

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

AVALIAÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS E  
INTER-HARMÔNICAS EM UM SISTEMA DE  
CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA A GERAÇÃO  
SÍNCRONA.

JOÃO PEDRO CARVALHO SILVEIRA

ORIENTADOR: ANÉSIO DE LELES FERREIRA FILHO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGEE.DM - 643/2016

BRASÍLIA/DF: JULHO - 2016.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

AVALIAÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-  
HARMÔNICA EM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA COM GERADOR SÍNCRONO

JOÃO PEDRO CARVALHO SILVEIRA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA  
ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO  
PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

APROVADA POR:

  
\_\_\_\_\_  
ANÉSIO DE LELES FERREIRA FILHO, Dr., ENE/UNB  
(ORIENTADOR)

  
\_\_\_\_\_  
ALEX REIS, Dr., FGA/UNB  
(EXAMINADOR INTERNO)

  
\_\_\_\_\_  
VICTOR FLORES MENDES, Dr., UFMG  
(EXAMINADOR EXTERNO)

Brasília, 29 de julho de 2016.

## FICHA CATALOGRÁFICA

SILVEIRA, JOÃO PEDRO CARVALHO

Avaliação de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas de um Sistema de Conversão de Energia Eólica a Geração Síncrona. [Distrito Federal] 2016.

xvii, 139 p., 297 mm (ENEFT/UnB, Mestre, Sistemas de Potência, 2016).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília.

Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Fontes renováveis

2. Qualidade da energia

3. Distorções harmônicas e inter-harmônicas

4. Conversores *buck-to-buck*

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

AVALIAÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS EM UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA A GERAÇÃO SÍNCRONA.

SILVEIRA., J. P. C. (2016). Avaliação de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas de um Sistema de Conversão de Energia Eólica a Geração Síncrona. Publicação PP-GEE.DM - 643/2016, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 139 p.

## CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: João Pedro Carvalho Silveira.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO: Avaliação de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas de um Sistema de Conversão de Energia Eólica a Geração Síncrona.

GRAU / ANO: Mestre / 2016

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.



João Pedro Carvalho Silveira  
SHA conjunto 06 casa 21 chácara 22, Taguatinga  
71996-200 Taguatinga - DF - Brasil.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me dar forças para superar as adversidades, e as condições necessárias para continuar trilhando o caminho para atingir meus objetivos.

À toda a minha família, especialmente, aos meus pais, Sílvio Soares Silveira e Maria Dilce Carvalho Silveira, e aos meus irmãos, Felipe Carvalho Silveira e Carolina Carvalho Silveira, pelo apoio incondicional, estímulo, e por contribuírem na minha formação como ser humano.

Ao meu orientador, Professor Anésio de Leles Ferreira Filho que, com muita dedicação, me orientou intensamente neste trabalho repleto de desafios. Ao meu co-orientador, Professor Lélío Ribeiro Soares Júnior, pelo conhecimento transmitido pacientemente e contribuição durante todo o processo de execução da pesquisa.

Aos técnicos do SG11, Valter Costa de Oliveira, Cícero Evimarde e Carlos Henrique Mendonça, pelo auxílio prático prestados durante todo o período de pesquisa.

Aos meus colegas do Laboratório de Qualidade da Energia Elétrica (LQEE), pelo companheirismo prestado, permitindo uma boa convivência e crescimento pessoal, em especial, à Louise Cugula e ao Marcos Diego de Castro Silva, que apoiaram diretamente o trabalho.

Ao Matheus Correa, que apesar de não possuir um vínculo com o LQEE, auxiliou significativamente a execução do trabalho.

À professora Aline Souza de Paula e ao CNPq, que forneceram os recursos necessários para o encaminhamento da pesquisa.

À CAPES pelo apoio financeiro concedido durante o período de pesquisa.

Aos meus amigos, Luiz Alberto Carneiro Júnior, Eusyar Alves de Carvalho, Ricardo Pereira Júnior, Pablo Henrique Pinheiro Lima, Mileny Ximenis, Tullio Bomtempo, Vinícius Oliveira, Guilherme Fay Vergara, Rodrigo Fay Vergara e todos aqueles que estiveram ao meu lado durante esse processo.

