível condução pelos diodos dos IGBTs. Caso aconteça esta situação, pode resultar no conversor operar sem controle. Para os conversores do lado da rede, que são independentes, a exigência é que  $V_{cc}$  seja maior que o valor de pico da tensão de linha na rede ( $V_{r_{pico}}$ ). A restrição do lado do gerador é similar. Contudo, como ambos os conversores operam em conjunto, esses valores de  $V_{cc}$  se somam, e portanto, cada barramento pode suprir metade da tensão de cada bobina do gerador ( $V_m$ ). Por estas razões, tem-se a condição da [Equação 3.13](#). Quanto mais acima das restrições estiver, melhor o índice de modulação do sistema. Deve-se lembrar que uma tensão mais alta no barramento c.c. também implica em mais perdas e maior *ripple* nos sinais de corrente no indutor.

$$V_{r_{pico}} < V_{cc} > \frac{V_{m_{pico}}}{2} \quad (3.13)$$

Além disso, dependendo da técnica de modulação utilizada, é necessário

um valor mínimo de tensão no barramento c.c. que respeite o índice de modulação que consiga sintetizar a tensão mínima na saída do conversor. No caso do PWM senoidal, pode-se sintetizar tensões com valor de pico de até metade do nível de tensão do barramento c.c. Já para o LSPWM, o índice de modulação respeita a [Equação 3.14](#) (BABA; PRASAD, 2013). Ou seja, de acordo com a modulação utilizada é possível ter um aproveitamento maior do barramento c.c., mas cuidados em relação à QEE devem ser tomados por conta das componentes harmônicas que são inseridas.

$$m_a = \frac{V_{pico}}{V_{pico_{por}}(m - 1)} \quad (3.14)$$

Na equação acima,  $V_{pico}$  é o valor de pico da tensão da onda modulante,  $V_{pico_{por}}$  é a tensão de pico da portadora e  $m$  é a quantidade de níveis do conversor.

### 3.3 Modelagem e Controle do Sistema do Lado Rede

O lado da rede do sistema completo é responsável pelo controle do nível de tensão do barramento c.c. Assim, quando se está sem geração, drena-se potência da rede para executar essa tarefa, e caso o gerador esteja injetando potência no estágio c.c., esta potência gerada deve ser fornecida à rede. Dependendo do sistema em que se está acoplado, pode haver um transformador na saída dos conversores do lado rede (CLR) ou até mesmo uma conexão direta.

Em virtude do fato da conversão da tensão de c.c. para c.a. gerar harmônicas, é necessário aplicar algum método para mitigar estas componentes, pois a rede deve respeitar algumas condições de operação como: máxima distorção das formas de onda de tensão e corrente, máxima quantidade de harmônicas individuais e total, entre outras. Por conseguinte, pode-se inserir um filtro, por exemplo do tipo L ou LCL. No entanto, este dispositivo inserido afeta a dinâmica do sistema.

Dependendo do nível de potência gerado, a utilização de um filtro pura-

mente indutivo pode ser suficiente. Um dos modos de projetar um filtro L é encontrado em [Paukner et al. \(2015\)](#), onde avalia-se a potência transferida pelo filtro, as perdas no filtro e a  $THD_i$  desejada na corrente. Definidos estes parâmetros, são obtidos os valores da indutância e resistência necessários para a construção do filtro. Vale apontar que as próprias indutâncias têm uma resistência associada, que pode representar todo o valor de  $R$  exigido no projeto.

Uma outra opção para mitigação das harmônicas causadas pelo chaveamento é a adição de um filtro LCL na saída dos conversores. Há diversas opções para o projeto deste tipo de filtro, por exemplo, os descritos em [Reznik et al. \(2014\)](#), [Reznik et al. \(2012\)](#), [Zeng et al. \(2010\)](#) e [Lang et al. \(2005\)](#). Dependendo do autor, considerações podem ser feitas em termos de resistências inerentes aos indutores ou até mesmo a não utilização de resistores de amortecimento, mas de modo geral o filtro é modelado de acordo a [Figura 3.9](#).

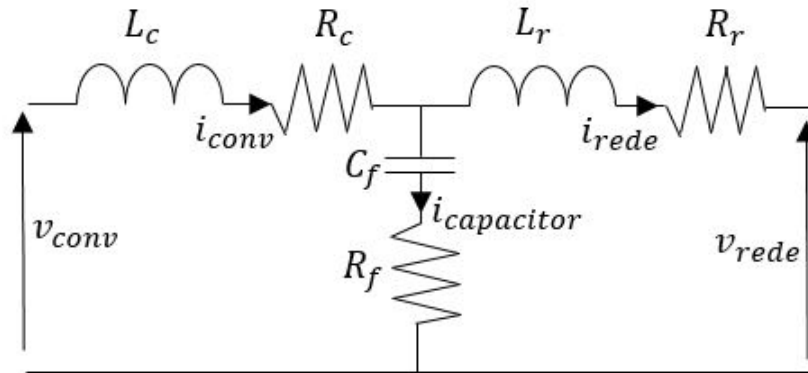


Figura 3.9: Circuito equivalente por fase do filtro LCL na saída do conversor.

Fonte: elaborado pelo autor com base em [Reznik et al. \(2014\)](#).

Para verificar a banda de passagem e a concordância do filtro projetado, pode-se tirar a resposta em frequência, para duas funções de transferência: a corrente na saída do filtro ( $i_{rede}$ ) pela tensão do conversor ( $v_{conv}$ ) e da corrente da rede ( $i_{rede}$ ) pela corrente na saída do conversor ( $i_{conv}$ ). As funções de transferência, no domínio de Laplace, foram calculadas com base em [Reznik et al. \(2014\)](#) e são apresentadas nas [Equação 3.15](#) e [Equação 3.16](#). Estas equações são utilizadas para a obtenção da resposta em frequência dos filtros utilizados nas seções a seguir e, assim, realizar uma análise do comportamento

das correntes que saem do filtro em função da tensão e da corrente na entrada.

$$\frac{i_{rede}}{v_{conv}} = \frac{C_f R_f s + 1}{s(L_{conv} L_{rede} C_f s^2 + (L_{conv} + L_{rede}) C_f R_f s + (L_{conv} + L_{rede}))} \quad (3.15)$$

$$\frac{i_{rede}}{i_{conv}} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_{rede} C_f s^2 + C_f R_f s + 1} \quad (3.16)$$

Para o controle destes CLRs, implementa-se duas malhas de controle de corrente, uma de eixo direto ( $I_{r_d}$ ) e outra de eixo em quadratura ( $I_{r_q}$ ), procedendo assim o controle no referencial síncrono girante. Deste modo, é possível utilizar apenas controladores proporcional-integral (PI). Para obtenção do ângulo de orientação para a transformada inversa de Park, aplicou-se um método que identifica a orientação desejada. Uma opção é o uso de uma PLL (do inglês "Phase Locked Loop"), uma ferramenta que gera o ângulo desejado por meio de controladores e integradores. Existem algumas derivações da PLL tradicional, que trazem certas vantagens. Para este trabalho optou-se pela DDSRF-PLL (do inglês "Double Decoupled Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop"), por ser uma opção que possibilita o desacoplamento das sequências positivas e negativas no referencial síncrono, conforme [Teodorescu M. Liserre \(2011\)](#). Destaca-se o uso da DDSRF-PLL que apesar de não serem testados condições de desequilíbrio neste trabalho, esta já foi previamente implementada para outros trabalhos e fica pronta para estudos futuros.

As malhas de controle de correntes são internas e seguem a modelagem baseada na estrutura de controle vista na [Figura 3.10](#). As equações dinâmicas diferenciais que modelam a rede, juntamente com o filtro de saída dos conversores, estão expostas nas equações [3.17](#) e [3.18](#) ([TEODORESCU M. LISERRE, 2011](#)).

$$v_{conv_d} = R_f i_{conv_d} + L_f \frac{di_{conv_d}}{dt} + v_{rede_d} - \omega L_f i_{conv_q} \quad (3.17)$$

$$v_{conv_q} = R_f i_{conv_q} + L_f \frac{di_{conv_q}}{dt} + v_{rede_q} + \omega L_f i_{conv_d} \quad (3.18)$$

Nas equações, os subscritos  $d$  e  $q$  representam os eixos direto e quadratura, respectivamente. Os subíndices *conv*, *rede* e *f* denotam conversor, rede e filtro. As grandezas elétricas e parâmetros são os mesmos que em outras equações. Nos termos cruzados gerados pela mudança de referencial, o  $\omega$  é a frequência elétrica da rede, em rad/s.

O último termo das equações 3.17 e 3.18 são denominados termos de acoplamento cruzado. Como se pode perceber, na tensão de eixo direto, o termo final depende da corrente de eixo em quadratura, e similarmente ocorre na tensão de eixo em quadratura. Essas parcelas de eixo trocado surgem devido à mudança do referencial trifásico para o síncrono para as indutâncias. Em razão da dinâmica do indutor depender da derivada da corrente, ao aplicar a transformação de Park, aparece o acoplamento do eixo direto com o em quadratura e vice-versa. De modo a compensar este efeito para reduzir os sinais de saída dos controladores, utiliza-se das técnicas de desacoplamento e *feedforward*, que são vistas na Figura 3.10. Assim, insere-se na saída dos controladores o termo do acoplamento cruzado em cada malha, somando ou subtraindo, de acordo com o que for adequado em cada um. Para a compensação destes PIs, utilizou-se novamente o método ótimo por módulo (SUUL et al., 2008).

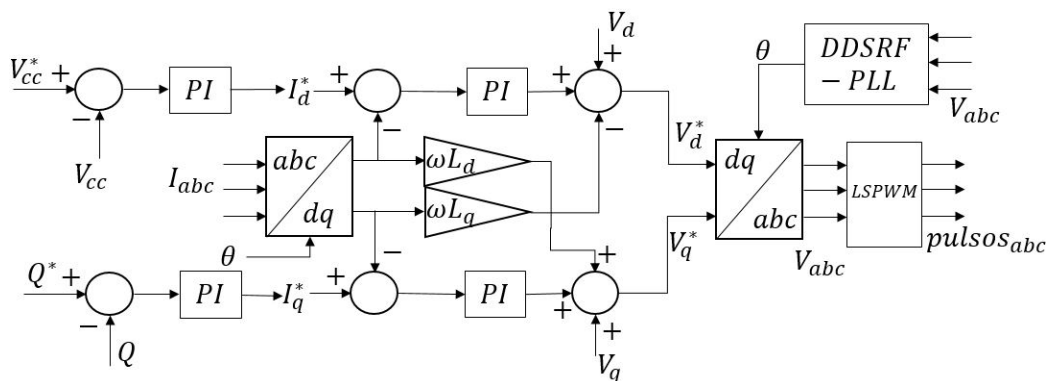


Figura 3.10: Estrutura de controle dos conversores lado rede.

Fonte: elaborado pelo autor.

As saídas dos controladores de corrente - as tensões  $V_d^*$  e  $V_q^*$ , em referencial síncrono, são transformadas para o referencial trifásico, que então são traduzidas em pulsos para os IGBTs por meio do LSPWM. Vale ressaltar

que cada conversor possui seu ângulo de orientação, obtido por meio de suas respectivas tensões através da DDSRF-PLL. O estágio do modulador envia os sinais de comando do conversor, em cada instante de operação, ligando ou desligando as chaves. A modulação *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM) aplicada nos conversores do lado rede é baseada em [Hava, Kerkman e Lipo \(1999\)](#). A injeção de sequência zero permite um maior aproveitamento do nível de tensão c.c. do barramento. Além disso, como os CLR's estão diretamente conectados à rede de forma paralela, pode-se usar a estratégia de *Interleaving* que consiste em realizar um deslocamento adequado nas ondas portadoras e modulantes e é descrita em [Zhang et al. \(2010\)](#). Deste modo, se desloca a portadora de um desses conversores para aprimorar a qualidade do sinal resultante.

Outra vantagem em se operar no referencial síncrono, como mencionado para o controle do conversor do lado da máquina, é o desacoplamento. Assim, a parcela do eixo direto fica responsável pela potência ativa no lado rede, ao mesmo tempo que a de eixo em quadratura responde pela potência reativa. No referencial girante, a potência ativa é definida pela [Equação 3.19](#) e como zera-se o valor de  $V_q$  pela orientação,  $P$  fica determinada pela [Equação 3.20](#). O controle do CLR tem o objetivo de manter o fluxo de potência em direção à rede, ou seja, extraindo potência do barramento c.c. de ambos conversores e injetando na rede. O controle é feito por uma malha de tensão do barramento c.c ( $V_{cc}$ ) externa à malha de  $I_{r_d}$ . Como é o controle de uma variável contínua, a escolha de um controlador PI é considerada. Para os ajustes deste PI, aplica-se o método ótimo simétrico, conforme [Suul et al. \(2008\)](#), para garantir uma resposta bem mais lenta que a da malha interna.

$$P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (3.19)$$

$$P = \frac{3}{2}V_d I_d \quad (3.20)$$

Com o intuito de se aproximar de um sistema real, pode ser necessário o fornecimento de potência reativa para a rede. Assim, é plausível a inserção de uma malha de potência reativa externa à malha de corrente de  $I_{r_q}$ , conforme o desacoplamento em referencial girante propõe. Pode-se fazer isto por meio de um controlador PI, também com compensação por intermédio do método da

alocação de polos. Na [Equação 3.21](#) está apresentada a equação que define a potência reativa no referencial síncrono. Como a orientação foi feita de modo a zerar  $V_q$ , resta apenas a segunda parcela da equação, resultando na [Equação 3.22](#).

$$Q = \frac{3}{2}(-V_q I_d + V_d I_q) \quad (3.21)$$

$$Q = \frac{3}{2}V_d I_q \quad (3.22)$$

### 3.4 Considerações Finais

Assim, foi possível ver que os elementos têm seus comportamentos elétricos e mecânicos representados por equações matemáticas. Isso foi válido tanto para os elementos que compõem o conversor do lado da rede, quanto para os componentes do conversor do lado da máquina. Além disso, a maneira em que se obtém os ângulos de orientação das transformadas de referencial, as técnicas de modulação utilizadas para os conversores e os métodos para cálculo dos ganhos dos controladores foram discutidos.

Com a descrição de cada parte do sistema de geração de energia eólica, é possível implementar o sistema computacionalmente para simular o comportamento das grandezas de interesse. Além disso, para um sistema real, executando os testes adequados para ensaiar os equipamentos em questão, pode-se fazer o cálculo dos ganhos dos controladores pelos métodos citados neste capítulo, que dependem de determinados parâmetros.

A mudança de referencial na maior parte dos casos traz benefícios. Um destes é a aplicação de controladores PI tradicionais, o que simplifica o sistema e mesmo assim tem-se o controle das variáveis. Outro ponto é o fato de realizar o desacoplamento entre eixos, permitindo cada componente, de eixo direto e em quadratura, ficar responsável pela potência ativa e reativa independentemente, tanto para o controle do lado da rede quanto do lado do gerador.



# Simulação Computacional

---

Antes de realizar a montagem de uma bancada de ensaios em escala reduzida, é conveniente a execução de uma simulação do sistema real, por meio dos modelos apresentadas no [Capítulo 3](#). Quando simulado, pode-se avaliar as grandezas de interesse, tanto mecânicas, quanto elétricas, além de ser possível ainda estimar grandezas que dificilmente são mensuradas fisicamente, como por exemplo, fluxos magnéticos. Com essa ferramenta computacional é possível antecipar possíveis falhas durante a operação ou ver instantes em que se ultrapassa limites de isolamento ou físico dos componentes, que os danificaria em situações práticas.

Para isso, implementou-se em linhas de código no *software* MATLAB®, no ambiente *Simulink*, um SCEE com bobinas abertas, sendo a máquina um MSIP de 2MW. O sistema é dividido em lado da rede e lado da máquina, sendo que a descrição do estágio c.c. está junta com a seção da rede. A simulação é executada para algumas condições de operação e seus resultados são apresentados e discutidos.

## 4.1 Descrição do Sistema Simulado

### 4.1.1 Lado Rede e Barramento c.c.

O lado rede abrange a rede em si, o filtro e o conversor que está conectado entre o filtro e o estágio c.c. Na [Figura 4.1](#) tem-se o esquemático dos blocos implementados. Para o lado da rede foram feitas duas partes idênti-

cas independentes. Cada parcela desta está conectada a um dos barramentos c.c., que também é conectado ao lado gerador. A rede é simulada por fontes senoidais de tensão de linha 1150V com frequência de 60Hz, simétricas e equilibradas, ou seja, uma rede ideal. O filtro é puramente indutivo, em que considerando uma distorção harmônica total nas correntes ( $THD_i$ ) de 5%, 1% de perda na resistência inerente à indutância e, aproximadamente, 1MW de potência transferida em cada filtro. Calculou-se os parâmetros  $L_f$  e  $R_f$  a partir das equações em [Paukner et al. \(2015\)](#), e são mostrados na [Tabela 4.1](#). O conversor foi modelado por meio de três braços ideais, ou seja, desconsiderando as perdas e quedas de tensão nas chaves.

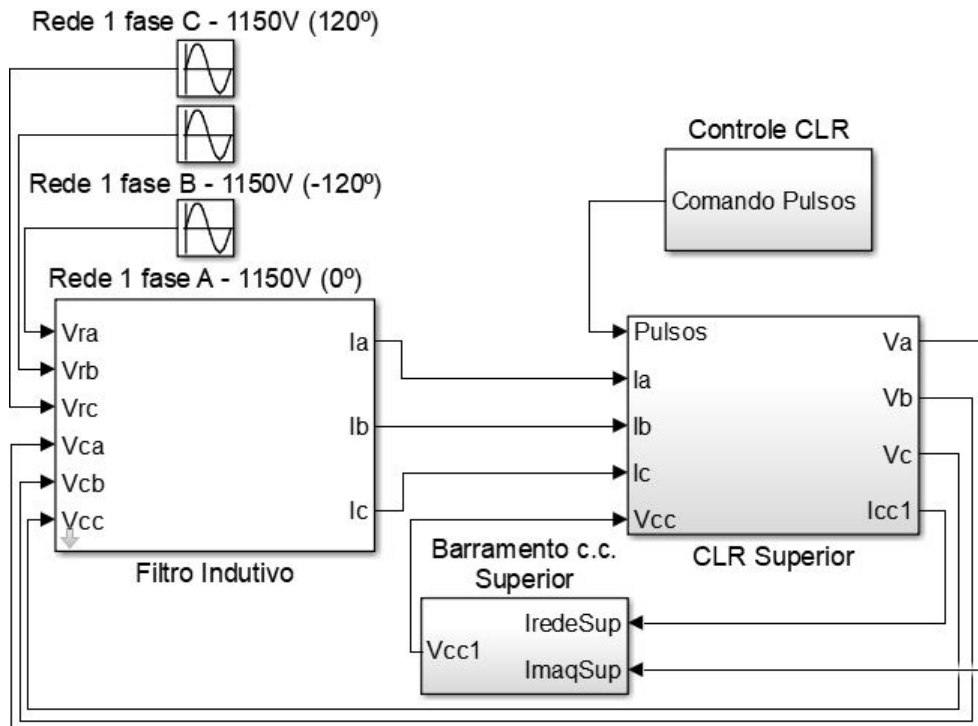


Figura 4.1: Estrutura do lado rede implementado computacionalmente.

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.1: Parâmetros do filtro do lado da rede da simulação.

Parâmetro	Valor
$L_f$	05386mH
$R_f$	0,0372Ω

Para o barramento c.c. foi considerado que ambos os conversores, lado rede e lado máquina, injetam corrente no capacitor. Se integra a soma destas correntes, conforme a [Equação 3.12](#), e então, obtém-se a tensão do barramento. Esta tensão calculada é disponibilizada para os dois conversores, no lado rede para o controle e modulação, enquanto para o CLM, o valor é utilizado apenas para a modulação, já que o CLM não possui controle de  $V_{cc}$ . Os barramentos possuem os parâmetros descritos na [Tabela 4.2](#).