*"Success consists of going from failure  
to failure without loss of enthusiasm"*  
(Winston Churchill)

## RESUMO

### **Avaliação de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas de um Sistema de Conversão de Energia Eólica com Gerador Síncrono.**

**Autor:** João Pedro Carvalho Silveira

**Orientador:** Anésio de Leles Ferreira Filho

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, Julho de 2016**

A evolução do cenário energético mundial nas últimas décadas evidencia a ascensão tecnológica da geração eólica e o seu crescimento expressivo no contexto das fontes renováveis de energia. No entanto, devido às características de operação, os sistemas de conversão de energia eólica podem ser responsáveis pela geração de harmônicas e inter-harmônicas, ocasionando em impactos na qualidade da energia elétrica no ponto de acoplamento com a rede. De modo a viabilizar tais conexões, mantendo uma qualidade adequada, normas e recomendações como a *IEC 61400-21*, a *IEC 61000-4-7* e a *IEEE 519*, atreladas às distorções na forma de onda, foram elaboradas. Para atender aos requisitos estabelecidos por estas normas, identifica-se a necessidade de se investigar e mitigar as distorções harmônicas e inter-harmônicas geradas pelos sistemas eólicos. Mediante às questões supramencionadas, surgiu a ideia de desenvolvimento deste trabalho que tem por finalidade analisar a relação das distorções harmônicas e inter-harmônicas com alguns dos fatores de operação de conversores *back-to-back* usualmente empregados em parques eólicos industriais, a saber: o tempo morto, a frequência de chaveamento e a tensão no barramento CC. Esta avaliação é executada por meio de simulações computacionais de um sistema eólico com gerador síncrono a imãs permanentes, abordando-se também a sua concepção laboratorial. Posto isso, entende-se que a principal contribuição da presente dissertação concentra-se na identificação dos fatores mais significativos na emissão das distorções na forma de onda.

**Palavras-Chave:** Fontes Renováveis, Geração Eólica, Qualidade da Energia, Harmônicas e Inter-harmônicas, Conversor *back-to-back*, *PMSG*.

## **ABSTRACT**

### **Evaluation of Harmonics and Inter-harmonics Distortions on Wind Energy Conversion System with Synchronous Generator.**

**Author: João Pedro Carvalho Silveira**

**Supervisor: Anésio de Leles Ferreira Filho**

**Graduate Program in Electrical Engineering**

**Brasília, July of 2016**

The evolution of the world energy scenario in recent decades highlights the technological rise of wind power and its significant growth in the context of renewable energy sources. However, due to the operating characteristics, the wind power energy conversion systems might be responsible for the generation of harmonics and inter-harmonics, resulting in impacts on the power quality when connected to the power grid. In order to enable such connections, maintaining an adequate quality, standards such as the IEC 61400-21, IEC 61000-4-7 and IEEE 519, linked to distortions in the waveform, were elaborated. To meet the specifications required by these standards, a need to investigate and mitigate harmonic and inter-harmonic distortions generated by wind systems is identified. Through the above issues, came the idea of the development of this work which aims to analyze the relationship of the harmonic and inter-harmonic distortion with some of the back-to-back converter operating factors usually employed in industrial wind farms, namely: the dead time, the switching frequency and the voltage on the DC bus. This evaluation is performed by means of computer simulations of a wind system with permanent magnets synchronous generator, also covering up your laboratory design. That said, it is understood that the main contribution of this dissertation concentrated by identifying the most significant factors in the issue of distortions in the waveform.