Tabela 4.2: Parâmetros dos barramentos c.c. da simulação.

Parâmetro	Valor
Capacitância	17,85mF
Tensão de operação	1800V

A modulação utilizada foi a descrita no capítulo anterior, na seção do CLR, inclusive, aplicando o *interleaving*. A frequência de chaveamento escolhida foi de 3kHz, frequência utilizada também na bancada experimental. Esta frequência foi a máxima possível de aplicação nos IGBTs para a potência em questão e que o filtro projetado atende. Assim, deslocou-se de 90° a onda triangular, onda portadora, do conversor inferior, que traz como benefício a soma das correntes na rede gerar uma corrente com um *ripple* com frequência de 6kHz, o dobro da frequência de chaveamento.

Os comandos dos pulsos das chaves são resultado da modulação controlada pelos CLRs. Este controle é realizado pelas malhas de corrente no referencial síncrono, orientados pela tensão da rede que têm o ângulo obtido pela DDSRF-PLL, e apenas o controle de tensão do barramento c.c., que é externo à malha de corrente de eixo direto. De tal maneira, com a compensação dos controladores de corrente discutida no [Capítulo 3](#) e com os parâmetros do filtro definidos, obteve-se os ganhos apresentados na [Tabela 4.3](#). A mesma ideia é válida para os controladores de  $V_{cc}$ , que também estão expostos na tabela seguinte. Ressalta-se que como não há diferença nos parâmetros dos elementos no referencial girante, os mesmos ganhos são aplicados nas duas malhas.

Tabela 4.3: Ganhos dos controladores das malhas do lado rede da simulação

Parâmetro	Valor
$K_{p_{vcc}}$	$3,3469\Omega^{-1}$
$K_{i_{vcc}}$	$313,7695(\Omega.s)^{-1}$
$K_{p_{i_r}}$	$0,404\Omega$
$K_{i_{i_r}}$	$27,927\Omega/s$

### 4.1.2 Lado Máquina

Com o equacionamento matemático da dinâmica da máquina síncrona a ímãs permanentes apresentado no capítulo anterior, implementou-se em linhas de código e blocos a modelagem deste equipamento. Os conversores foram representados em um único bloco, porque é um único controle que gera o comando das chaves dos seis braços, de maneira distinta que no lado da rede em que eram dois conversores independentes. O conversor foi novamente representado através de chaves ideais. Os blocos usados estão mostrados na [Figura 4.2](#). A turbina que traciona o gerador também foi modelada, de acordo as equações no [Capítulo 3](#).

Para os CLMs, o LSPWM foi utilizado como técnica de modulação. A onda modulante é fornecida pela saída do controle das malhas de corrente no referencial síncrono, um sinal de saída em tensão. A referência da malha de corrente de eixo de quadratura é dada pelo algoritmo MPPT, que através da medição de velocidade, impõe uma referência de torque. As malhas de corrente têm os ganhos calculados pelo método de sintonia de controladores ótimo por módulo e mostrados na [Tabela 4.4](#). Como as indutâncias são muito próximas, utilizou-se o mesmo ganho em ambas as malhas de corrente. Na [Tabela 4.5](#) se destaca os principais parâmetros da MSIP.

Tabela 4.4: Ganhos dos controladores das malhas do lado máquina da simulação.

Parâmetro	Valor
$K_{p_{i_m}}$	$1,3378\Omega$
$K_{i_{i_m}}$	$8,8689\Omega/s$

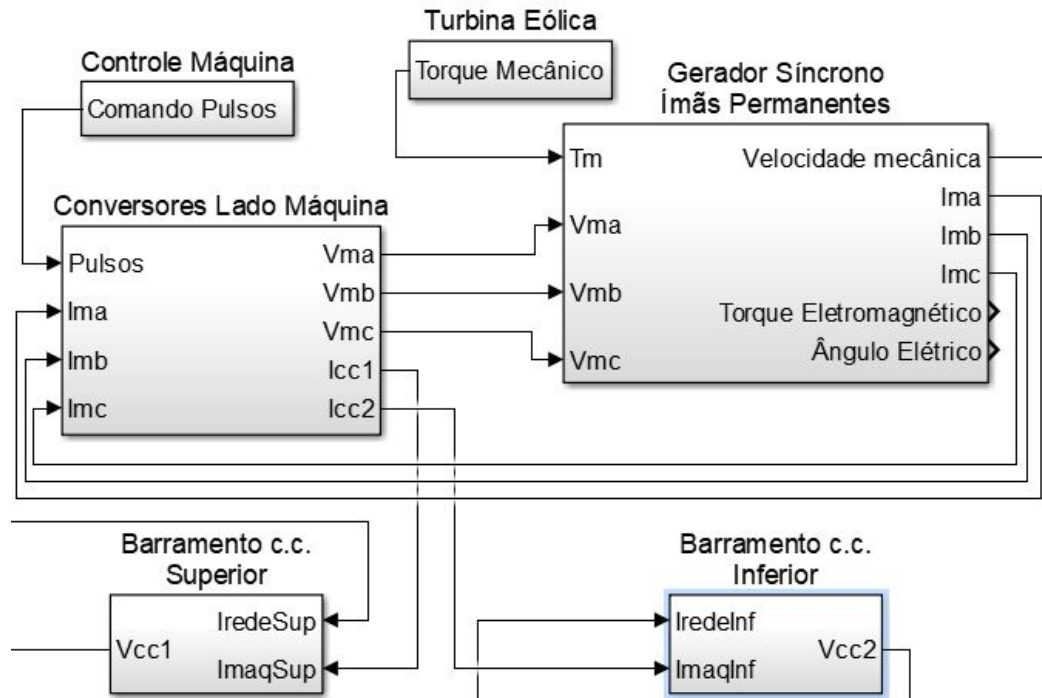


Figura 4.2: Estrutura do lado máquina implementado computacionalmente.

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.5: Parâmetros nominais da máquina usada na simulação.

Parâmetro	Valor
Potência Ativa	2131kW
Tensão	1500V <sub>rms</sub>
Velocidade	15rpm
Conjugado	1,443MN.m
Corrente	881A <sub>rms</sub>
Fluxo magnético	15,2734Wb
Polos	100
Inércia (máquina + turbina)	798,5ton.m <sup>2</sup>
Resistência de estator	11,8mΩ
Indutância de eixo direto	1,792mH
Indutância de eixo de quadratura	1,776mH

## 4.2 Resultados da Simulação

O passo utilizado para a simulação foi de  $6,67\mu s$ , que é cinquenta vezes menor que o período de chaveamento dos conversores. O sistema está em tempo discreto, assim como os controladores, e aplicou-se uma amostragem com metade do período de chaveamento, respeitando o Teorema da Amostragem de Nyquist-Shannon.

No primeiro momento, coloca-se o sistema para operar em condição nominal. Assim, com vento nominal, tem-se torque nominal na turbina e, conseqüentemente, potência nominal disponível no eixo entre turbina e gerador. Após estabilizado, introduz-se uma variação de 20% no vento - de 12m/s para 9,6m/s, que reflete diretamente na potência produzida, que cai drasticamente para, aproximadamente, 50% de seu valor. Esse valor de redução era esperado, com o vento reduzido para 80% do valor, a dependência é cúbica para a potência, conforme a [Equação 2.1](#). Na [Figura 4.3](#), mostra-se a velocidade da máquina, as potências gerada e entregue à rede.

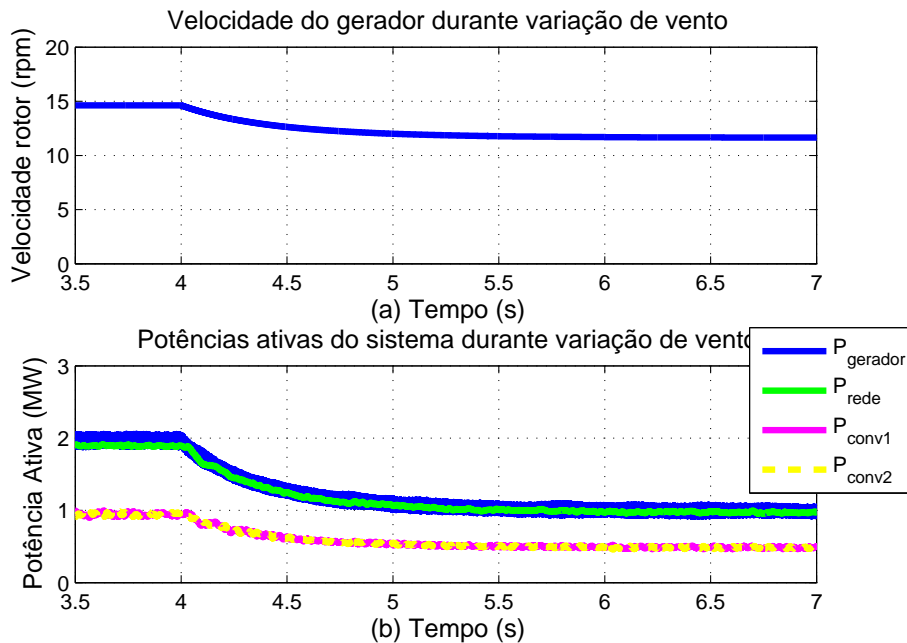


Figura 4.3: Para diversas condições de operação: (a) Velocidade de rotação do gerador; (b) Potências nos principais componentes do sistema.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para a condição nominal, pode-se ver na [Figura 4.4](#) a tensão e correntes do gerador. Foi apresentada apenas uma fase para melhor visualização, já que as outras duas fases são similares com apenas um deslocamento de  $\pm 120^\circ$ . Como esperado, os valores de pico das tensões estão próximas dos 2400V, que equivale aos dois terços da soma dos barramentos c.c., com uma forma de onda de 5 níveis, comportamento resultante da interação de os ambos conversores de dois níveis. O valor máximo aplicado não causa problema ao isolamento e ainda é acima do valor de pico da tensão, o que garante o controle imposto pelos CLR's. As correntes estão próximas de seus valores nominais e apenas com a indutância dos enrolamentos da máquina, já são filtradas.

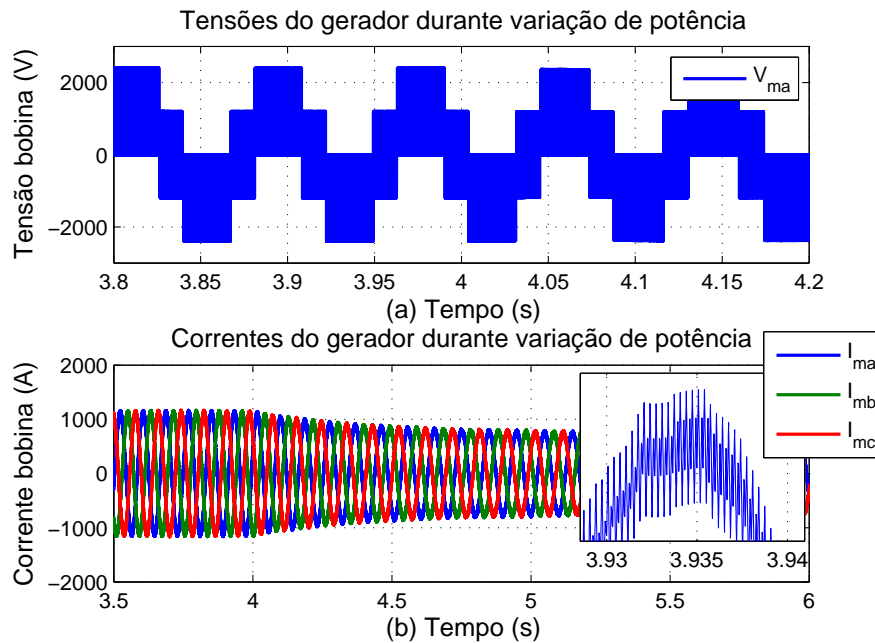


Figura 4.4: (a) Tensões e (b) correntes nas bobinas do gerador para diversas condições de operação.

Fonte: elaborado pelo autor.

Na [Figura 4.5](#) são mostradas as tensões do barramento c.c., controladas no valor imposto de 1800V. Assim, as correntes de perturbação injetadas pelos CLR's não causam variações consideráveis nessa tensão, mesmo durante o transitório com uma mudança na potência fornecida pelo gerador. Ainda

que a malha externa tenha sido projetada para ser mais lenta que a interna, seu tempo de resposta é suficiente para que ocorra a rejeição de distúrbios, função crucial do estágio c.c.

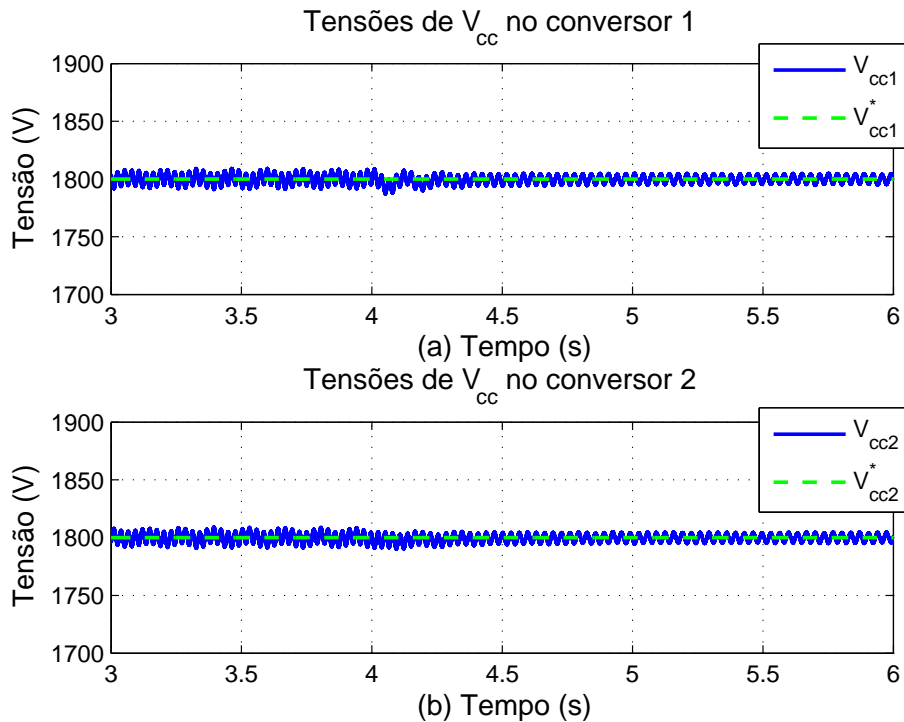


Figura 4.5: Tensões dos barramentos c.c. dos conversores: (a) 1 e (b) 2, para diversas condições de operação.

Fonte: elaborado pelo autor.

Ainda na [Figura 4.4](#), é possível observar o transitório com a variação do vento incidente na turbina eólica. O sistema responde suavemente, como pode ser corroborado pela [Figura 4.6](#). A corrente de eixo de quadratura acompanha a referência durante todo o tempo, com uma pequena oscilação devido ao chaveamento, em torno de 1% do valor nominal. O valor é negativo pois a máquina está operando como gerador, de acordo com a modelagem adotada. Já a corrente de eixo direto não sofre variação ao longo do período, pois há o desacoplamento entre eixos, sendo este eixo responsável apenas pela modificação do fluxo magnético na máquina.

A potência entregue aos barramentos c.c. deve ser fornecida à rede. Os

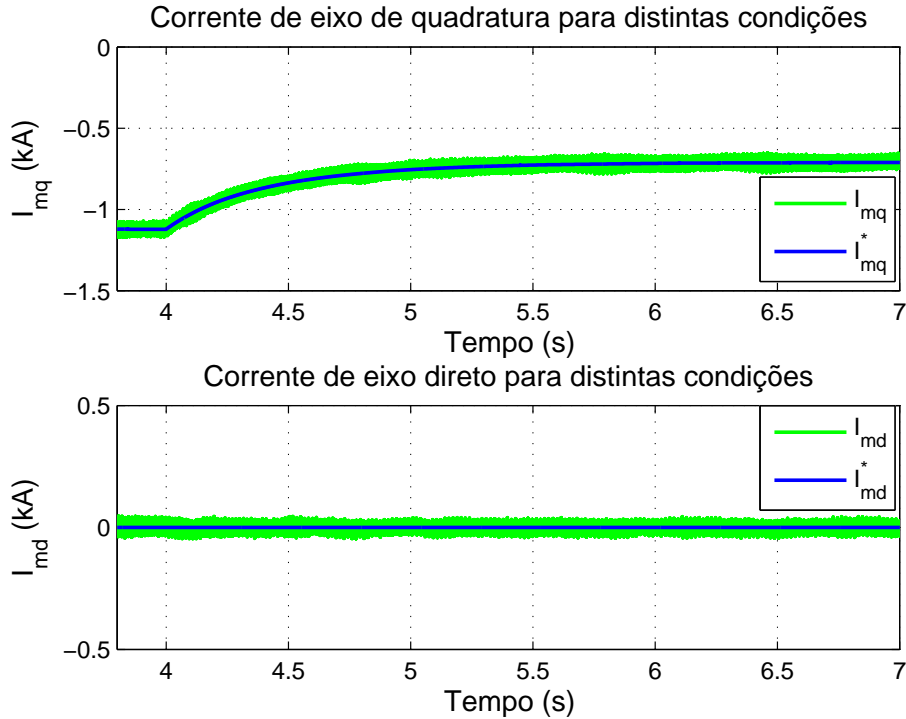


Figura 4.6: (a) Correntes de eixo direto e (b) de quadratura do gerador durante diversas situações.

Fonte: elaborado pelo autor.

conversores do lado rede fazem isso direcionando a corrente no sentido do capacitor para a saída do conversor. Como visto anteriormente, os barramentos se mantiveram controlados. Na [Figura 4.7](#), pode-se ver as tensões e correntes na rede. Como dito, as tensões são perfeitamente senoidais, devido à modelagem adotada para a rede. Já as correntes, possuem uma característica senoidal mas com *ripple* visível, inclusive com uma frequência de 6kHz, segundo a modulação utilizada. Destaca-se ainda o nível das correntes trifásicas, que combinadas com as tensões, compõem a potência entregue à rede, que é cerca dos 2MW gerados, como já apresentado na [Figura 4.3](#). A diferença está nas perdas dos filtros.

Prosseguindo na [Figura 4.7](#), nota-se o transitório do sistema, onde as tensões se mantêm, todavia, as correntes vão se reduzindo. Com o decréscimo na geração pela variação de vento, a potência injetada na rede também é

reduzida, consoante com o balanço de potência do sistema.

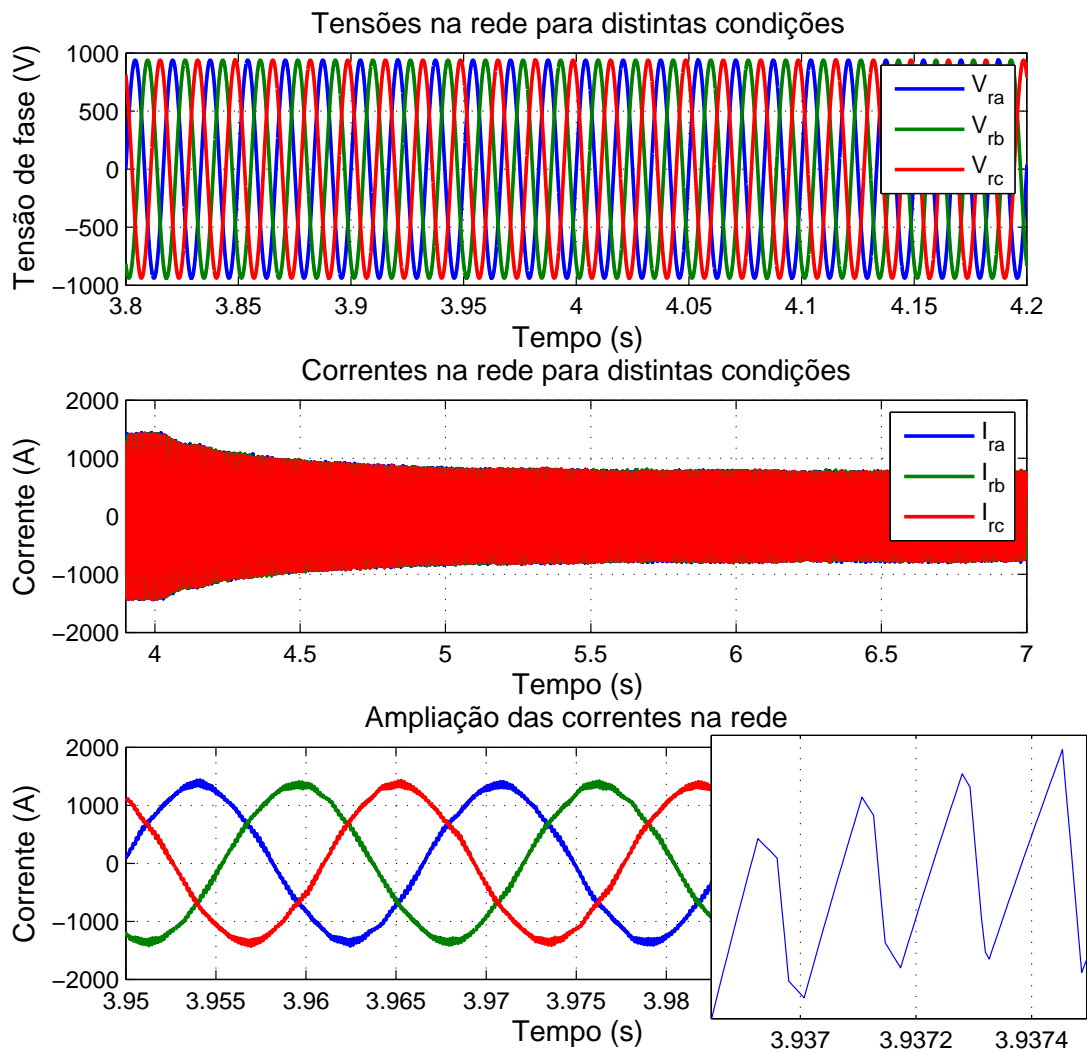


Figura 4.7: (a) Tensões e (b) correntes na rede; (c) ampliação das correntes em condições distintas de potência gerada.

Fonte: elaborado pelo autor.

Uma análise em relação as componentes harmônicas presentes no sinal da corrente na rede pode ser feita com base na [Figura 4.8](#). Através da Transformada Rápida de Fourier (FFT), nota-se que as componentes de quinta

e sétima harmônica, 300Hz e 420Hz, respectivamente, são expressivas, em razão do espectro da onda quadrada que possui harmônicas ímpares de baixa frequência e que são difíceis de serem mitigadas. Destaca-se ainda componentes de 6kHz e 12kHz, que aparecem também devido ao chaveamento. Nisto, confirma-se a atuação da técnica de *interleaving*, pois a frequência de chaveamento é de 3kHz, mas no sinal aparecem apenas componentes múltiplas de 6kHz.

Outro ponto é que tem-se apenas 2,88% de  $THD_i$ , apresentado na mesma [Figura 4.8](#). Isso está dentro dos limites estipulados, já que o filtro indutivo foi projetado para um máximo de 5% de THD nas correntes da rede.

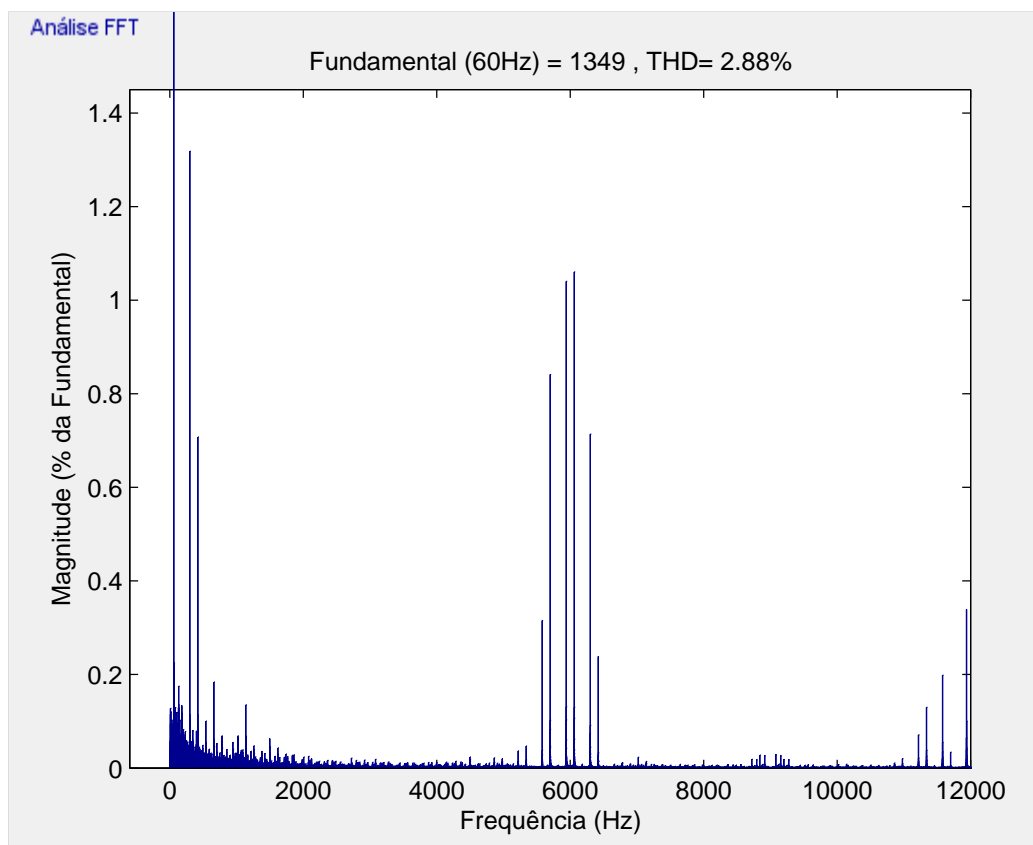


Figura 4.8: Espectro harmônico da corrente da fase A da rede.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 4.3 Considerações Finais

Com o objetivo de simular o funcionamento de um sistema real de grande porte, a implementação e execução de testes em ambiente computacional foram fundamentais para o amadurecimento no assunto, e assim, poder avançar para uma bancada de ensaios em escala reduzida.

Foi possível a visualização das principais grandezas elétricas e mecânicas de interesse, e seus estudos. O sistema se manteve controlado para diferentes condições de operação e confirmou a transferência de potência a partir do gerador em direção à rede. As modulações escolhidas foram compatíveis com a tecnologia de acionamento com bobinas abertas, acarretando em algumas vantagens, como o aumento da frequência e redução da amplitude da oscilação no sinal de corrente na rede.

# Bancada Experimental de Ensaio em Escala Reduzida

---

Como forma de avaliar o funcionamento do sistema de geração eólico acionado em bobina aberta e validá-lo, foi realizada a montagem de um sistema real escalonado. Toda a montagem foi executada no laboratório de geração de energia da UNIFEI, *campus* Itabira. Este projeto ocorreu devido a parceria firmada entre o Laboratório de Conversão e Controle de Energia (LCCE) da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG) e o Grupo de Pesquisa de Controle e Conversão de Energia (CCEE), no Laboratório de Geração de Energia (LGE) da UNIFEI.

## 5.1 Descrição da Bancada

A bancada experimental é composta pelos equipamentos que formam o controle, processamento dos sinais e a eletrônica de potência. Os dois conversores utilizados no sistema de conversão estão nesta bancada, juntamente com os outros dispositivos. A parte de potência e de sinal estão em lados opostos, com o intuito de minimizar o máximo possível de interferências eletromagnéticas. Uma estrutura geral do sistema é apresentado na [Figura 5.1](#), indicando os principais componentes da bancada experimental e seus pontos de medições. Cada parte da bancada e do conjunto gerador, além das conexões entre estes elementos, serão detalhados nas seções a seguir, na seguinte ordem:

- Lado gerador;
- Barramento c.c. dos dois conversores;
- Lado rede.

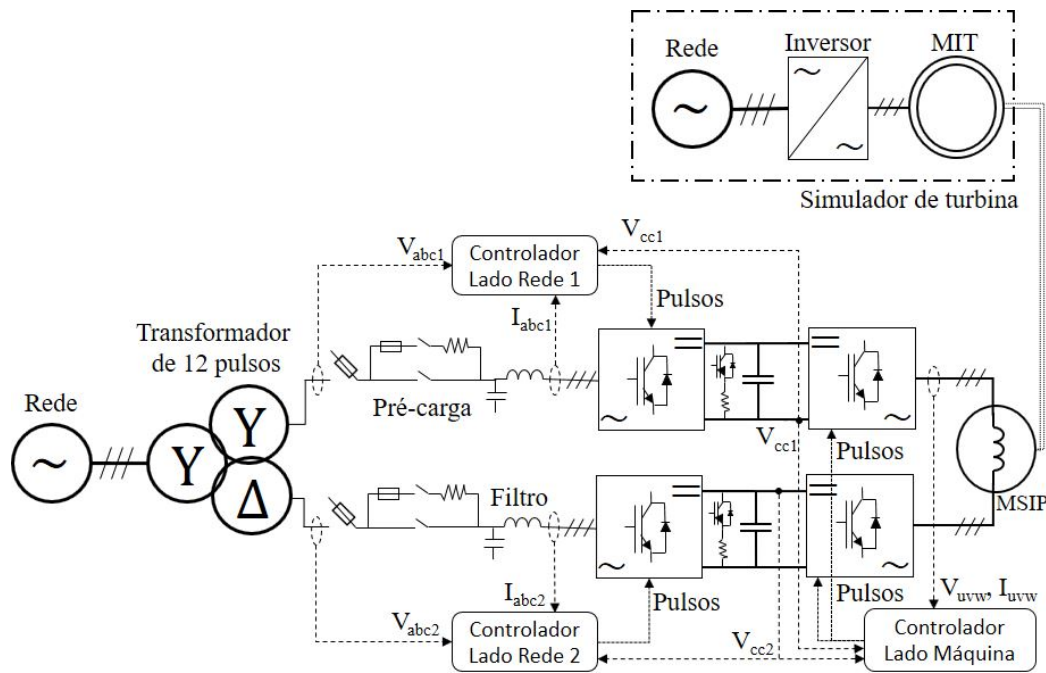


Figura 5.1: Diagrama esquemático representativo da bancada experimental em escala reduzida.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.1.1 Conjunto Gerador

O conjunto de geração de energia eólica é composto por uma máquina de indução trifásica (MIT) que reproduz a turbina eólica de um sistema real, enquanto a máquina geradora é um gerador síncrono a ímãs permanentes (MSIP) de baixa potência. Estas máquinas estão diretamente acopladas, ou seja, sem uma caixa de transmissão de giro, mostradas na [Figura 5.2](#). A máquina geradora síncrona a ímãs permanentes é tracionada através do motor de indução trifásico. No eixo final do gerador há um volante de inércia, que caracteriza a inércia existente em turbinas eólicas reais. Este conjunto

é capaz de emular diferentes condições de rotação, como se fossem distintas condições de vento incidindo na turbina que está acoplada ao gerador. O MIT é acionado por um inversor de frequência da fabricante ABB, modelo ACS 800, que permite colocar a velocidade de giro de referência e, consequentemente, controlar a rotação do gerador. Os principais dados deste conjunto gerador se encontram na tabela [Tabela 5.1](#). Os terminais das três bobinas do estator do gerador são conectados aos dois conversores, conforme apresentado no [Capítulo 2](#). Cada um desses conversores são formados por dois módulos da SEMIKRON de quatro braços e com os barramentos c.c. conectados diretamente.

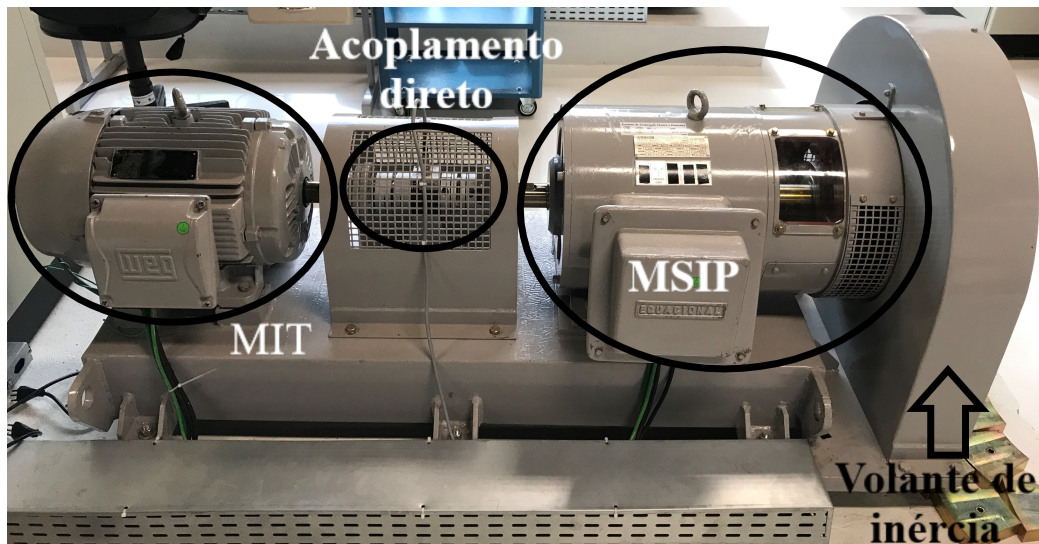


Figura 5.2: Conjunto gerador, composto pelo MIT, da fabricante WEG, pela MSIP, da fabricante Equacional, e volante de inércia.

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 5.1: Dados do conjunto gerador com tensões e correntes por fase e potências trifásicas.

Parâmetro MIT	Valor	Parâmetro MSIP	Valor
$P_{MIT_{nom}}$	11kW	$S_{MSIP_{nom}}$	10kVA
$f_{MIT_{nom}}$	60Hz	$f_{MSIP_{nom}}$	60Hz
$V_{MIT_{nom}}$	127V	$V_{MSIP_{nom}}$	760V
$I_{MIT_{nom}}$	39,6A	$I_{MSIP_{nom}}$	7,6A
$\omega m_{MIT_{nom}}$	1175rpm	$\omega m_{MSIP_{nom}}$	1200rpm

Existe um estágio de medição de corrente realizado pelo sensor LA55-P, que envia os sinais para uma placa de condicionamento. Estes sensores mensuram as correntes que estão entrando no CLM 1. As tensões da máquina são medidas através de sensores LV20-P. Reforça-se que essas tensões medidas são utilizadas apenas para iniciar o algoritmo *sensorless*, então, não há problema em se medir a tensão chaveada durante a operação do sistema. Como não há fechamento, coleta-se a medição em cima de cada uma das três bobinas do gerador.

Todo o sistema de tratamento dos sinais, controle e proteção é executado por um sistema modular projetado no Laboratório de Controle e Conversão de Energia (LCCE) da UFMG. O processamento é feito por um processador digital de sinais (DSP) da fabricante Texas Instruments, modelo TMS320F28335 (SPECTRUM, 2017). Na Figura 5.3 vê-se uma foto do sistema real, do lado de sinal da bancada. A parte superior é o controlador responsável pelos CLRs e o conjunto de baixo é encarregado pelo controle dos CLMs. Os resistores de cima da imagem são do circuito *chopper* que será abordado a seguir. Embaixo dos controladores tem-se os contadores, fusíveis e circuitos de pré-carga.

O controle para o chaveamento dos conversores do lado da máquina ocorre no referencial síncrono, sendo que a orientação é obtida por meio do algoritmo *sensorless* discutido no Capítulo 3. O chaveamento dos dois conversores é feito com uma frequência de  $3kHz$ , enquanto a frequência de amostragem é o dobro da de chaveamento, ou seja,  $6kHz$ . Os ganhos desses controladores foram obtidos considerando os parâmetros ensaiados e pela técnica de compensação previamente discutida. Esses valores são expostos na Tabela 5.2.

No lado gerador há proteções para sobrecorrente, tanto de sobrecarga quanto de curto-circuito. O algoritmo considera alguns ciclos de processamento, de modo a não acionar indevidamente por ocorrências de ruídos em um único instante. Ainda há proteção contra sobrevelocidade da máquina.

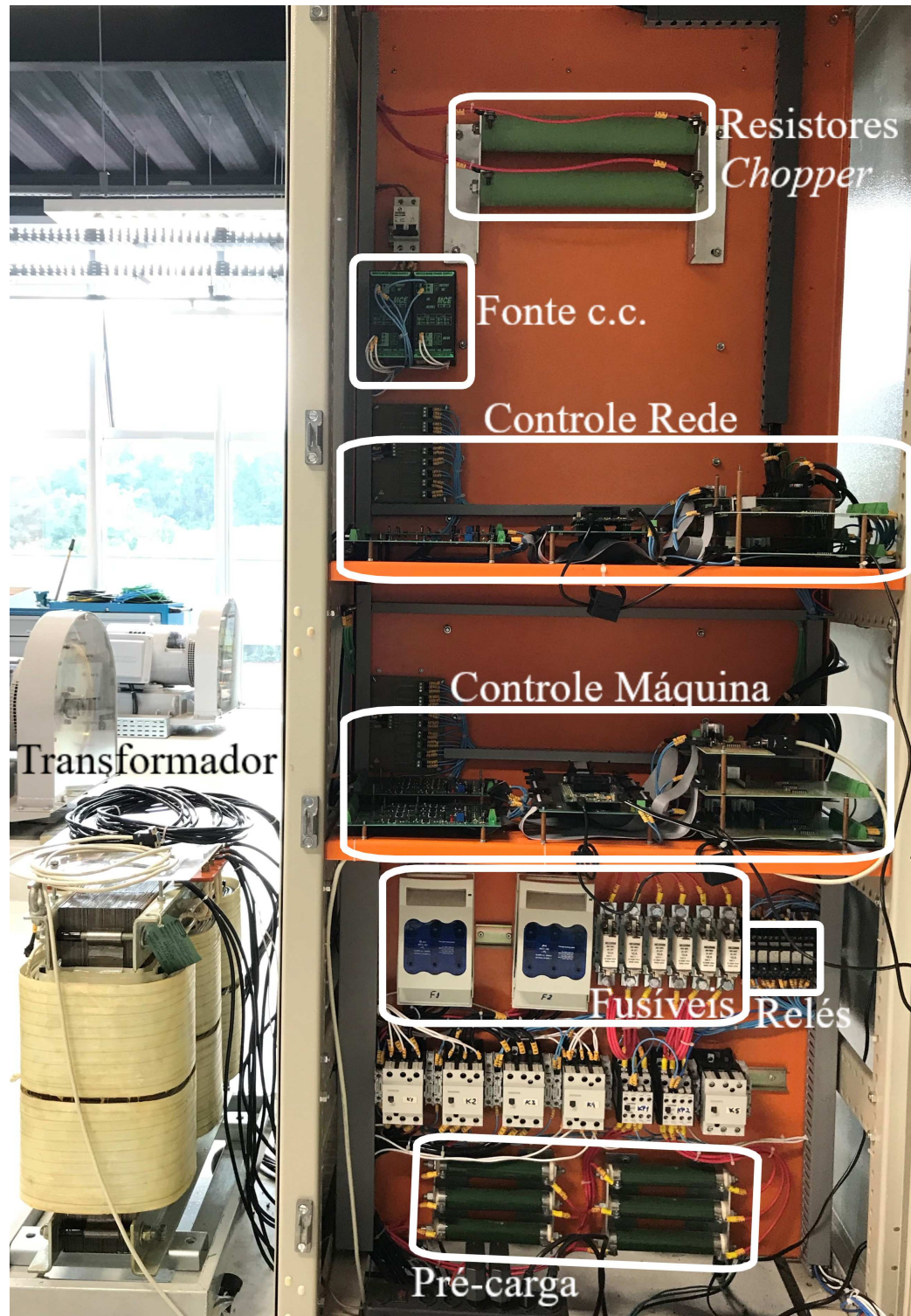


Figura 5.3: Parte frontal da bancada: Placas de condicionamento dos sinais e controle; disjuntores, fusíveis, circuitos de pré-carga e *chopper*.