**Keywords:** Renewable, Wind Generation, Power Quality, Harmonics and Inter-harmonics, back-to-back converter.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização . . . . .	1
1.2	Estado da Arte . . . . .	3
1.3	Objetivos, Metas e Contribuições . . . . .	8
1.4	Organização do Trabalho . . . . .	9
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>11</b>
2.1	Considerações Iniciais . . . . .	11
2.2	Sistema de Conversão de Energia Eólica . . . . .	11
2.2.1	Dinâmica do Vento e da Turbina Eólica . . . . .	12
2.2.2	Topologias Utilizadas na Geração Eólica . . . . .	15
2.3	Conversor de Frequência . . . . .	19
2.3.1	Conceitos básico . . . . .	19
2.3.2	Método de Sincronismo . . . . .	21
2.3.3	Estratégia de Controle . . . . .	26
2.3.4	Modulação <i>PWM</i> . . . . .	42
2.4	Distorções na Forma de Onda . . . . .	46
2.4.1	Aspectos Gerais . . . . .	46
2.4.2	Distorções Harmônicas . . . . .	47
2.4.3	Distorções Inter-harmônicas . . . . .	50
2.5	Elementos Operacionais do Conversor de Frequência quanto à Produção de Distorções na Forma de Onda . . . . .	52
2.5.1	Distorções inerentes ao chaveamento <i>PWM</i> . . . . .	53
2.5.2	Distorções inerentes ao tempo morto . . . . .	55
2.5.3	Distorções inerentes à pré-distorções da tensão da rede . . . . .	57
2.5.4	Distorções inerentes ao <i>ripple</i> do barramento CC . . . . .	60
2.6	Considerações Finais . . . . .	62
<b>3</b>	<b>CONCEPÇÃO DA ESTRUTURA LABORATORIAL</b>	<b>64</b>
3.1	Considerações Iniciais . . . . .	64



3.2	Principais Elementos da Bancada Eólica . . . . .	64
3.2.1	Motor de Indução Trifásico (MIT) . . . . .	66
3.2.2	Inversor de Frequência . . . . .	66
3.2.3	Gerador Síncrono de Imãs Permanentes ( <i>PMSG</i> ) . . . . .	67
3.2.4	Conversor <i>back-to-back</i> . . . . .	68
3.2.5	Filtros Indutivos . . . . .	70
3.2.6	Pré-carga . . . . .	71
3.3	Controlador <i>ezDSP f28335</i> . . . . .	73
3.4	Instrumentação e Condicionamento . . . . .	74
3.4.1	Placas de Medição . . . . .	75
3.4.2	Placas de Condicionamento dos Sinais Analógicos . . . . .	76
3.4.3	Placa de Interface com o Controlador . . . . .	77
3.4.4	Placas de Condicionamento dos Sinais <i>PWM</i> . . . . .	77
3.4.5	Sinais das Placas . . . . .	78
3.5	Aquisição dos Dados de Medição . . . . .	79
3.6	Considerações Finais . . . . .	80
<b>4</b>	<b>METODOLOGIA DE ANÁLISE</b>	<b>81</b>
4.1	Considerações Iniciais . . . . .	81
4.2	Simulação Computacional . . . . .	81
4.3	Caracterização dos Estudos de Caso para Avaliação dos Fatores Operativos do Conversor de Frequência . . . . .	84
4.4	Índices e Métricas . . . . .	85
4.4.1	Variação Percentual Relativa . . . . .	85
4.4.2	Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho . . . . .	86
4.4.3	Largura Máxima de Pulso . . . . .	86
4.4.4	Sensibilidade e Método dos Mínimos Quadrados . . . . .	87
4.4.5	Grau de Não-Linearidade . . . . .	89
4.5	Considerações Finais . . . . .	90
<b>5</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>91</b>
5.1	Considerações Iniciais . . . . .	91
5.2	Análise da Influência do Tempo Morto na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas . . . . .	91
5.3	Análise da Influência da Frequência de Chaveamento na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas . . . . .	95
5.4	Análise da Influência da Tensão no Barramento CC na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas . . . . .	99