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 5.2: Ganhos dos controladores das malhas de corrente do CLR e parâmetros da máquina da bancada de ensaios.

Parâmetro	Valor
$K_{p_{i_q}}$	6,714 $\Omega$
$K_{i_{i_q}}$	725,1 $\Omega/s$
$K_{p_{i_d}}$	8,175 $\Omega$
$K_{i_{i_d}}$	725,1 $\Omega/s$
$R_s$	0,2417 $\Omega$
$L_q$	10,9mH
$L_d$	8,95mH

As saídas dos controladores de corrente, que são sinais de referência de tensão, são convertidas em grandezas trifásicas por meio da transformada inversa de Park, orientada pelo mesmo ângulo obtido a partir do *sensorless*. Essas tensões no referencial abc são convertidas em comandos para as chaves estáticas dos CLMs, através do LSPWM. Para o CLM 1 utiliza-se essas tensões  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ , enquanto que, para o CLM 2, inverte-se o sinal destas tensões e defasa-se de  $180^\circ$  a portadora da modulação, assim como realizado na simulação.

### 5.1.2 Barramento c.c. dos Dois Conversores

Os dois conversores têm os barramentos independentes, como já citado. Os conversores são semelhantes, conseqüentemente, os barramentos c.c. também são iguais, a menos da diferença na fabricação de cada um dos capacitores que formam esse estágio. Para os módulos em questão, como os barramentos estão em paralelo para cada dois conversores que formam um conversor pleno, tem-se a seguinte condição: cada módulo da Semikron possui quatro capacitores, sendo que, dentre estes quatro, estão dois em série e essas duas configurações em série estão em paralelo. Logo, para o conversor pleno, o barramento c.c. equivalente tem o dobro da tensão de cada um dos capacitores - devido ao fato de dois estarem em série - e a capacitância equivalente vista é a metade do valor de um único capacitor. Na [Tabela 5.3](#), são apresentados esses valores, além dos valores limites para as chaves definidos na folha de dados do fabricante ([SEMIKRON, 2017](#)).

Tabela 5.3: Dados dos IGBTs e capacitores dos módulos da SEMIKRON SKS 46F B6CI+B1CI+B6U 26 V12.

Parâmetro	Valor
Capacitância ( $C_{cc}$ )	$4700\mu F$
Tolerância	$\pm 5\%$
Capacitância equivalente ( $C_{eqvl}$ )	$9400\mu F$
Tensão nominal do barramento ( $V_{cc}$ )	$800V$
Corrente de operação ( $I_{rms}$ )	$46A$
Tensão máxima coletor-emissor ( $V_{CE}$ )	$1200V$
Máxima frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	$5kHz$

### 5.1.3 Lado Rede

O lado rede, responsável pelo fornecimento da potência para carregar os barramentos c.c. no início da operação e depois para absorver a potência gerada pela máquina síncrona a ímãs permanentes (MSIP), é estruturado pelas seguintes partes: rede da CEMIG; transformador de 12 pulsos; filtro LCL e CLR.

Seguindo a ordem apresentada acima, a primeira parte é constituída pelo sistema trifásico fornecido pela CEMIG. O cabeamento não sai diretamente do transformador de conexão com a UNIFEI, mas pode ser considerado como no início de uma rede de distribuição, ou seja, com baixa distorção de tensão, valor de pico levemente superior ao nominal e praticamente equilibrado. Assim sendo, pode-se considerar como um barramento de potência infinita, já que em relação ao nível de potência que será gerado, é consideravelmente superior, e assim sua frequência, sequência de fase e valores de pico não são alterados pela bancada de ensaios.

Como são dois conversores que trabalham em paralelo, ambos com a mesma função de injetar potência na rede, optou-se por fazer a conexão destes com a rede por meio de um transformador de 12 pulsos. Este trafo possui o primário e o secundário com fechamento em estrela, enquanto o terciário tem fechamento em triângulo. Desta maneira, um dos problemas dos conversores - a geração de tensões com harmônicas - já é parcialmente compensado. O transformador com este tipo de configuração permite a mitigação de 5<sup>a</sup> e

7<sup>a</sup> harmônicas. Em relação aos parâmetros elétricos deste trafo, a potência aparente do primário é dividida para cada um dos enrolamentos, secundário e terciário. Ainda, utiliza-se as indutâncias das bobinas do transformador para formar o filtro LCL. Por meio de ensaios executados no trafo - ensaios de acordo com a IEC 60076-11 (IEC, 2004), obteve-se o valor indutância, mostrada na Tabela 5.4, juntamente com os outros parâmetros dos componentes deste lado da rede. Uma imagem da parte de potência do circuito é mostrada na Figura 5.4.

Para a parcela capacitiva do filtro, colocou-se um capacitor com resistores de amortecimento, um em série para cada capacitor. Logo na saída do conversor, a primeira parcela indutiva do filtro é um indutor trifásico com núcleo de aço, um para cada conversor também.

Tabela 5.4: Principais parâmetros do lado da rede da bancada de ensaios.

Parâmetro	Valor
Tensão de linha - CEMIG	220V
Frequência elétrica - CEMIG	60Hz
Potência aparente primário - transformador	42kVA
Tensão de linha máxima de operação - transformador	380V
Indutância - transformador	1,789mH
Capacitância - filtro	20 $\mu$ F
Tolerância do capacitor - filtro	5%
Tensão do capacitor - filtro	480V
R - Amortecimento/filtro	2 $\Omega$
Indutância - filtro	2mH

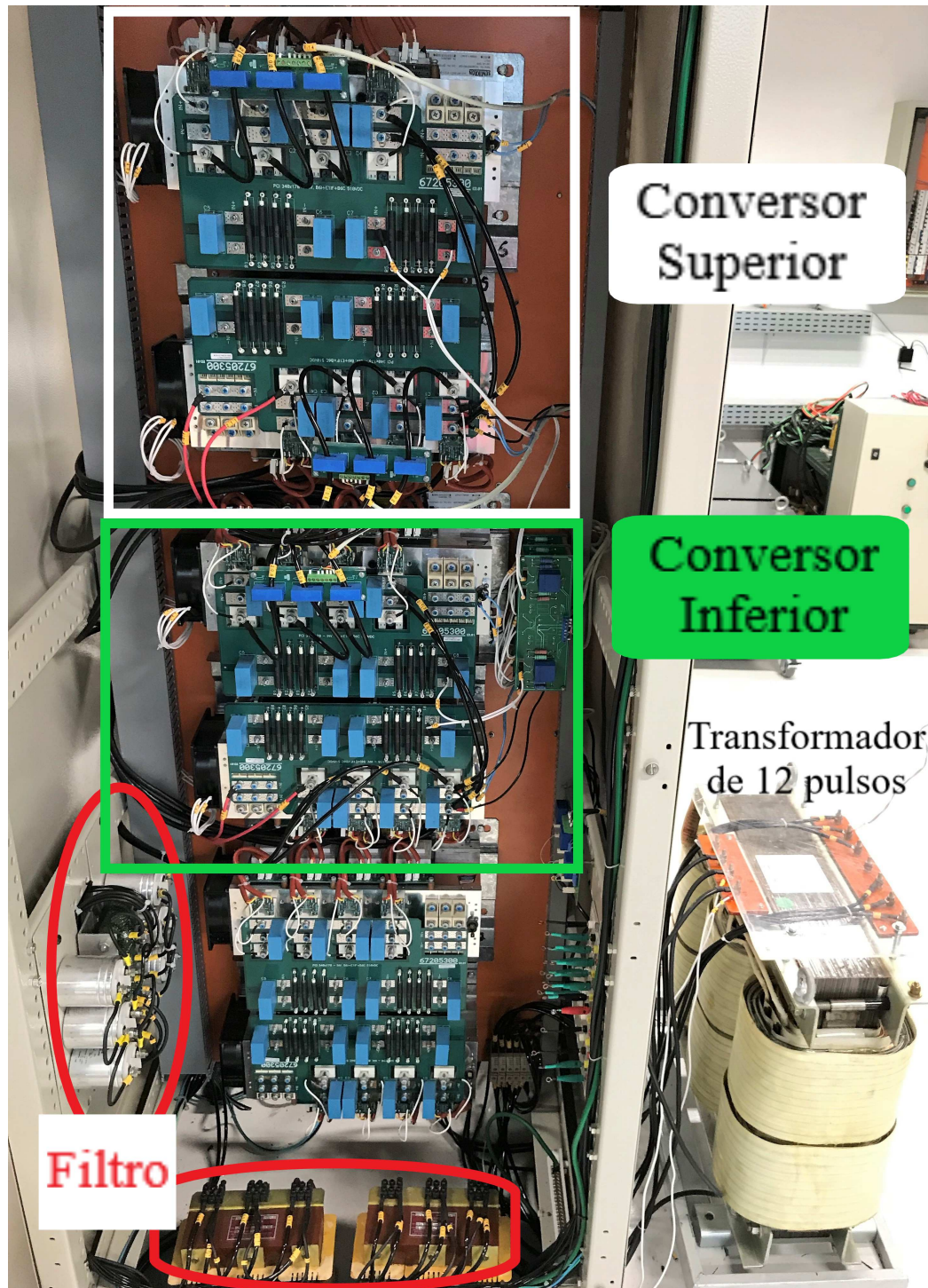


Figura 5.4: Conversores completos, filtro LCL, transformador de conexão com a rede e medições.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para visualização e análise das respostas em frequência do filtro, utilizou-se o diagrama de Bode, apresentados na [Figura 5.5](#). Em relação à corrente de saída do filtro,  $i_{rede}$ , pela tensão do conversor, vê-se que com o aumento da frequência, uma maior queda de tensão ocorre no filtro o que resulta em menor nível de corrente na saída. Ainda, a banda de passagem se encontra até cerca de  $500\text{Hz}$ , o que não afeta negativamente o sistema, que opera em torno dos  $60\text{Hz}$ . Além disso, filtra as componentes de alta frequência, advindas do chaveamento. Já para a relação entre a corrente de saída do filtro com a de saída do conversor, para baixas frequências um valor próximo ao ganho unitário ( $0\text{dB}$ ) é presenciado, que indica que estas correntes são praticamente similares. Assim, o que sai de fundamental do conversor chega ao transformador, sem ganho e com mínima alteração da fase, como visto na curva de fase. Os picos de ressonância estão localizados acima de dez vezes a frequência de operação,  $600\text{Hz}$ , e abaixo da metade da frequência de chaveamento,  $3\text{kHz}$ , o que evita de excitar esta frequência.

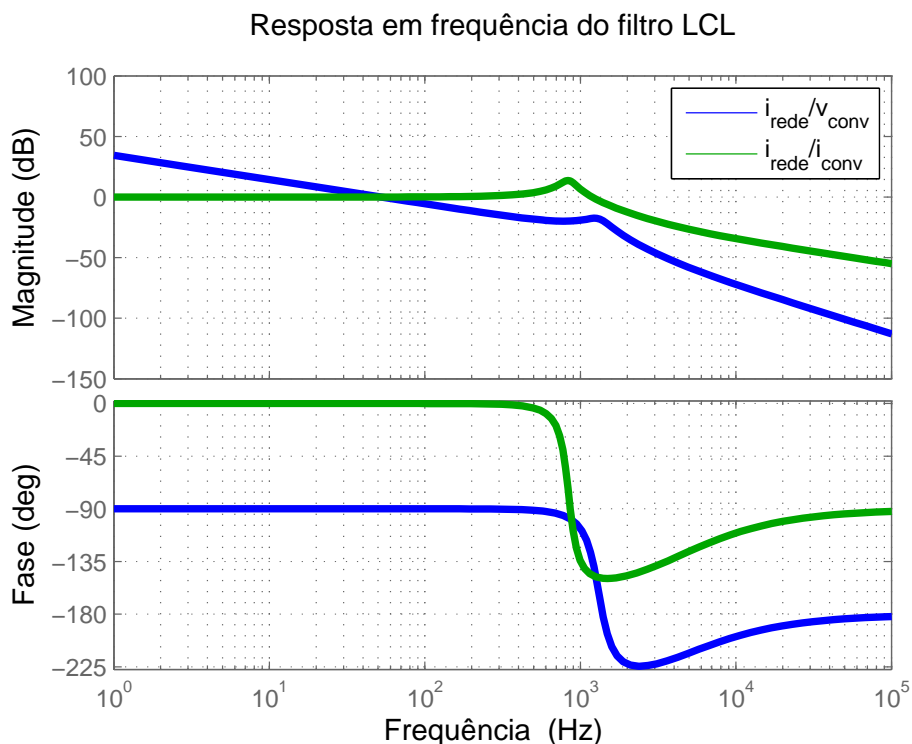


Figura 5.5: Respostas em frequência do filtro LCL na saída conversor para a rede.

Fonte: elaborado pelo autor.

No meio da conexão dos indutores do filtro com o conversor, mensuram-se as correntes de cada fase, de ambos os conversores. O sensor e condicionamento do sinal, bem como o ajuste dos ganhos, são bem equivalentes ao explanado nas medições das correntes da máquina. O mesmo é válido para as medições das tensões do secundário e terciário do transformador, em relação as medições e tratamento dos sinais das tensões das bobinas do gerador, com a diferença que foram usados sensores LV25-P (LEM, 2017). A partir destes valores advindos da rede, obtém-se o ângulo de orientação para a DDSRF-PLL que sincroniza o controle dos conversores no lado da rede. Apesar do defasamento de  $30^\circ$  existente entre as tensões de linha do conversor 1 (conectado ao secundário) e as tensões de linha do conversor 2 (conectado ao terciário), por efeito dos fechamentos em estrela e triângulo, respectivamente, não há problema para o controle, pois há uma PLL para cada conversor. Os CLRs operam de modo totalmente independente entre si.

Com os parâmetros da rede definidos, fez-se os ajustes dos ganhos dos controladores, de acordo o Capítulo 3. Os valores destes ganhos estão apresentados na Tabela 5.5. Como os filtros têm parâmetros semelhantes, os mesmos ganhos são utilizados nos dois CLRs. Deste modo, tem-se a referência da malha de controle de  $I_{r_d}$  imposto pela malha de  $V_{cc}$ , e a malha externa de  $Q$  gerando a referência para a malha interna de  $I_{r_q}$ . Assim, quando energiza-se só o CLR, drena-se potência da rede para carregar o barramento e mantê-la no nível de tensão imposto. Quando o gerador está em funcionamento, a corrente do CLM vai em sentido ao capacitor do barramento c.c. e de maneira que se mantenha o nível de tensão do barramento, o CLR retira corrente do barramento e injeta na rede.

Tabela 5.5: Ganhos dos controladores das malhas do lado rede da bancada de ensaios.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$K_{p_{v_{cc}}}$	$0,6947\Omega^{-1}$	$K_{i_{i_r}}$	$761,69\Omega/s$
$K_{i_{v_{cc}}}$	$26,08(\Omega.s)^{-1}$	$K_{p_Q}$	$0,0003589\text{rad}/A$
$K_{p_{i_r}}$	$2,28\Omega$	$K_{i_Q}$	$0,2693\text{rad}/(V.s)$

Ainda no lado rede, tem-se o circuito de pré-carga, para fazer a conexão inicial entre rede e CLRs. Este é composto por contatores que fazem a cone-

xão de resistores em série com cada uma das fases que saem do secundário e terciário, e vão para os conversores 1 e 2, respectivamente. Os parâmetros são apresentados na [Tabela 5.6](#). Também há fusíveis para a proteção. Esses resistores são necessários no início, pois quando ocorre esta energização inicial, a tensão da rede é maior que a do conversor, o que faz ocorrer a condução pelos diodos dos IGBTs, com o intuito de carregar o barramento c.c. Assim, como a resistência entre a conexão destes dois elementos é baixa, restrita ao que o filtro LCL oferece de carga, precisa-se destes resistores para limitarem a corrente, já que a variação da tensão no capacitor é grande. Quando o barramento atinge um valor estipulado em 80% do valor de pico da tensão de linha da rede, fecha-se o contator principal, formando assim um curto sobre o circuito de pré-carga, que é retirado do sistema.

Tabela 5.6: Parâmetros dos resistores dos circuitos de pré-carga e *chopper*.

Parâmetro	Valor
R - Pré-carga	56 $\Omega$
P - Pré-carga	100W
R - <i>Chopper</i>	50 $\Omega$
P - <i>Chopper</i>	400W

Além disso, como forma de proteção dos barramentos c.c. existem dois circuitos *chopper*, um para cada CLR, que comportam a necessidade de um descarregamento emergencial ou forçado do barramento. Os dados dos resistores destes circuitos também são mostrados na [Tabela 5.6](#). Os contadores, fusíveis e sistema de pré-carga já foram mostrados na [Figura 5.1](#). Fora o circuito *chopper*, existem proteções instantâneas do nível de tensão dos barramentos c.c. por meio da DSP. Outras proteções para os conversores lado rede são: sobrecorrente de curto-circuito e sobrecarga; sub e sobretensão do barramento c.c. e para ligar/desligar o *chopper*; sub e sobrefrequência. Todas essas são realizadas para os CLR 1 e 2, de modo temporizado por ciclos de processamento.

## 5.2 Resultados Experimentais

Para avaliar o funcionamento da bancada, fez-se testes práticos analisando o comportamento de algumas grandezas elétricas, como: corrente, tensão, potência, entre outras. Como instrumentos de medição, utilizou-se quatro osciloscópios da fabricante Tektronix, modelo TPS 2024B, e um analisador de qualidade de energia da fabricante Fluke, modelo 435 Serie 1. Os osciloscópios possuem quatro canais isolados, que podem ser usados tanto com pontas de tensão quanto de pontas de prova de corrente. Para todos os osciloscópios utilizou-se um *trigger* externo, para ser possível comparar os resultados no mesmo instante de tempo.

### 5.2.1 Energização e Ensaio Iniciais

No primeiro momento, energizou-se a bancada, realizando o seguinte procedimento: fecha-se o contator do circuito de pré-carga; ao atingir 30% do valor de pico da tensão de linha da rede, liga-se por um curto período o circuito *chopper* para verificar o funcionamento deste; verificado a operação da condição anterior, volta-se a carregar o barramento c.c. pelos diodos das chaves até que ao atingir o valor limite, o contator principal entra e o CLR fica conectado ao transformador, por meio do filtro LCL. A [Figura 5.6](#) apresenta a tensão do barramento c.c. no gráfico de cima e as correntes de cada fase,  $I_{r1a}$ ,  $I_{r1b}$  e  $I_{r1c}$ . Observa-se que ao iniciar o carregamento dos capacitores do barramento c.c. as correntes sobem instantaneamente e vão reduzindo ao passar do tempo. Visualiza-se ainda o momento em que o *chopper* é acionado e desligado, tal como o fechamento do contator principal, onde há o maior pico das correntes trifásicas.

As correntes rapidamente se estabilizam num valor baixo, apenas para a manutenção do nível de tensão do barramento c.c. e a troca de potência reativa do filtro com a rede. Este valor pode ser observado na [Figura 5.7](#), onde há uma pequena quantidade potência ativa negativa para suprir as perdas do transformador e filtros e a potência reativa para magnetização do trafo, componentes dos filtros e capacitores do barramento c.c. Ainda são apresentados os valores eficazes das tensões e correntes no primário na [Figura 5.8](#).

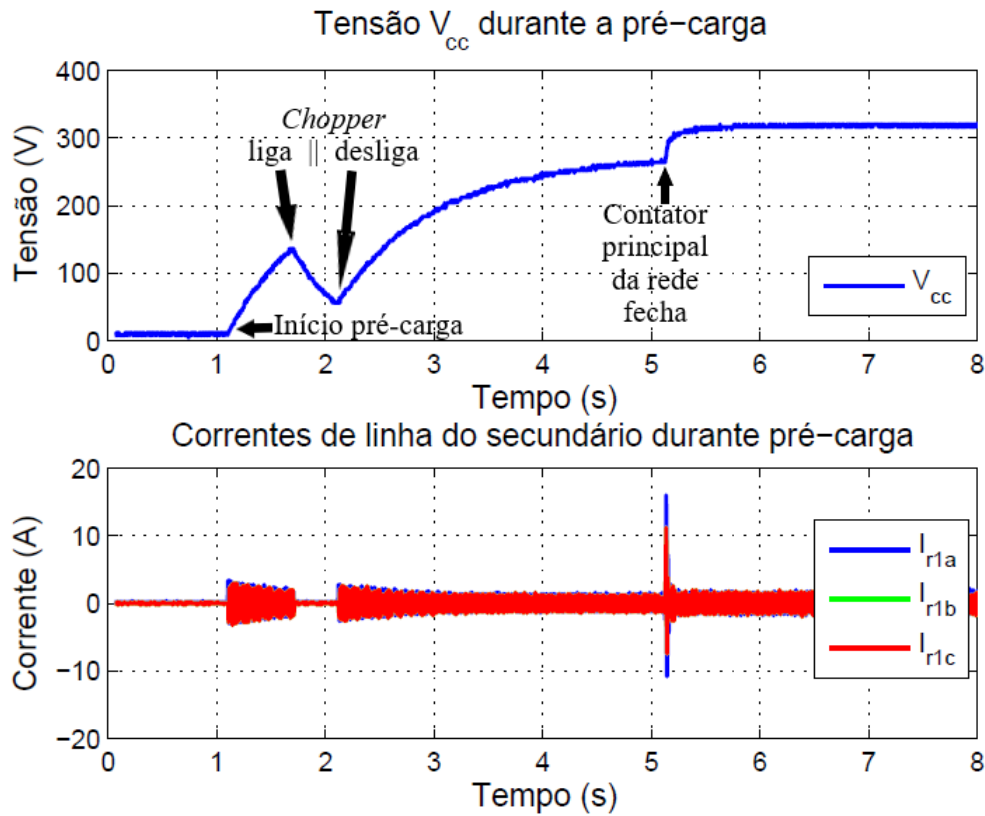


Figura 5.6: (a) Curvas de tensão do barramento c.c. e (b) correntes no secundário durante a energização da bancada.

Fonte: elaborado pelo autor.

POWER & ENERGY					
0:00:13					
					Total
kW					- 0.23
					Total
kVA					0.69
					Total
kvar	AB	BC	CA	Total	
	0.24	0.15	0.23	0.62	
					Total
PF					-0.33
29/11/17 13:41:31 127V 60Hz 3Ø IT EN50160					

Figura 5.7: Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, sem chaveamento.

Fonte: elaborado pelo autor.

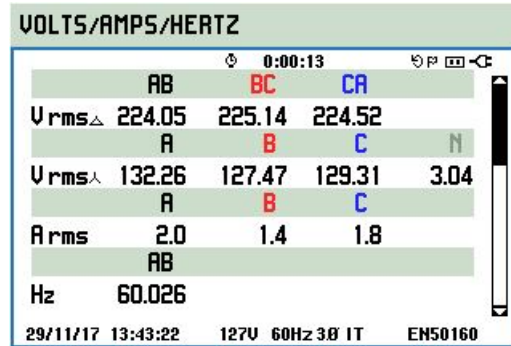


Figura 5.8: Tensões e correntes na rede, sem chaveamento.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para esta primeira condição de operação, coletou-se duas das tensões e duas das correntes de linha de ambos os conversores e o balanço de potência. Ao observar as [Figura 5.9](#) e [5.10](#), nota-se um baixo valor nas correntes e as tensões praticamente senoidais. Ainda se destaca o atraso das correntes em relação à tensão, devido à característica indutiva dominante nesta seção do sistema, já que possui a indutância do transformador. A distorção nas correntes se deve ao baixo valor das correntes para magnetizar o transformador e os indutores de núcleo de aço.

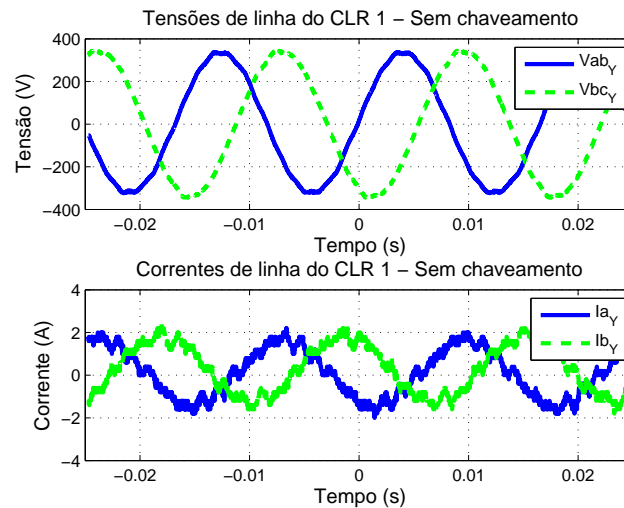


Figura 5.9: Tensões e correntes de linha no secundário, sem chaveamento.

Fonte: elaborado pelo autor.

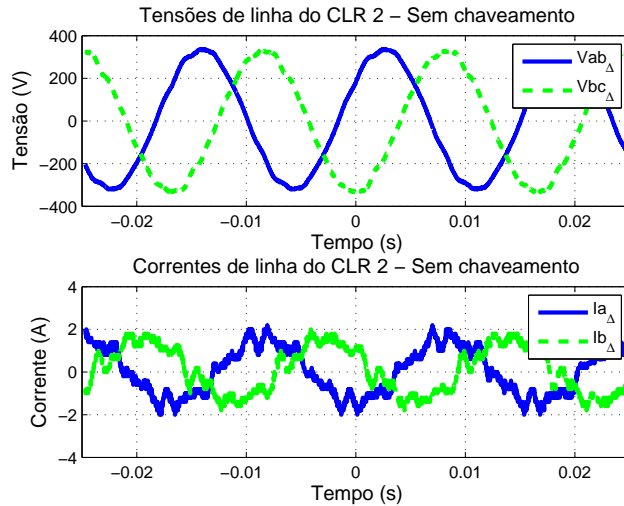


Figura 5.10: Tensões e correntes de linha no terciário, sem chaveamento.

Fonte: elaborado pelo autor.

Já com a rede em conexão com ambos CLRs, inicia-se o chaveamento destes conversores. O valor de referência inicial imposto para a potência reativa é de 0VAR e para a referência de barramento c.c. é de 400V. Este valor para a malha de  $V_{cc}$  foi adotado de forma que se tenha uma folga para um melhor índice de modulação para o CLR, pois como o valor de pico da tensão de linha da rede já carrega o barramento em aproximadamente 311V, dá-se esta diferença de quase 90V. No que concerne ao lado da máquina, que vê a interação entre os dois barramentos c.c., avaliando o pico da tensão de cada bobina de 622,25V, os CLMs conseguem realizar o chaveamento controlado. Além disto, não ultrapassa o limite de isolamento das bobinas, que é de 600V por bobina, de acordo fabricante.

Assim, ao iniciar o controle do estágio c.c., aumenta-se o nível de corrente advinda da rede para carregar o barramento até o valor de referência. Ao entrar em regime permanente, novamente, coletou-se as grandezas elétricas para uma visualização do comportamento do sistema nestas circunstâncias. A potência reativa aumenta um pouco seu valor em razão da necessidade de um pouco mais de magnetização no transformador, enquanto a potência ativa tem uma elevação considerável, pois agora o controle do barramento c.c. exige corrente de eixo direto para regular a tensão de  $V_{cc}$ . A [Figura 5.11](#)

apresenta esses valores. Já nas tensões e correntes no secundário e terciário do transformador, as mudanças em relação as apresentadas nas figuras 5.9 e 5.10 são mínimas, com as tensões nada alteradas e as correntes levemente maiores e ruidosas. Posto o motivo comentado, as imagens são omitidas.

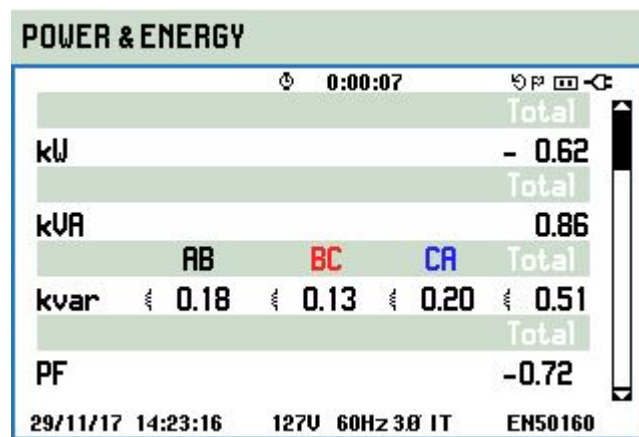


Figura 5.11: Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, controlando  $V_{cc}$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.2.2 Controle Barramento c.c.

Antes de realizar a conexão com a máquina, fez-se testes para comprovar o funcionamento dos controles dos CLRs. Desta maneira, testou-se o controle de  $V_{cc}$  primeiramente, onde se aplicou um degrau de 20V, ou seja, 5% do valor em que o barramento ficará controlado. Nas figuras 5.12 e 5.13 vê-se as referências e valores medidos de ambos controladores, CLR 1 e 2, respectivamente. Como mencionado, foi projetado um controle mais lento, de modo que as malhas internas de  $I_{r_d}$  não afetem as externas, de cada conversor. Deste jeito, com degraus aplicados, o sobressinal alcançado é de 15% e um tempo de acomodação de aproximadamente 0,406s, conforme Figura 5.12 e Figura 5.13. Ainda é possível ver o comportamento da corrente de eixo direto, que é exigida para carregar o barramento em um nível maior de tensão no barramento c.c, e que vai reduzindo até o mínimo valor para continuar com o valor de tensão de referência.

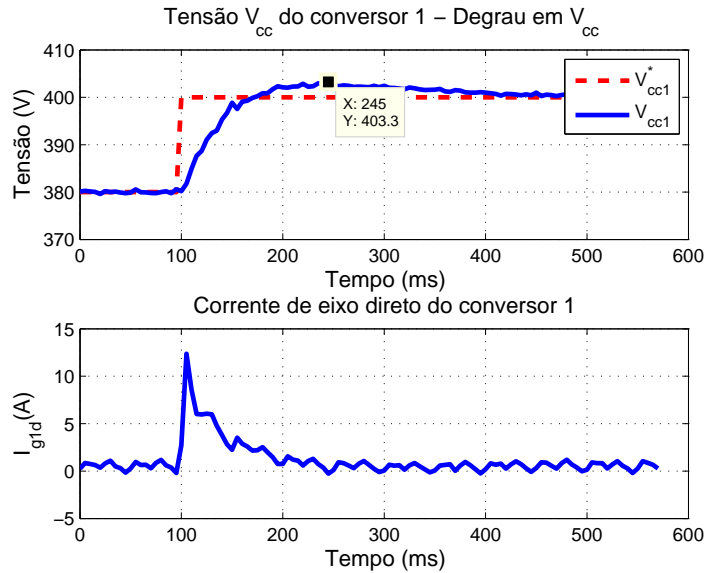


Figura 5.12: Degrau na referência em  $V_{cc}$  do conversor 1 e respectiva corrente de eixo direto.

Fonte: elaborado pelo autor.

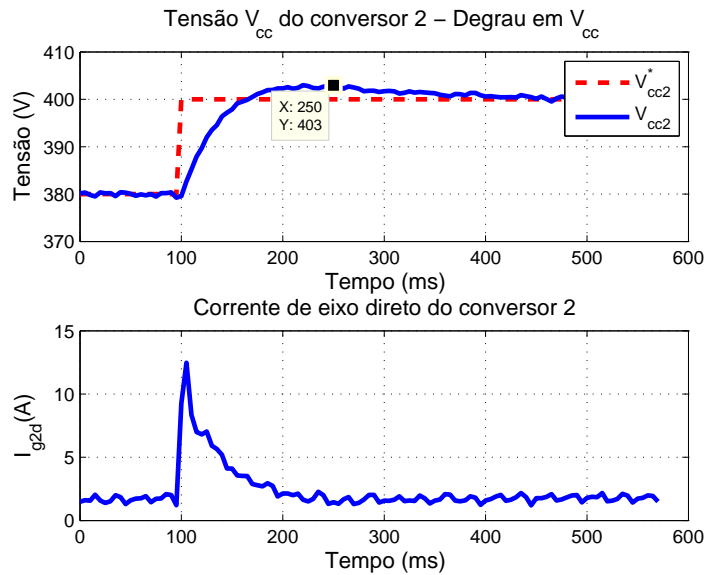


Figura 5.13: Degrau na referência em  $V_{cc}$  do conversor 2 e respectiva corrente de eixo direto.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.2.3 Controle de Potência Reativa

Após verificado o correto funcionamento do controle da tensão  $V_{cc}$ , realizou-se testes na malha de potência reativa. Foram inseridos como referência duas condições: uma com  $Q^*$  positiva e outra negativa, com o intuito de verificar se é possível fazer uma compensação tanto capacitiva quanto indutiva.

A potência reativa do sistema foi controlada em três diferentes condições. Não foi inserido nenhum filtro nestas malhas, então como  $I_{r_q}$  possui variações em seu sinal devido à medição, isso reflete no cálculo da realimentação de  $Q$ . Em zero, tem-se a condição padrão, vista na Figura 5.14. Para este caso, as potências na rede são mostradas na Figura 5.11. Ao colocar na referência, da malha do CLR 1, o valor de 1500VAR fará com que o sistema absorva mais esta quantidade de reativo, que como é positiva tem característica indutiva. Esta injeção na rede pode ser observada na Figura 5.15, que já tinha 0,62kVAR indutivo e soma-se aos 1500VAR imposto pelo controle do CLR 1. Ressalta-se que ao lado do valor total de  $kVAr$ , aparece um símbolo de um indutor.

Para o terceiro caso, onde se define uma referência de -1500VAR, o sistema recebe este valor de  $Q$ , conforme Figura 5.16. Mais uma vez, salienta-se o fato de ao lado dos valores de  $Q$  para cada fase e total possuírem a figura de um capacitor, indicando a forma de reativo que está sendo introduzido à rede.

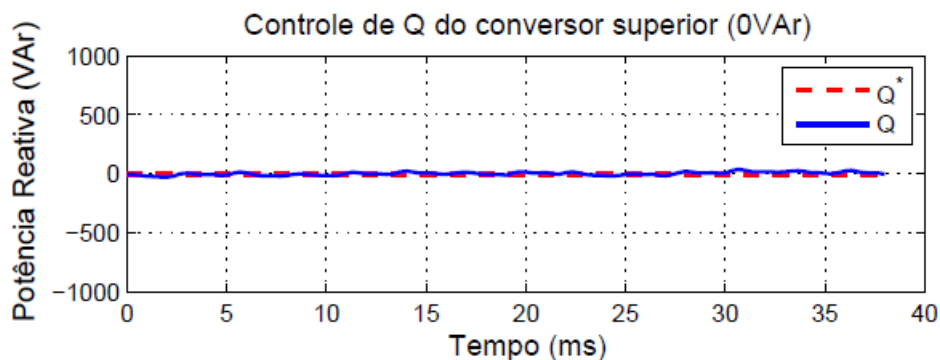


Figura 5.14: Sistema sem compensação de potência reativa.

Fonte: elaborado pelo autor.

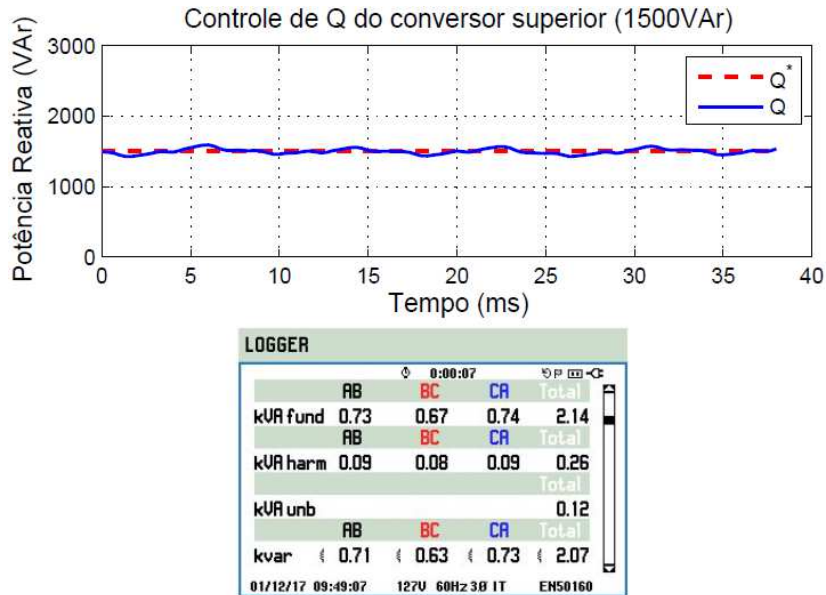


Figura 5.15: Controle de  $Q$ , potências aparente e reativa na rede, com injeção de 1,5kVAr indutivo pelo conversor 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

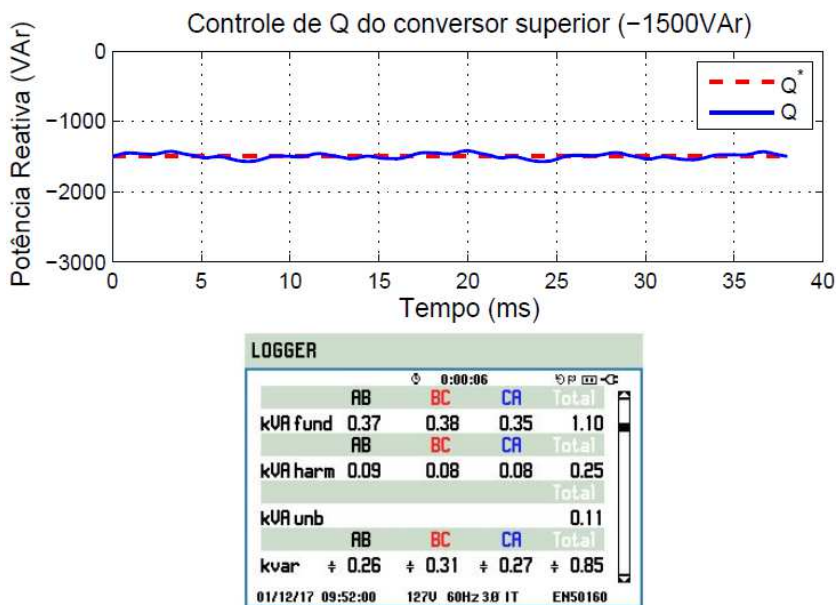


Figura 5.16: Controle de  $Q$ , potências aparente e reativa na rede, com injeção de 1,5kVAr capacitivo pelo conversor 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para finalizar os testes de potência reativa, escolheu-se a referência de 500VAr para as duas malhas de  $Q$ , tanto do CLR 1 quanto do CLR 2, como visto na Figura 5.17, para verificar se ambos em operação não afetam um ao outro. Novamente, as oscilações nos valores de realimentação das malhas estão presentes, pelo mesmo motivo já dito. E conforme esperado, ambos conversores, inserem a potência na rede, que é somada com a inicial, formando assim uma potência reativa de 1,62kVAr indutiva.