5.5	Análise da Correlação dos Fatores de Operação do Conversor de Frequência na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas . . . . .	104
5.5.1	Avaliação das Distorções Harmônicas . . . . .	104
5.5.2	Avaliação das Distorções Inter-harmônicas . . . . .	111
5.6	Considerações Finais . . . . .	116
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>120</b>
6.1	Conclusões . . . . .	120
6.2	Trabalhos Futuros . . . . .	122
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>124</b>
	<b>APÊNDICES</b>	<b>128</b>
<b>A</b>	<b>APÊNDICE A - TRANSFORMADAS DE PARK APLICADAS NOS MODELOS DO CLR E DO CLG</b>	<b>129</b>
<b>B</b>	<b>APÊNDICE B - REDUÇÃO DE ORDEM DA MALHA DE CORRENTE</b>	<b>132</b>
<b>C</b>	<b>APÊNDICE C - LINEARIZAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DO <i>DC-LINK</i></b>	<b>134</b>
<b>D</b>	<b>APÊNDICE D - SINTONIA PELO MÉTODO <i>SYMMETRICAL OPTIMUM</i></b>	<b>135</b>
<b>E</b>	<b>APÊNDICE E - PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO</b>	<b>138</b>

## LISTA DE TABELAS

2.1	Vetores de comutação . . . . .	44
2.2	Vetores de comutação do domínio $\alpha\beta$ . . . . .	44
2.3	Sequência dos vetores de comutação para cada setor do plano $\alpha\beta$ . . . . .	45
3.1	Especificações do MIT . . . . .	66
3.2	Especificação do inversor de frequência. . . . .	66
3.3	Especificação do <i>PMSG</i> . . . . .	68
3.4	Especificação do conversor de frequência <i>back-to-back</i> . . . . .	69
3.5	Especificações dos Indutores. . . . .	71
3.6	Especificações do <i>ezDSP f28335</i> . . . . .	74
3.7	Especificação dos transdutores empregados na bancada eólica. . . . .	75
4.1	Valores das grandezas analisadas nos estudos de caso. . . . .	85
5.1	Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho - $F_{sw} = 7920Hz$ . . . . .	92
5.2	Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho - $Tm = 3 \mu s$ . . . . .	96
5.3	Largura Máxima de Pulso - 16 condições de $V_{CC}$ . . . . .	100
5.4	Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho: 5 estados de $F_{sw}$ . . . . .	105
5.5	Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de <i>THD</i> : 5 estados de $F_{sw}$ . . . . .	106
5.6	Largura Máxima de Pulso - 5 condições de $V_{CC}$ . . . . .	109
5.7	Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de <i>THD</i> : 5 estados de $V_{CC}$ . . . . .	109
5.8	Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de <i>TID</i> : 5 estados de $F_{sw}$ . . . . .	112
5.9	Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de <i>TID</i> : 5 estados de $V_{CC}$ . . . . .	114

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Capacidade instalada mundial da geração eólica. (WWEA, 2016). . . . .	1
1.2	Capacidade instalada nacional da geração eólica. (ABEEOLICA, 2016). . . . .	2
2.1	Diagrama funcional de um SCEE (SOARES, 2012). . . . .	11
2.2	Potência mecânica em função da velocidade rotacional para diferentes velocidades de vento. (CARVALHO, 2006). . . . .	13
2.3	Curva típica de potência elétrica em função do vento de uma turbina eólica de 660 kW com controle de <i>Pitch</i> (CARVALHO, 2006). . . . .	15
2.4	Configuração da topologia <i>SCIG</i> .(BONELLI, 2010) . . . . .	16
2.5	Configuração da topologia <i>DFIG</i> .(BONELLI, 2010) . . . . .	17
2.6	Configuração da topologia <i>GSRB</i> .(SANTOS, 2015) . . . . .	18
2.7	Configuração da topologia <i>PMSG</i> .(BONELLI, 2010) . . . . .	19
2.8	Diagrama esquemático de um conversor com retificador não-controlado mais estágio <i>boost</i> (REIS, 2015). . . . .	20
2.9	Diagrama esquemático de um conversor <i>back-to-back</i> (REIS, 2015). . . . .	21
2.10	Diagrama de blocos de um <i>PLL</i> . . . . .	22
2.11	Diagrama de blocos do <i>SRF-PLL</i> . . . . .	23
2.12	Diagrama de blocos do filtro <i>SOGI-QSG</i> . . . . .	24
2.13	Diagrama de blocos completo do <i>DSOGI-PLL</i> . . . . .	26
2.14	Diagrama funcional da estratégia de controle do retificador. . . . .	27
2.15	Diagrama funcional da estratégia de controle do inversor. . . . .	27
2.16	Diagrama trifilar do modelo do conversor <i>back-to-back</i> . . . . .	28
2.17	Diagrama unifilar de representação do CLG. . . . .	28
2.18	Diagrama unifilar de representação do CLR. . . . .	29
2.19	Diagrama de blocos conceitual da malha interna de corrente. . . . .	32
2.20	Diagrama de simulação das malhas internas de corrente $I_d$ e $I_q$ para o controle do CLG. . . . .	34
2.21	Diagrama de blocos da malha interna de controle da corrente do CLR. . . . .	36
2.22	Diagrama de blocos conceitual da malha externa de tensão. . . . .	36
2.23	Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão no barramento CC. . . . .	38