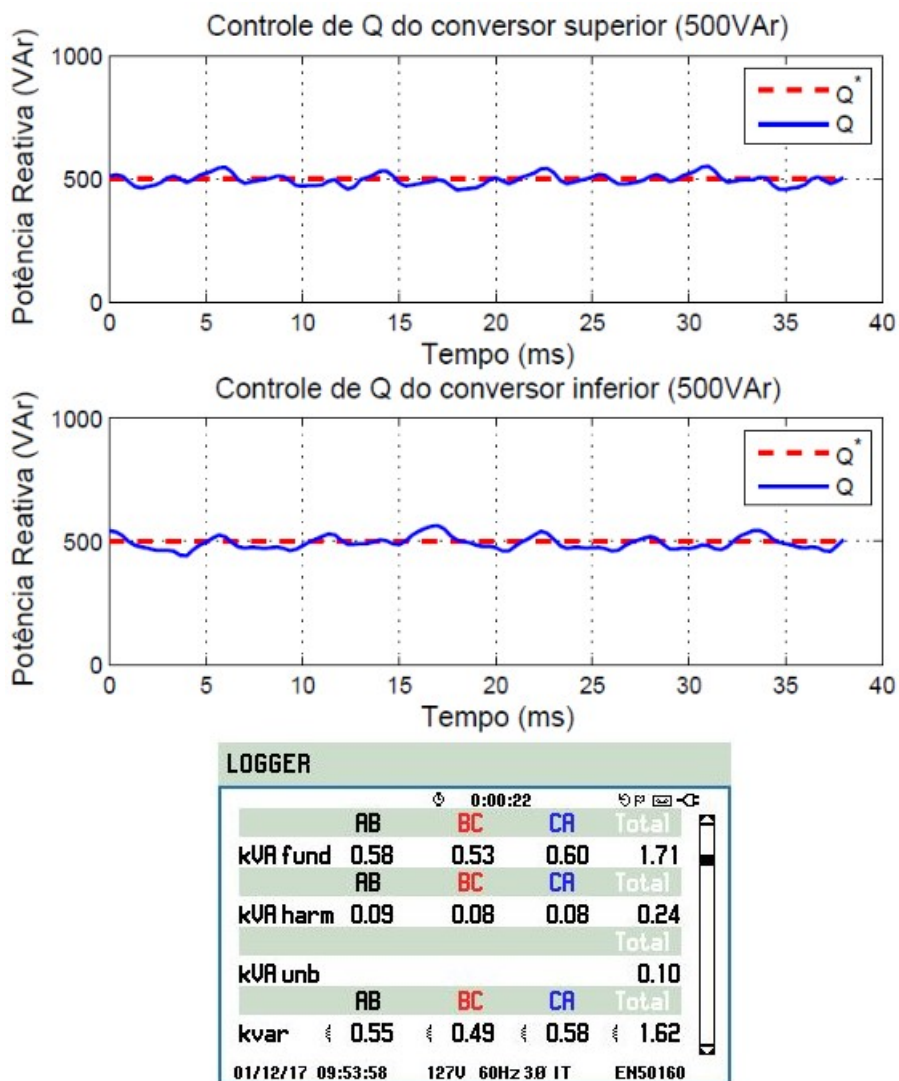


Figura 5.17: (a) e (b) Potência reativa nos dois CLRs, ambas com referência de 500VAr; e (c) potências aparente e reativa na rede.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.2.4 Controle do Gerador e Fluxo de Potência

A seguir, com os CLRs funcionando normalmente e controlando as tensões dos barramentos c.c. em 400V, fez-se testes do sistema completo. Para realizar a conexão do gerador com os CLMs, acionou-se a máquina a vazio, com o inversor de frequência controlado por velocidade. Com 20% da velocidade nominal, comanda-se para o sistema de controle começar a atuar, com ambas as referências dos controladores de corrente em zero. Vê-se claramente na [Figura 5.18](#) o momento em que o controle e o chaveamento se iniciam. As tensões deixam de ser senoidais e passam a ter 5 níveis. O sistema passa rapidamente pelo transitório e se estabiliza.

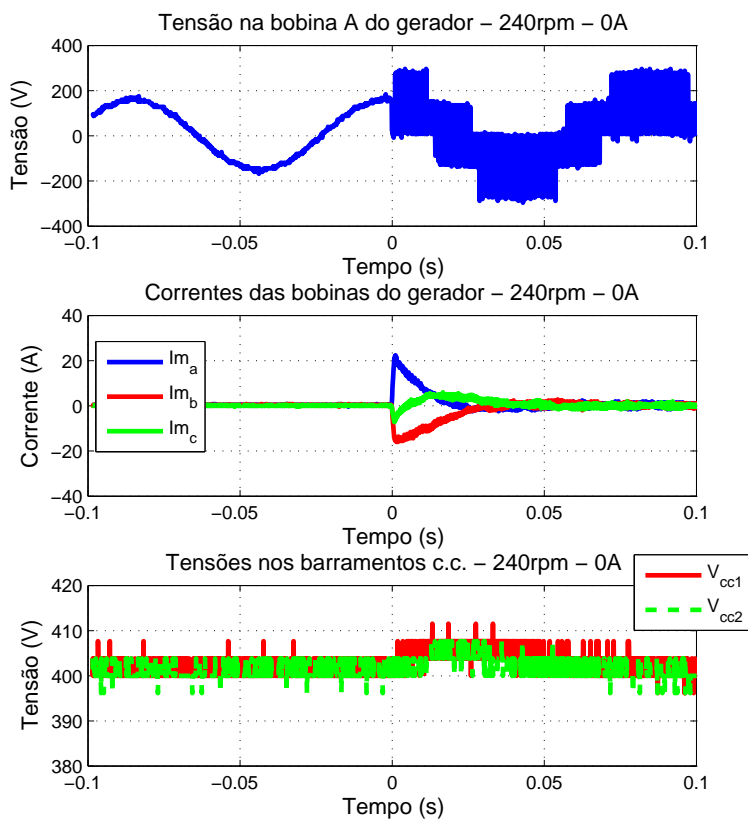


Figura 5.18: Tensões e correntes nas bobinas do gerador, durante conexão inicial com os CLMs.

Fonte: elaborado pelo autor.

Os barramentos c.c. sofrem uma perturbação pela variação da corrente da máquina, exatamente como esperado, mas o controle foi capaz de rejeitar o distúrbio, com uma variação de 1%, atingindo 2% em poucos momentos singulares.

Para esta situação de funcionamento, observou-se de novo as potências na rede e, agora, as distorções harmônicas de tensão e corrente. Também monitorou-se as tensões e correntes nos dois CLRs. Nesse momento, opera-se o gerador a vazio, já que  $I_{m_q}$  está controlado em zero. A variação na potência ativa é bem baixa, menor que 100W, pois o sistema pouco alterou sua condição. Quem ainda está mantendo a tensão do barramento é a potência advinda da rede, como se vê na [Figura 5.19](#).

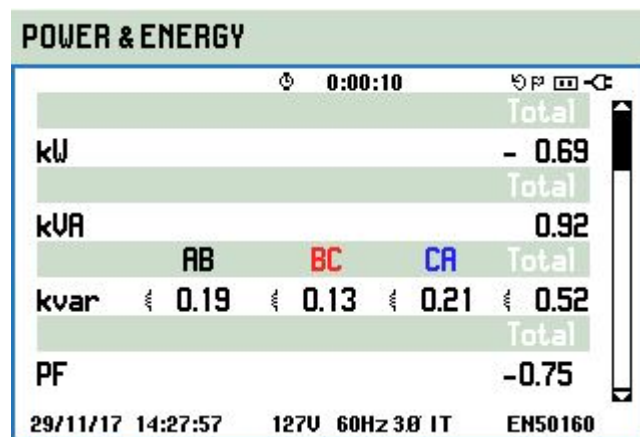


Figura 5.19: Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, máquina a vazio.

Fonte: elaborado pelo autor.

Antes de aumentar o valor de corrente e, como resultado, a potência gerada na máquina, avaliou-se os controladores de corrente por meio de aplicação de degraus nas referências. Primeiro foi avaliado o controle da malha de  $I_{m_q}$ , já que é o responsável direto pela geração de energia elétrica pela MSIP com a orientação utilizada. Aplicou-se um degrau de 5A, valor este de quase metade do nominal, e que permite uma melhor visualização. Pela [Figura 5.20](#) observa-se a malha respondendo com um baixo valor de *overshoot* e um tempo de subida por volta de 20ms, o que está de acordo com a sintonia utilizada. Vale apontar ainda que a corrente de eixo direto não sofre

variação, comprovando o desacoplamento entre os eixos.

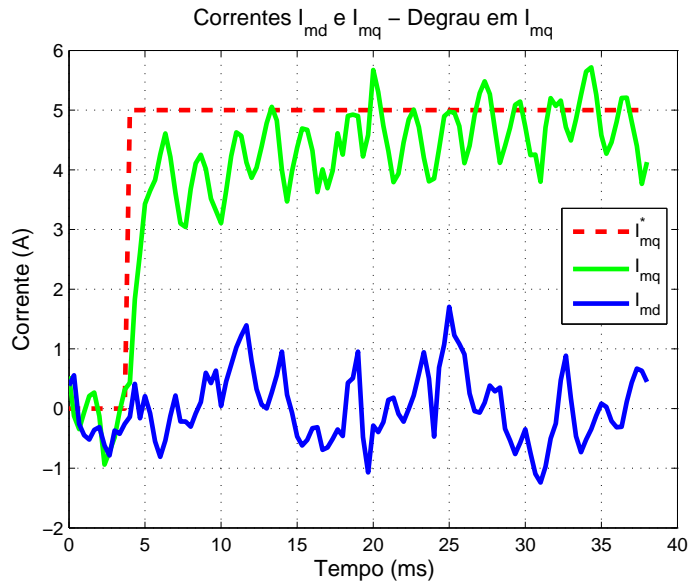


Figura 5.20: Degrau na referência em  $I_{mq}$  do CLM e respectiva corrente de eixo direto.

Fonte: elaborado pelo autor.

Já para a malha de  $I_{md}$ , que altera o fluxo magnético resultante na máquina, passou-se uma referência de 5A também, e como pode ser visto na [Figura 5.21](#) o valor medido sobe mais rapidamente para a referência, com um pouco mais de sobressinal e menor tempo de subida que na malha de corrente de eixo de quadratura. Isto ocorre pelo fato da indutância do eixo direto ( $L_{md}$ ) ser ligeiramente menor que a de eixo de quadratura ( $L_{mq}$ ).

Ressalta-se que estes últimos dois gráficos apresentados são resultados coletados do *software* CodeComposer, que faz a comunicação com a DSP utilizada. De modo a obter tanto o transitório, como a estabilização das correntes, foi necessário coletar dados pelo dobro do período de tempo de aquisição. São armazenados apenas 115 pontos e para a taxa de amostragem adotada, um ciclo de aquisição estende-se à apenas 19ms. Isto acaba por prejudicar a qualidade do resultado apresentado, devido ao efeito de *aliasing*. Assim, como o *ripple* nessas correntes são de alta frequência, a amostragem traduz como uma oscilação na resposta.

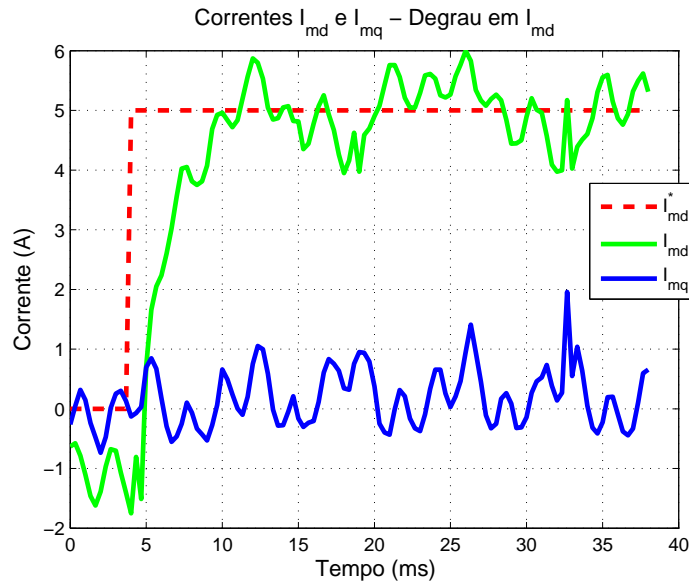


Figura 5.21: Degrau na referência em  $I_{m_d}$  do CLM e respectiva corrente de eixo de quadratura.

Fonte: elaborado pelo autor.

Com a mesma velocidade de 20% da nominal de giro do conjunto gerador, incrementou-se  $I_{m_q}^*$ , ou seja, a referência do controlador da malha de corrente de eixo de quadratura, a fim de extrair potência desta para injetar na rede. Um valor de 7A foi escolhido, de modo que o conjugado do MIT que simula a turbina eólica foi de quase 80% do nominal. Optou-se por não operar acima deste torque, para evitar possíveis distúrbios mecânicos e porque com essa capacidade já é possível avaliar bem o comportamento das variáveis observadas. Assim, avaliando do gerador para a rede, veem-se na [Figura 5.22](#) as tensões e correntes de cada bobina do gerador. Em relação às tensões, devido ao comportamento similar de um conversor de três níveis da interação dos dois CLMs, notam-se os cinco níveis nas formas de onda. As correntes estão em fase com as tensões, apontando a geração de potência ativa. A menos do *ripple* inerente ao chaveamento, os picos das correntes estão em torno dos 7A. Estes sinais de corrente apresentam uma característica senoidal, apenas com a indutância de cada bobina da máquina. Na mesma figura, ainda pode se observar as tensões dos barramentos c.c. de ambos os conversores variarem até 4V para cima ou para baixo, que representa um pouco menos de 1% do valor em questão.

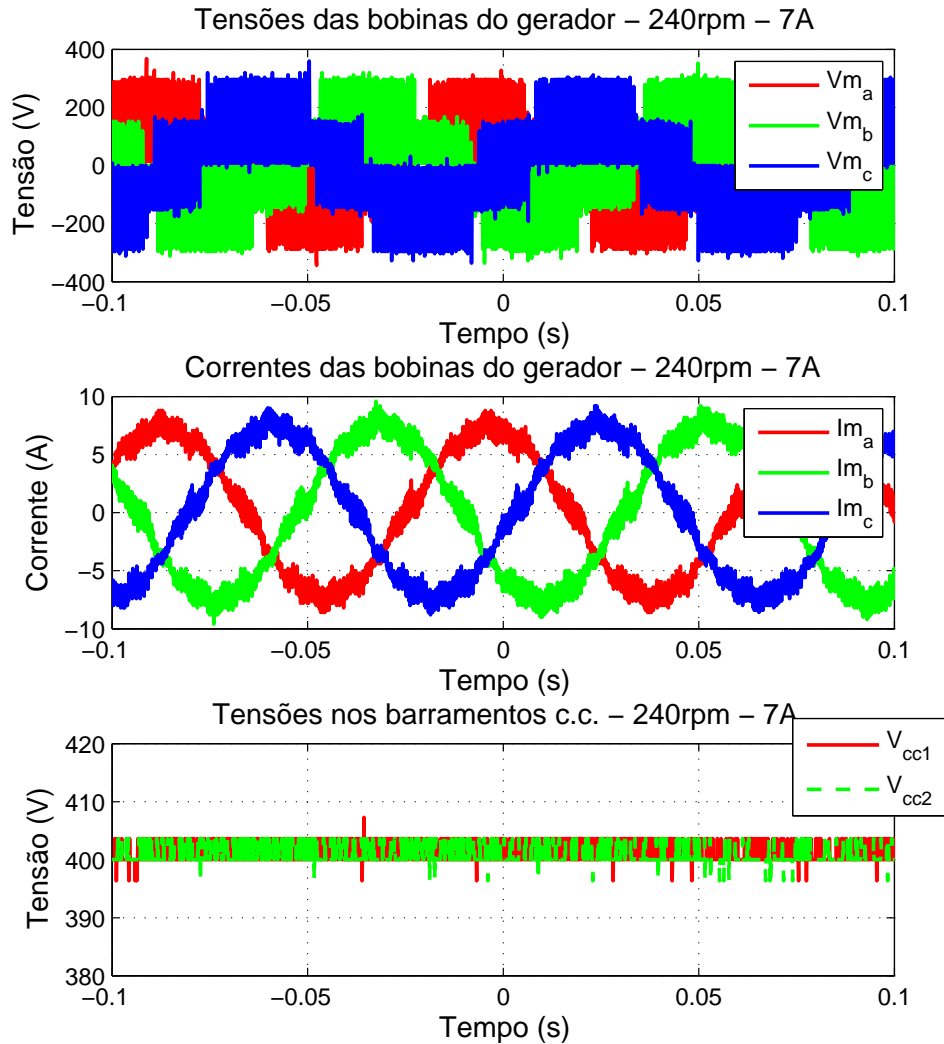


Figura 5.22: Tensões e correntes nas bobinas do gerador, a 240rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Prosseguindo com a análise, ao visualizar as tensões no secundário e terciário do transformador, nota-se que não há alteração aos resultados mostrados anteriormente, portanto, os gráficos das tensões serão omitidos. Já para as correntes mostradas na [Figura 5.23](#), apresentam valores próximos,

mostrando assim uma divisão da potência gerada para cada um dos dois conversores. No entanto, com esse baixo nível de potência injetada, as harmônicas geradas pela conversão c.c./c.a. ficam mais evidentes. Em relação ao distúrbio nos picos das formas de onda, presume-se que ocorrem devido ao tempo morto existente nos módulos da SEMIKRON e que não foi prevista uma compensação deste tempo morto.

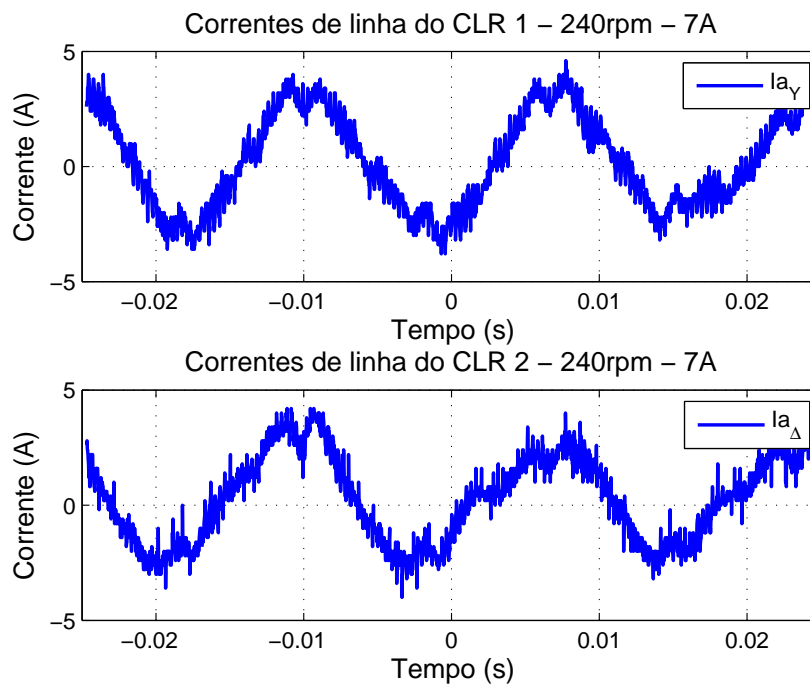


Figura 5.23: Correntes de linha no secundário e terciário, com gerador a 240rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Ao analisar a rede, repara-se que a potência ativa está em sentido à rede. O valor passa dos -0,63kW, nas condições sem geração, para 0,78kW, como mostrado em [Figura 5.24](#). O que era esperado, já que a potência ativa no referencial síncrono, de acordo a [Equação 3.19](#), é diretamente proporcional ao  $V_{m_q}$  e  $I_{m_q}$ , que valem aproximadamente 135V e 7A, respectivamente. Assim,  $P$  gerada vale cerca de 1,4kW. Salienta-se que devido à orientação pelo fluxo de rotor adotada para os CLMs, a tensão está toda sob o eixo de quadratura, zerando assim a parcela de  $V_{m_d}$ . Pode-se ver que como o valor em módulo

das potências não variou muito, as correntes cresceram sensivelmente, como se observa na [Figura 5.25](#). As tensões, não sofrem modificação alguma visível.