2.24	Modulação <i>SPWM</i> . . . . .	43
2.25	Representação de um gerador conetado a uma unidade de retificação. (BERNARDES, 2009) . . . . .	43
2.26	Vetores de comutação no espaço $\alpha\beta$ . . . . .	45
2.27	Diagrama de blocos da modulação <i>SVPWM</i> . . . . .	46
2.28	Onda moduladora do <i>SVPWM</i> em conjunto com a onda senoidal. . . .	46
2.29	Exemplo de distorção harmônica. . . . .	48
2.30	Agrupamento do espectro harmônico (HANZELKA; BIÉN, 2004). . . .	49
2.31	Exemplo de distorção inter-harmônica. . . . .	50
2.32	Agrupamento do espectro inter-harmônico (HANZELKA; BIÉN, 2004). .	51
2.33	Espectro harmônico com frequência de chaveamento de 1920 Hz ( $m_f = 27$ ). .	54
2.34	Regiões de operação da unidade de conversão (REIS; OLIVEIRA, 2015). .	54
2.35	Pulsos de chaveamento considerando o tempo morto (REIS, 2015). . . .	55
2.36	Efeito do tempo morto na forma de onda da tensão (JEONG; PARK, 1991). . . . .	56
2.37	Influência da frequência do gerador e da rede no <i>ripple</i> do barramento CC(LIU; FERREIRA; ROCHA, 2012). . . . .	60
3.1	Composição da bancada eólica. . . . .	64
3.2	Quadro elétrico da bancada eólica. . . . .	65
3.3	Inversor de frequência da bancada eólica. . . . .	67
3.4	Gerador <i>PMSG</i> da bancada eólica. . . . .	68
3.5	Conversor <i>back-to-back</i> da bancada eólica. . . . .	69
3.6	Filtros indutivos da bancada eólica. . . . .	70
3.7	Resistores de pré-carga da bancada eólica. . . . .	71
3.8	Diagrama monofásico de carregamento dos capacitores do barramento CC. . . . .	72
3.9	Vista superior do controlador <i>ezDSP f28335</i> . . . . .	73
3.10	Placa de medição de tensão. . . . .	75
3.11	Diagrama esquemático da placa de condicionamento dos sinais analógicos. .	76
3.12	Módulos das placas de condicionamento dos sinais analógicos. . . . .	76
3.13	Placa de interface com o controlador em conjunto com <i>ezDSP f28335</i> . . .	77
3.14	Placa de condicionamento dos sinais <i>PWM</i> . . . . .	78
3.15	Sinais condicionados de tensões trifásica. . . . .	78
3.16	Sinais do ângulo de sincronismo na saída do <i>SRF-PLL</i> . . . . .	79
3.17	Equipamento de aquisição de dados - ELSPEC G-4500. . . . .	79
4.1	Simulador da bancada eólica em <i>Simulink</i> . . . . .	81