POWER & ENERGY				
0:00:08				
				Total
kW				0.78
				Total
kVA				0.95
				Total
	AB	BC	CA	Total
kvar	0.16	0.12	0.15	0.44
				Total
PF				0.82
29/11/17 14:34:29 127V 60Hz 3Ø IT EN50160				

Figura 5.24: Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, com gerador a 240rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

VOLTS/AMPS/HERTZ				
0:00:09				
				AB
$V_{rms\Delta}$	222.95	224.22	223.37	
				A B C N
$V_{rms\lambda}$	131.36	126.97	128.88	2.90
				A B C
$A_{rms}$	2.3	2.1	2.5	
				AB
Hz	60.042			
29/11/17 14:35:07 127V 60Hz 3Ø IT EN50160				

Figura 5.25: Tensões e correntes de linha na rede, com gerador a 240rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Esses pontos refletem na análise das harmônicas. A  $THD_v$  se mantém com o mesmo valor. Tendo em conta isto, a imagem deste resultado foi omitido. Com a  $THD_i$  a mudança aparece, conforme a pequena variação na corrente, todavia, restando na casa dos 24,5%, dada a [Figura 5.26](#). Este alto valor é porque a THD faz seu cálculo com base na fundamental e as correntes estão em níveis baixos. Seria preferível utilizar a distorção de demanda total (TDD), que faria a análise baseada na THD juntamente com o valor da

fundamental ou valor eficaz real. Todavia, o analisador utilizado não dispõe desta função.

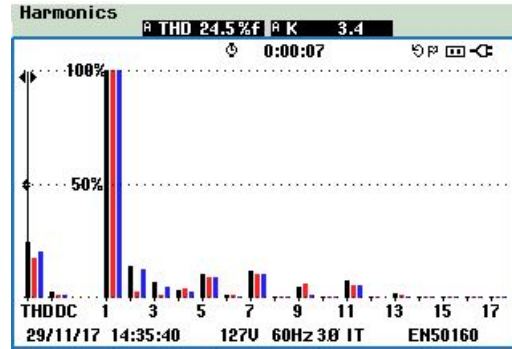


Figura 5.26: Espectro de frequência da corrente na rede, com gerador a 240rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Um próximo caso testado, além de alguns outros que os resultados serão omitidos por simples efeito de repetição, foi realizado com 60% da velocidade nominal. Assim, para a mesma condição de 7A na referência de  $I_{m_q}$ , coletou-se e analisou-se os dados. Agora a frequência elétrica do gerador é de 36Hz e seu  $V_{m_q}$  é por volta de 430V.

Ao visualizar a [Figura 5.27](#), nota-se uma grande diferença na forma de onda da tensão, que nesta situação atinge sete níveis. Aqui são visualizadas uma maior quantidade de níveis devido ao ponto de medição, em cima das bobinas. Devido à necessidade de um maior nível de tensão para o funcionamento do gerador, o conversor trabalha com mais estados de chaveamento que permitem alcançar esta condição. O que é bastante desejável, pois com mais níveis a forma de onda se aproxima mais de uma situação ideal com senoides puras. Pode-se salientar ainda o valor máximo de tensão aplicado, que conforme a teoria apresentada no [Capítulo 2](#), vê-se uma tensão na faixa dos 600V, que equivale aos  $\frac{2}{3}$  da soma dos níveis de tensão dos dois barramentos c.c.

Esta forma de onda das tensões nas bobinas refletem diretamente nas correntes da máquina que também vão tendo suas formas suavizadas, ou seja, menos distorcidas. O controle dos barramentos c.c. continuam atuando corretamente, mesmo com o maior nível de potência injetado, porém, osci-

lam um pouco mais durante o tempo. Inclusive, estas oscilações podem ser advindas de perturbações mecânicas, razão de que maior potência está sendo drenada deste conjunto gerador. Com estas condições, a potência gerada é cerca de 4,515kW.

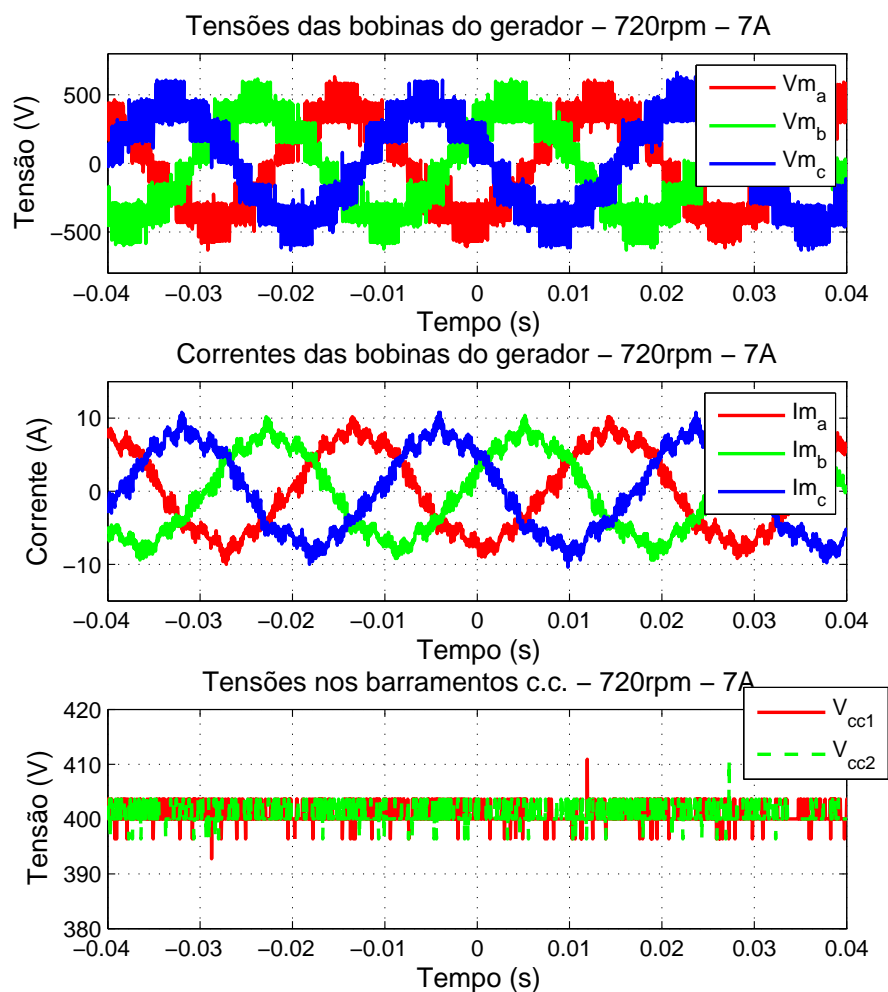


Figura 5.27: Tensões e correntes nas bobinas do gerador, a 720rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Nas saídas dos dois CLRs, a mudança que ocorre é no nível das correntes

atingidas. Como se vê na [Figura 5.28](#), tal como se tem maior quantidade de potência gerada, as correntes crescem. Com o maior nível de corrente, o controle é capaz de atuar de maneira mais eficaz. As tensões não se alteram mais uma vez e não são apresentadas.

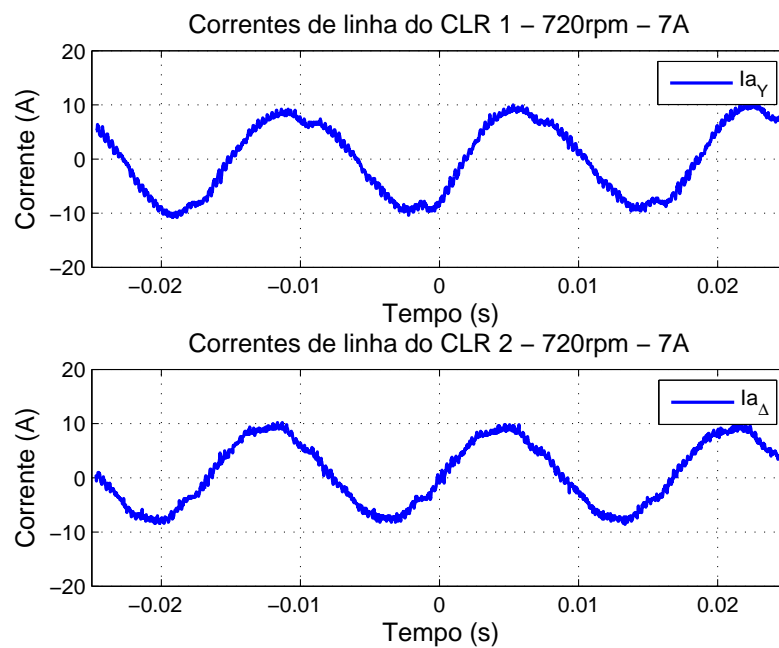


Figura 5.28: Correntes de linha no secundário e terciário, com gerador a 720rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Com o intuito de mostrar as formas de onda das tensões e correntes na rede, com os mesmos 7A de referência no controle de  $I_{m_q}$  e 50% da velocidade nominal, as tensões e correntes na rede são apresentadas na [Figura 5.29](#). Como visto, as tensões praticamente não são distorcidas, enquanto as correntes apresentam uma boa quantidade de componentes harmônicas, o que as deformam consideravelmente.

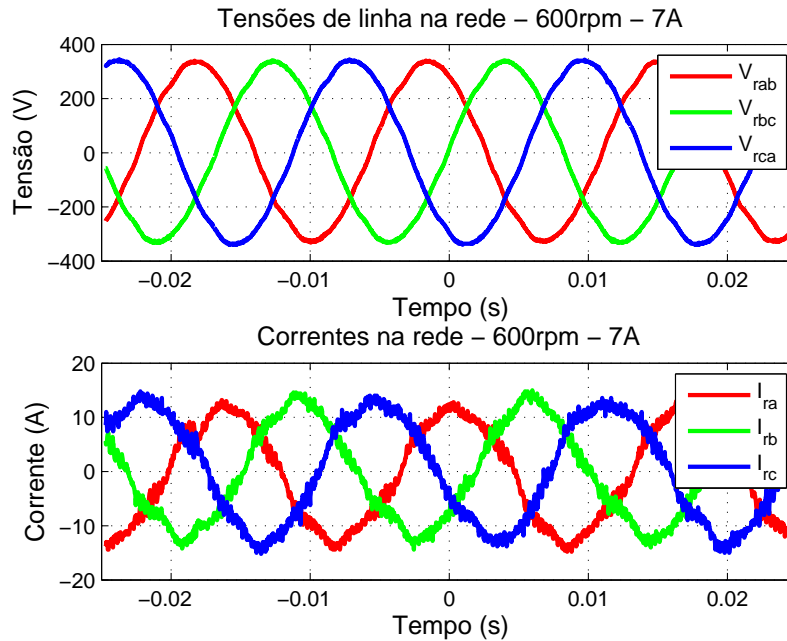


Figura 5.29: Tensões e correntes de linha no primário, com gerador a 600rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Quando se avalia a [Figura 5.30](#), mais uma vez se ratifica a transferência de potência da máquina para a rede. Retirando as perdas do sistema, o valor de 3,9kW está sendo fornecido à rede. Em conjunto com a redução da parcela de  $Q$ , nota-se que o fator de potência (FP) na rede se torna unitário, condição muito diferente ao início da operação do sistema, quando era drenado potência ativa para manter o controle dos  $V_{cc}$  e trocado uma certa quantidade de reativo com a rede. Como resultado deste maior porção de potência circulante para o sistema, as correntes também aumentam, vide [Figura 5.31](#).

Em relação ao conteúdo harmônico presente na tensão, é idêntico aos casos anteriores e, por isso, não será apresentado novamente. Já nas correntes, as componentes individuais são drasticamente reduzidas com o aumento do valor das correntes, e por decorrência disso, a  $THD_i$  chega ao patamar de 8,1%, o que é bem abaixo dos casos iniciais, sem potência gerada. Na [Figura 5.32](#) estão destacadas estas informações.

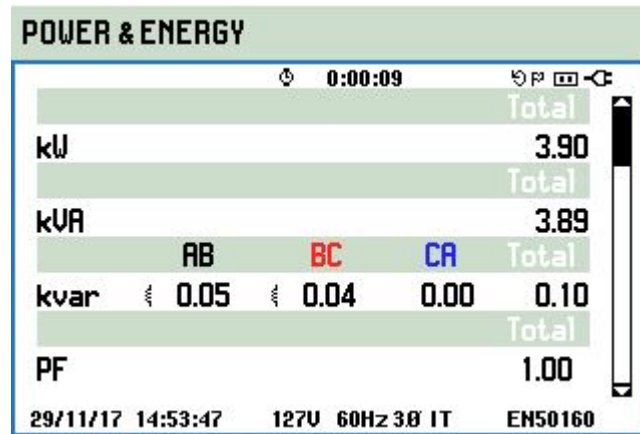


Figura 5.30: Potências ativa, aparente, reativa e fator de potência na rede, com gerador a 720rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

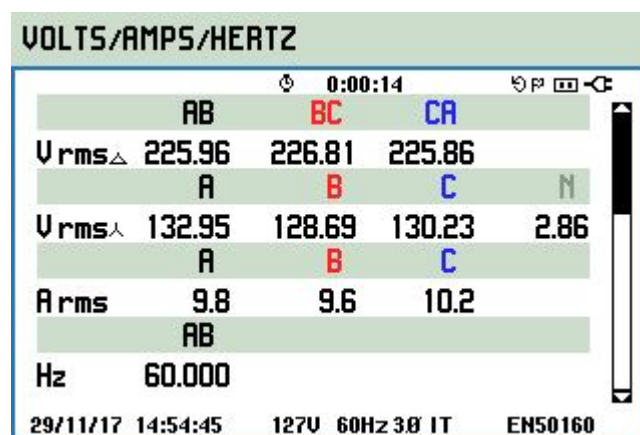


Figura 5.31: Tensões e correntes de linha na rede, com gerador a 720rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

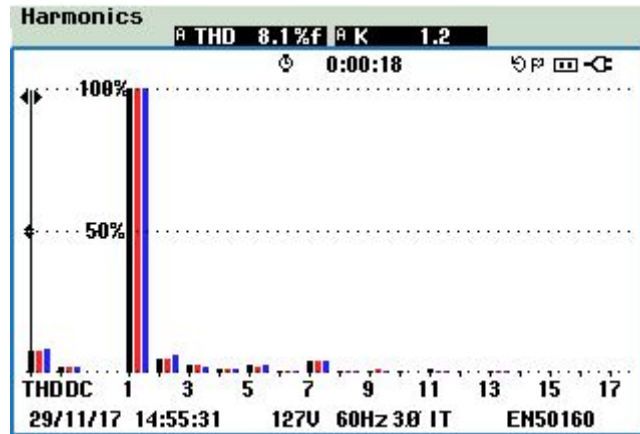


Figura 5.32: Espectro de frequência da corrente na rede, com gerador a 720rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 400V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Com o barramento controlado em 400V extraiu-se esta quantidade de potência, não apenas pelo fato das condições mecânicas e estar alcançado quase o torque nominal do MIT, mas pelo fato que com o aumento da velocidade a tensão induzida nos terminais de estator do gerador também vão se elevando. Quando a máquina atinge velocidades na casa dos 66% do valor nominal, isso remete a tensões induzidas de 500V, que são superiores ao valor do nível de tensão dos dois  $V_{cc}$ , e portanto, não operou-se nessa situação.

Como meio de contornar esta situação, controlou-se em um nível superior de tensão os barramentos c.c. Assim, aplicou-se uma referência de 500V para ambos os conversores, controle feito pelo CLR de cada um destes. Nesta situação, acelerou-se o conjunto gerador até 75% do valor nominal, velocidade que antes não era alcançada devido aos motivos comentados. Colocou-se então a referência de  $I_{m_q}$  em 7A. Apresenta-se na [Figura 5.33](#) as tensões e correntes das bobinas A e B do gerador. As tensões da figura possuem os sete níveis, com um maior valor máximo, por conta do novo nível de tensão em  $V_{cc}$ . Mas pode-se notar que já está se aproximando novamente do limite controlável. Nestes gráficos mostram-se correntes com valores máximos médios na faixa dos 7A, conforme a referência imposta, e ainda a frequência elétrica de 45Hz, ou melhor, o período das correntes de 22,2ms.

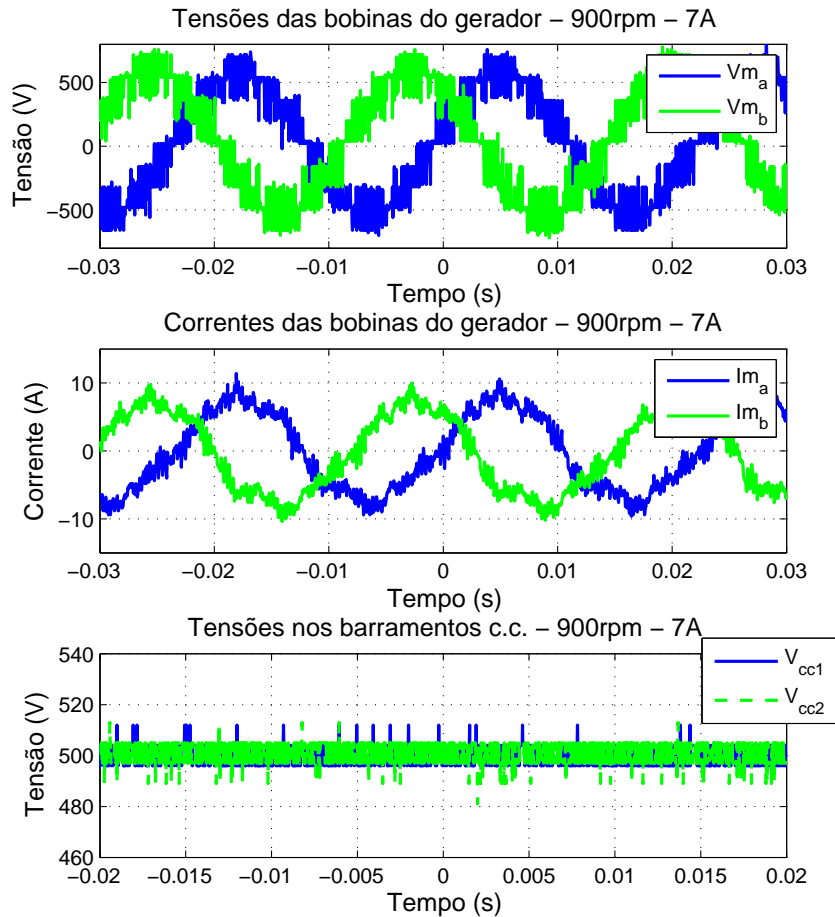


Figura 5.33: Tensões e correntes nas bobinas do gerador, a 900rpm e  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 500V.

Fonte: elaborado pelo autor.

Do mesmo modo como feito anteriormente, acompanhou-se as grandezas de tensão e corrente no secundário e terciário do transformador, para confirmar o fluxo de potência para a rede. Mesmo com a alteração do nível de tensão do barramento c.c., isto não causa diferença significativa nas tensões nos terminais do transformador. As curvas destas tensões são equivalentes as visualizadas quando no início só controlou-se  $V_{cc}$ . Na [Figura 5.34](#) visualiza-se que as correntes alcançam maior nível, pelo fato da maior quantidade de potência que está sendo gerada e injetada na rede. A  $THD_i$  medida nesta

situação foi de 8,39%, não apresentando diferença significativa ao caso anterior.