4.2	Diagramas dos blocos de controle do CLG e do CLR. . . . .	83
4.3	Diagrama dos blocos de modulação <i>SVPWM</i> . . . . .	83
5.1	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão e corrente em função do tempo morto - $THD \times Tm$ , para $V_{CC} = 730$ V e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	91
5.2	Espectro harmônico de tensão para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730$ V e $F_{sw} = 7920$ Hz). . . . .	92
5.3	Espectro harmônico de corrente para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730$ V e $F_{sw} = 7920$ Hz). . . . .	93
5.4	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão e corrente em função do tempo morto - $TID \times Tm$ , para $V_{CC} = 730$ V e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	93
5.5	Espectro inter-harmônico de tensão para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730$ V e $F_{sw} = 7920$ Hz). . . . .	94
5.6	Espectro inter-harmônico de corrente para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730$ V e $F_{sw} = 7920$ Hz). . . . .	95
5.7	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão e corrente em função da frequência de chaveamento - $THD \times F_{sw}$ , para $V_{CC} = 730$ V e $Tm = 3 \mu s$ . . . . .	95
5.8	Espectro harmônico de tensão para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730$ V e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	97
5.9	Espectro harmônico de corrente para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730$ V e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	97
5.10	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão e corrente em função da frequência de chaveamento - $TID \times F_{sw}$ , para $V_{CC} = 730$ V e $Tm = 3 \mu s$ . . . . .	98
5.11	Espectro inter-harmônico de tensão para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730$ V e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	99
5.12	Espectro inter-harmônico de corrente para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730$ V e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	99
5.13	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão e corrente em função da tensão do barramento CC - $THD \times V_{CC}$ , para $Tm = 3 \mu s$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	100
5.14	Espectro harmônico de tensão para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$ Hz e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	101
5.15	Espectro harmônico de corrente para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$ Hz e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	101

5.16	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão e corrente em função da tensão no barramento CC - $TID \times V_{CC}$ , para $F_{sw} = 7920$ Hz e $Tm = 3 \mu s$ . . . . .	102
5.17	Espectro inter-harmônico de tensão para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$ Hz e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	103
5.18	Espectro inter-harmônico de corrente para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$ Hz e $Tm = 9 \mu s$ ). . . . .	103
5.19	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão - $THD \times Tm$ , para 5 estados de $F_{sw}$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	104
5.20	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente - $THD \times Tm$ , para 5 estados de $F_{sw}$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	105
5.21	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão - $THD \times F_{sw}$ , para 5 estados de $Tm$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	107
5.22	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente - $THD \times F_{sw}$ , para 5 estados de $Tm$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	107
5.23	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão - $THD \times Tm$ , para 5 estados de $V_{CC}$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	108
5.24	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente - $THD \times Tm$ , para 5 estados de $V_{CC}$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	108
5.25	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão - $THD \times V_{CC}$ , para 5 estados de $Tm$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	110
5.26	Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente - $THD \times V_{CC}$ , para 5 estados de $Tm$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	110
5.27	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão - $TID \times Tm$ , para 5 estados de $F_{sw}$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	111
5.28	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente - $TID \times Tm$ , para 5 estados de $F_{sw}$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	111
5.29	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão - $TID \times F_{sw}$ , para 5 estados de $Tm$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	112
5.30	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente - $TID \times F_{sw}$ , para 5 estados de $Tm$ e $V_{CC} = 730$ V. . . . .	113
5.31	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão - $TID \times Tm$ , para 5 estados de $V_{CC}$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	113
5.32	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente - $TID \times Tm$ , para 5 estados de $V_{CC}$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	114
5.33	Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão - $TID \times V_{CC}$ , para 5 estados de $Tm$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	115

5.34 Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente - <i>TID</i> x $V_{CC}$ , para 5 estados de $Tm$ e $F_{sw} = 7920$ Hz. . . . .	115
--	-----



# LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABREVIACÕES

SCEE: Sistema de Conversão de Energia Eólica.

WWEA: World Wind Energy Association.

ABEEólica: Associação Brasileira de Energia Eólica.

QEE: Qualidade da Energia Elétrica.

ANEEL: Agencia Nacional de Energia Elétrica.

ONS: Operador Nacional do Sistema Elétrico.

PROINFA: Programa de Incentivos às Fontes Alternativas de Energia Elétrica.

PRODIST: Procedimentos de Distribuição.

*IEC: International Electrotechnical Commission.*

*IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.*

*SCR: Silicon Controlled Rectifier.*

*GTO: Gate Turn Off.*

*IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.*

*PMSG: Permanent Magnetic Synchronous Generator.*

*DFIG: Double-Fed Induction Generator.*

*SCIG: Squirrel Cage Induction Generator.*

*MPPT: Maximum Power Point Tracking.*

*PLL: Phase-Locked Loop.*

*SRF-PLL: Synchronous Reference Frame PLL.*

*DSOGI-PLL: Dual Second Order Generalized Integrator PLL.*

*PSC: Positive-Sequence Calculator - PSC.*

CLG: Conversor do Lado do Gerador.

CLR: Conversor do Lado da Rede.

*SPWM: Sinusoidal Pulse-Width Modulation.*

*SVPWM: Space Vector Pulse-Width Modulation.*

*DFT: Discrete Fourier Transform.*

*THD: Total Harmonic Distortion.*

*TID: Total Inter-harmonic Distortion.*

*IHD: Individual Harmonic Distortion.*

*IID: Individual Inter-harmonic Distortion.*

*MIT: Motor de Indução Trifásico.*

*MMQ: Método dos Mínimos Quadrados.*

*THD<sub>LF</sub>: Total Harmonic Distortion for Low Frequencies.*

*TID<sub>LF</sub>: Total Inter-harmonic Distortion for Low Frequencies.*

*THD<sub>HF</sub>: Total Harmonic Distortion for High Frequencies.*

*TID<sub>HF</sub>: Total Inter-harmonic Distortion for High Frequencies.*

*E: Energia cinética transmitida pelo vento para a turbina eólica.*

*$\rho$ : Massa específica do vento.*

*$v_{vento}$ : Velocidade do vento.*

*$P_{vento}$ : Potência do vento.*

*A: Área.*

*$C_p$ : Coeficiente de Potência.*

*$P_{mec}$ : Potência Mecânica.*

*$\beta$ : Ângulo de passo das pás da turbina.*

$\lambda$ : Coeficiente que relaciona a velocidade da ponta da pá da turbina com a velocidade do vento.

$P_{elet}$ : Potência Elétrica.

$\eta$ : Rendimento da Turbina.

$V$ : Tensão.

$I$ : Corrente.

$R$ : Resistência.

$L$ : Indutância.

$C$ : Capacitância.

$T_{\alpha\beta}$ : Transformada de Clarke

$T_{dq}$ : Transformada de Park

$\omega'$ : Frequência de Ressonância.

$\xi$ : Fator de Amortecimento.

$\omega$ : Frequência da Rede.

$V_{abc_g}$ : Tensão Trifásica do Gerador.

$I_{abc_g}$ : Corrente Trifásica do Gerador.

$V_{abc_{g,conv}}$ : Tensão Trifásica do CLG.

$I_{abc_{g,conv}}$ : Corrente Trifásica do CLG.

$V_{abc_r}$ : Tensão Trifásica do Rede.

$I_{abc_r}$ : Corrente Trifásica do Rede.

$V_{abc_{r,conv}}$ : Tensão Trifásica do CLR.

$I_{abc_{r,conv}}$ : Corrente Trifásica do CLR.

$V_{CC}$ : Tensão do Barramento CC.

$I_d$ : Corrente de Eixo Direto.

$I_q$ : Corrente de Quadratura.

$I_d^{ref}$ : Corrente de Eixo Direto de Referência.

$I_q^{ref}$ : Corrente de Quadratura de Referência.

$V_d$ : Tensão de Eixo Direto.

$V_q$ : Tensão de Quadratura.

$P$ : Potência Ativa.

$Q$ : Potência Reativa.

$K_p$ : Ganho Proporcional da Malha de Corrente.

$K_i$ : Ganho Integral da Malha de Corrente.

$T_i$ : Tempo Integral da Malha de Corrente.

$R_c(s)$ : Função de Transferência do Controlador PI da Malha de Corrente.

$T_a$ : Tempo de Atraso do  $PWM$ .

$T_{sw}$ : Período de Chaveamento  $PWM$ .

$Y_c(s)$ : Função de Transferência do  $PWM$ .