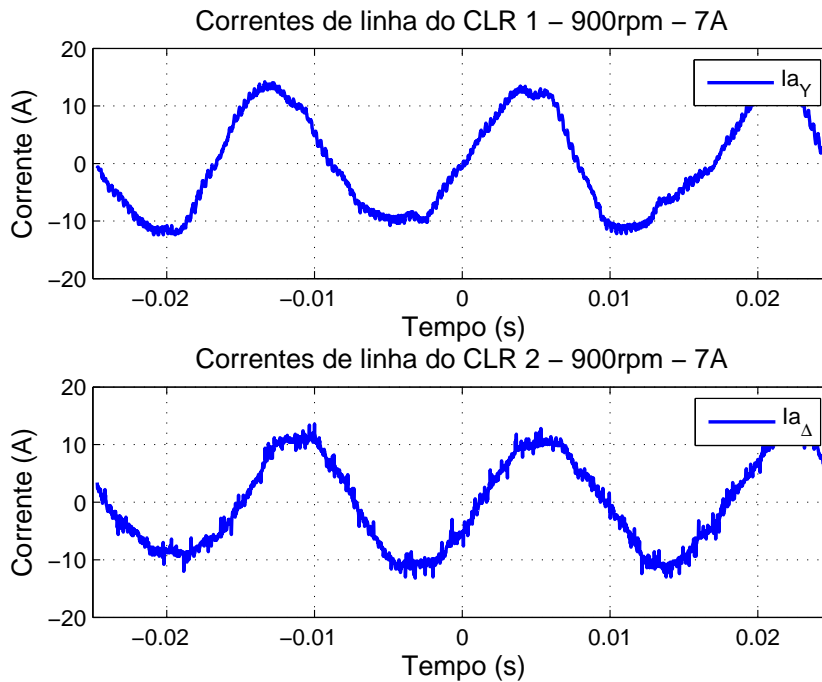


Figura 5.34: Correntes de linha no secundário e terciário, com gerador a 900rpm,  $I_{m_q} = 7A$  e barramentos c.c. controlados em 500V.

Fonte: elaborado pelo autor.

No analisador de QEE, desta vez, fez-se uma análise no tempo. Como pode ser visto na [Figura 5.35](#), o momento em que se tem referência 0A para  $I_{m_q}$ , em seguida 4A e depois 7A. Esta última situação, foi o momento em que se extraiu mais potência nos testes, com mais da metade da potência nominal. Em valores, pelo mesmo cálculo utilizado nos casos anteriores,  $P \approx 5,4kW$ . Tal gráfico apresentado, ratifica a compensação das perdas do sistema e o valor líquido de  $P$  que é fornecido.

Apesar de não serem apresentados resultados com a potência nominal do gerador, foi comprovado o funcionamento do sistema para mais da metade desta potência. Gerou-se energia elétrica nos terminais de estator da máquina com amplitude e frequência distintas da rede e, através do controle simultâneo dos dois conversores, foi possível fornecer esta energia gerada para

a rede. Para se atingir potência nominal seria necessário o aumento do nível da tensão dos barramentos c.c. para próximo de seus limites de operação, além dos distúrbios mecânicos no conjunto gerador, que começaram a surgir com os altos níveis de potência extraídos, já que o MIT operava bem próximo de seu conjugado nominal e leves desalinhamentos no acoplamento entre as máquinas. Por medidas de se evitar possíveis danos ao sistema como um todo, tanto nos capacitores quanto nos componentes mecânicos, optou-se por permanecer nas condições de operação apresentadas.

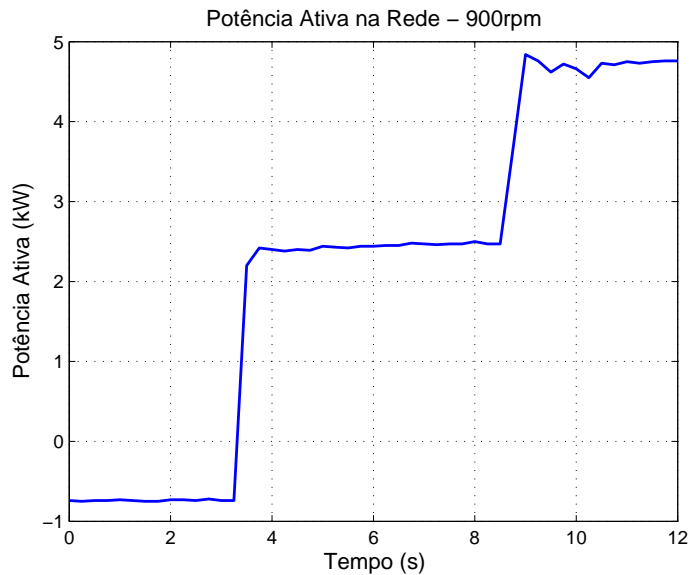


Figura 5.35: Evolução da potência ativa na rede, ao longo das variações de referência de  $Im_q$ , com o gerador a 900rpm e os barramentos c.c. em 500V.

Fonte: elaborado pelo autor.

## 5.3 Considerações Finais

Ao longo deste capítulo foi apresentada e discutida a bancada de ensaios em escala reduzida. Passando desde a descrição de cada parte que a compõe, bem como a função e o funcionamento destas. Ao final, fez-se testes experimentais para visualizar a correta operação do sistema.

A bancada representa um sistema real, onde a rede faz exatamente o

mesmo papel original, com o ponto de ser considerado um barramento de potência infinita, pois em relação ao nível de potência gerado, é muito superior. Os dois conversores *back-to-back* também são similares ao utilizado em polos geradores, só que de menor capacidade de potência. O lado gerador é composto por um MIT acionado por um inversor de frequência, que simula a turbina eólica, mais a máquina síncrona a ímãs permanentes, que é o gerador elétrico acoplado diretamente ao eixo do simulador.

Os testes efetuados abrangem a conexão e operação dos dois conversores com a rede, controle das tensões dos barramentos c.c. independentes e a compensação de potência reativa da rede. Além disto, e como principais resultados, a geração de energia elétrica pela MSIP, transferência desta potência para o estágio c.c. que, então, a injeta na rede. Foram feitos esses testes para diferentes velocidades de giro das máquinas, ou seja, diversas frequências, comprovando a operação do sistema.

# Conclusões e Propostas de Continuidade

---

Com o crescimento da potência instalada de SCCEs, novas tecnologias devem ser buscadas para o progresso da obtenção da energia. Melhorias em desempenho, redução de manutenção, robustez, qualidade de energia elétrica e melhor utilização dos equipamentos, entre outros fatores, são obtidos com pesquisas e estudos. Ao longo da execução deste trabalho, através das análises dos resultados coletados, foi possível fazer algumas conclusões sobre o sistema com bobinas abertas.

Como visto, foi possível modelar computacionalmente as principais partes que compõem o sistema. Isto permitiu a simulação e visualização das respostas da operação do sistema em distintas condições de operação. A utilização de dois conversores em paralelo conectados à rede e aos seis terminais de estator do gerador permitiu que mais níveis fossem aplicados aos enrolamentos de potência da máquina. Além disso, menor potência foi transferida por cada um dos conversores, reduzindo os níveis de isolamento e de corrente dos elementos do conversor em comparação com o caso em que se utilizasse apenas um único conversor. Os controladores foram capazes de manter o sistema sob as condições de funcionamento e controlar a tensão do barramento c.c., permitindo a entrega de potência para o sistema elétrico, mesmo durante o transitório de vento.

A bancada de ensaios em escala reduzida permitiu a realização de testes, representando um sistema de conversão comercial. Por mais que o gerador seja de uma potência muito inferior ao de um aerogerador de uma usina, o

comportamento elétrico é bem representado nesta condição de menor escala. Assim, o sistema em bobinas abertas mostrou a capacidade de operação no lado rede, de modo independente, possibilitando o controle da injeção de potências ativa e reativa, de acordo com o necessário. Com os conversores em paralelo, foi praticável a aplicação de método de modulação *interleaving*, que dobra a frequência de chaveamento com o ângulo de deslocamento adequado, e melhora o sinal resultante da interação dos dois conversores. No lado máquina, com dois conversores de dois níveis, obteve-se um comportamento de um conversor de três níveis.

Ainda destaca-se que quanto maior o nível de potência entregue à rede, maior a amplitude das correntes injetadas, que resultam numa menor  $THD_i$ . Como a distorção harmônica total depende da componente fundamental, a maior quantidade de potência fornecida remete a uma melhor condição de operação em relação à QEE.

Por fim, conclui-se que SCCEs com bobinas abertas ficam como uma solução para sistemas de grande nível de potência, como no caso de usinas *offshore*, pois permitem a divisão da potência transferida, aumentam a redundância do sistema para o caso de faltas e manutenções, incrementam níveis na forma de tensão aperfeiçoando as formas de onda dos grandezas elétricas de saída, reduzem o nível de tensão e corrente que incidem sobre os dispositivos semicondutores, afastando-os de seus limites de operação.

## 6.1 Propostas de Continuidade

O estudo aqui apresentado mostra que há outros campos e situações que podem ser exploradas para este tipo de configuração, destacando os seguintes:

- Estudar o sistema com conversores de mais níveis
- Operar o sistema para situações de distúrbios e verificar a suportabilidade frente a estas condições;
- Utilizar outras técnicas de modulação para efeito de comparação e que explorem mais das redundâncias existentes para os estados de chaveamento;

- Projetar diferentes filtros para buscar uma melhor resposta nas correntes injetadas no sistema elétrico;
- Implementar um controle de velocidade ou torque para o gerador, conforme é empregado em usinas de geração eólica;
- Reduzir o campo magnético da máquina, através da malha de eixo direto, para testar a operação com a tensão do barramento c.c. já utilizada e sob maiores velocidades de rotação.

## 6.2 Artigos Publicados

A presente dissertação resultou no artigo de congresso:

- V. Ricardi, F. F. V. Matos, V. M. R. de Jesus, C. V. de Sousa, L. E. L. A. Zica and V. F. Mendes, "Control and Operation of Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Wind Generator," 2017 14th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Juiz de Fora, 2017, pp. 1-6.

O artigo acima foi indicado para possível publicação nos periódicos: *IEEE Transactions on Industry Applications* (TIA) ou *IEEE Industry Applications Magazine*. Além disso, foram publicados os seguintes artigos em áreas correlatas ao trabalho:

- V. Ricardi, V. F. Mendes, A. Y. M. Nagatome, L. A. G. Freire, F. F. V. Matos and C. V. de Sousa, "Low-voltage Ride-through analysis of permanent magnet synchronous wind generator with harmonic distortion and frequency deviation using resonant controllers," 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianopolis, 2017, pp. 1-6.
- R. C. da Silva, S. M. de Souza, G. L. dos Reis, V. Ricardi and J. L. da Silva, "Control design of a Synchronous Generator of a horizontal axis wind turbine," 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianopolis, 2017, pp. 1-8.

- V. Ricardi, V. M. R. de Jesus, V. F. Mendes, F. R. G. Soares and F. F. V. Matos, "Low-voltage ride-through of PM synchronous wind generator under asymmetrical voltage sags with constant power," 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Belo Horizonte, 2016, pp. 829-835.

---

## Referências Bibliográficas

---

ABEEOLICA. *Dados Mensais Dezembro 2017*. 2017. Disponível em: <[www.abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2017/12/Dados-Mensais-ABEEolica-12.2017.pdf](http://www.abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2017/12/Dados-Mensais-ABEEolica-12.2017.pdf)>.

AL., L. H. H. et. *Conceptual Survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines*. 2001. Disponível em: <[http://orbit.dtu.dk/files/7712332/ris\\_r\\_1205.pdf](http://orbit.dtu.dk/files/7712332/ris_r_1205.pdf)>.

BABA, G. D. P. G. S.; PRASAD, P. R. New multi level inverter with lspwm technique. *International Journal of Engineering Research and Technology (IJERT)*, v. 2, n. 2, p. 1 – 5, 2013. ISSN 2278-0181.

BAIJU, M. R. et al. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 794–805, May 2004. ISSN 0885-8993.

BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 2, p. 708–719, March 2012. ISSN 0093-9994.

CARDENAS, R. et al. Overview of control systems for the operation of dfigs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 7, p. 2776–2798, July 2013. ISSN 0278-0046.

CHEN, J. et al. Modeling and simulation of directly driven wind turbine with permanent magnet synchronous generator. In: *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5. ISSN 2378-8534.

CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 8, p. 1859–1875, Aug 2009. ISSN 0885-8993.

CHIVITE-ZABALZA, J. et al. Multi-megawatt wind turbine converter configurations suitable for off-shore applications, combining 3-l npc pebbs. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2635–2640. ISSN 2329-3721.

DATTA, R.; RANGANATHAN, V. T. A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 18, n. 1, p. 163–168, Mar 2003. ISSN 0885-8969.

DHAMO, A. S. L. An improved performance of sensorless pmsm drive control with sliding mode observer in low speed operation. *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, v. 4, n. 5, p. 2205 – 2211, 2013. ISSN 2231-5381. Disponível em: <http://www.ijettjournal.org/volume-4/issue-5/IJETT-V4I5P172.pdf>.

DWIA. *Offshore Wind Conditions*. 2003. Disponível em: <http://drmstrre.dk/wp-content/wind/miller/windpower%20web/en/tour/wres/offshore.htm>.

ERIKSSON, S.; BERNHOFF, H.; LEIJON, M. Evaluation of different turbine concepts for wind power. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 12, n. 5, p. 1419 – 1434, 2008. ISSN 1364-0321. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032107000111>.

FEI, X. et al. A novel sensorless control of pmsg based on sliding mode observer. In: *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.

FOLLETT, A. *Germany Facing Mass Blackouts Because The Wind And Sun Won't Cooperate*. 2017. Disponível em: [dailycaller.com/2017/02/28/germany-facing-mass-blackouts-because-the-wind-and-sun-wont-cooperate/](http://dailycaller.com/2017/02/28/germany-facing-mass-blackouts-because-the-wind-and-sun-wont-cooperate/).

GEORGE, D. S.; BAIJU, M. R. Decoupled random modulation technique for an open-end winding induction motor based 3-level inverter. In: *2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 2, p. 1022–1027.

GRABIC, S.; CELANOVIC, N.; KATIC, V. A. Permanent magnet synchronous generator cascade for wind turbine application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1136–1142, May 2008. ISSN 0885-8993.

GWEC. *Global Wind Report: Annual Market Update 2016*. 2016.

HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 1, p. 49–61, Jan 1999. ISSN 0885-8993.

HEIER Y. LANG, N. Z. S.; KOURO, S. *Grid Integration of Wind Energy: Onshore and Offshore Conversion Systems*. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.

HERBERT, G. J. et al. A review of wind energy technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 11, n. 6, p. 1117 – 1145, 2007. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403210500095X>>.

HOLTZ, J.; OIKONOMOU, N. Optimal control of a dual three-level inverter system for medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 3, p. 1034–1041, May 2010. ISSN 0093-9994.

IEC. *IEC 60076: Power Transformers. Part 11: Dry-type transformers*. 2004.

JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. S. M. L. Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 692–698. ISSN 2165-0454.

KHADRAOUI, M. R.; ELLEUCH, M. Comparison between optislip and fixed speed wind energy conversion systems. In: *2008 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.

KOUTROULIS, E.; KALAITZAKIS, K. Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 486–494, April 2006. ISSN 0278-0046.

KRAUSE O. WASYNCZUK, S. D. S. P. C. *Analysis of Electrical Machinery and Drive Systems*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2002.

KWAK, M. S.; SUL, S. K. Control of an open-winding machine in a grid-connected distributed generation system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 4, p. 1259–1267, July 2008. ISSN 0093-9994.

LANG, Y. et al. A novel design method of lcl type utility interface for three-phase voltage source rectifier. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 313–317. ISSN 0275-9306.

LEM. *Voltage Transducer LV 25-P*. 2017. Disponível em: <[www.lem.com/docs/products/lv\\_25-p.pdf](http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf)>.

LI, H.; CHEN, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. *IET Renewable Power Generation*, v. 2, n. 2, p. 123–138, June 2008. ISSN 1752-1416.

MA, K.; BLAABJERG, F. Multilevel converters for 10 mw wind turbines. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10.

MATOS, F. F. V. et al. A multilevel wind power conversion system with an open winding squirrel cage induction generator. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

NASCIMENTO, L. *Brasil é o oitavo país do mundo em produção de energia eólica*. 2018. Disponível em: <<http://agenciabrasil.ebc.com.br/economia/noticia/2018-02/brasil-e-o-oitavo-pais-do-mundo-em-producao-de-energia-eolica>>.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Clarendon Press, 1996. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198564393. Disponível em: <[https://books.google.com.br/books?id=5FAHb\\\_z4eAQC](https://books.google.com.br/books?id=5FAHb\_z4eAQC)>.

PAN, D.; LIPO, T. A. Series compensated open-winding pm generator wind generation system. In: *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. LS7c.1–1–LS7c.1–8.

PAO, L. Y.; JOHNSON, K. E. Control of wind turbines. *IEEE Control Systems*, v. 31, n. 2, p. 44–62, April 2011. ISSN 1066-033X.

PAPATHANASSIOU, S. A.; PAPADOPOULOS, M. P. Mechanical stresses in fixed-speed wind turbines due to network disturbances. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 16, n. 4, p. 361–367, Dec 2001. ISSN 0885-8969.

- PAPONPEN, K.; KONGHIRUN, M. Speed sensorless control of pmsm using an improved sliding mode observer with sigmoid function. v. 5, 01 2007.
- PAUKNER, F. L. et al. Inductive filter design for three-phase grid connected power converters. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.
- POLINDER, H. et al. Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 725–733, Sept 2006. ISSN 0885-8969.
- RAMOS, H. d. O. et al. Inverter losses analysis for dual fed open winding machines with a novel modulation technique. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- REN21. *Renewables 2017 Global Status Report*. 2017. Disponível em: <[http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399\\_GSR\\_2017-Full\\_Report\\_0621\\_Opt.pdf](http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399_GSR_2017-Full_Report_0621_Opt.pdf)>.
- REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for small wind turbine systems. In: *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–7.
- REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, March 2014. ISSN 0093-9994.
- ROCKHILL, A. A. et al. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1205–1217, April 2011. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, J. et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, Nov 2009. ISSN 0018-9219.
- SEMIKRON. *Power Electronic System - SEMISTACK*. 2017. Disponível em: <<http://www.semikron.com/>>.
- SENJYU, T. et al. Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 2, p. 467–475, June 2006. ISSN 0885-8969.

- SIVAKUMAR, K. et al. A three level voltage space vector generation for open end winding im using single voltage source driven dual two-level inverter. In: *TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 2159-3442.
- SPECTRUM, D. *eZdsp F28335 - Technical Reference*. 2017. Disponível em: <http://www.spectrumdigital.com/>.
- STEMMLER, H.; GUGGENBACH, P. Configurations of high-power voltage source inverter drives. In: *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 7–14 vol.5.
- SUUL, J. A. et al. Tuning of control loops for grid connected voltage source converters. In: *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 797–802.
- TEODORESCU M. LISERRE, P. R. R. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- WANG, Y.; LIPO, T. A.; PAN, D. Half-controlled-converter-fed open-winding permanent magnet synchronous generator for wind applications. In: *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. T4-123–T4-126.
- WELCHKO, B. A. A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage. In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–. ISSN 1553-572X.
- WINDEUROPE. *Wind energy in Europe: Outlook to 2020*. 2017.
- WU Y. LANG, N. Z. B.; KOURO, S. *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 750–758, Sept 2006. ISSN 0885-8969.
- YANG, X.; PATTERSON, D.; HUDGINS, J. Permanent magnet generator design and control for large wind turbines. In: *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5.
- YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 5, p. 740–788, May 2015. ISSN 0018-9219.

ZENG, G. et al. Design and control of lcl-filter with active damping for active power filter. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2557–2562. ISSN 2163-5137.

ZHANG, D. et al. Impact of interleaving on ac passive components of paralleled three-phase voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 3, p. 1042–1054, May 2010. ISSN 0093-9994.

ZHU, Z.; HU, J. Electrical machines and power electronic systems for high power wind energy generation applications: Part i - market penetration, current technology and advanced machine systems. *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, v. 32, n. 1, p. 7–33, 2012. Disponível em: <<https://doi.org/10.1108/03321641311293731>>.