$\tau$ : Constante de Tempo da Malha de Corrente.

$G_g(s)$ : Função de Transferência do CLG.

$G_r(s)$ : Função de Transferência do CLR.

$K_{pv}$ : Ganho Proporcional da Malha de Tensão.

$K_{iv}$ : Ganho Integral da Malha de Tensão.

$T_{iv}$ : Tempo Integral da Malha de Tensão.

$R_v(s)$ : Função de Transferência do Controlador PI da Malha de Tensão.

$T_{eq}$ : Constante de Equivalência da Malha Interna de Corrente.

$Y_v(s)$ : Função da Malha Interna de Corrente.

$G_v(s)$ : Função de Transferência do *DC-Link*.

$m_a$ : Índice de Modulação de Amplitude.

$m_f$ : Índice de Modulação de Frequência.

$f_p$ : Frequência da Onda Triângular Portadora.

$f_m$ : Frequência Fundamental.

$V_p$ : Amplitude da Onda Triângular Portadora.

$V_m$ : Amplitude da Fundamental.

$h$ : Ordem Harmônica.

$T_m$ : Tempo Morto.

$F_{sw}$ : Frequência de Chaveamento.

$M$ : Número de Chaveamento em um Ciclo.

$EQM$ : Erro Quadrático Médio.

$\Delta THD_{REL}^\alpha$ : Variação Percentual Relativa de Harmônicas.

$\Delta TID_{REL}^\alpha$ : Variação Percentual Relativa de Inter-harmônicas.

IDCT: Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho.

LMP: Largura Máxima de Pulso.

$a$ : Coeficiente Angular do MMQ.

$\phi_N$ : Grau de não-linearidade.

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contextualização

A necessidade de se reduzir os impactos ambientais ocasionados pelo setor elétrico, tem resultado em um aumento na demanda por fontes alternativas de energia em todo o mundo (REIS; OLIVEIRA, 2015). Considerando-se esta condição, o uso das fontes eólicas vem se intensificando, levando vários países a estabelecerem incentivos e investimentos financeiros para estimular o desenvolvimento dessa forma de geração. Dados da Associação Mundial de Energia Eólica (*World Wind Energy Association - WWEA*), publicados em 5 de fevereiro de 2015, indicam uma capacidade instalada total de geração eólica próxima a 370 GW, com destaque para a China, os EUA e a Alemanha, como os países com as maiores potências instaladas (WWEA, 2016). A Fig. 1.1 mostra a curva da capacidade instalada mundial da geração eólica de 1997 a 2014, além das previsões de 2015 a 2020.

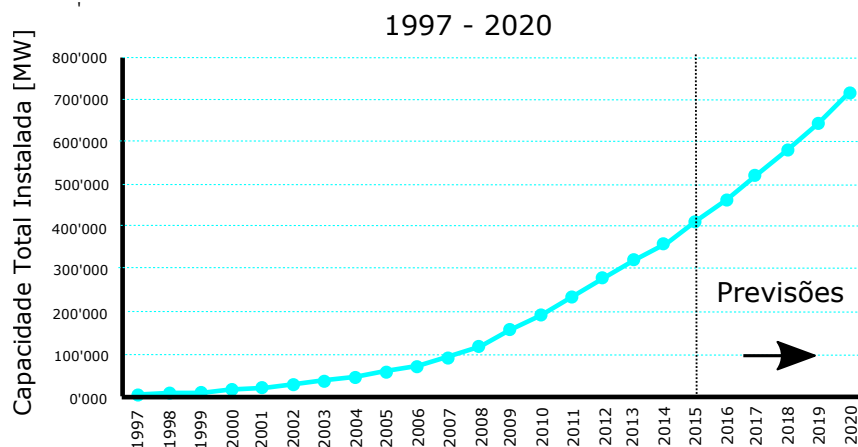


Figura 1.1: Capacidade instalada mundial da geração eólica. (WWEA, 2016).

No Brasil, de acordo com a Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEólica), a capacidade instalada atual é de 9.51 GW, e até o final de 2019, o país deve chegar a 18.13 GW (ABEEOLICA, 2016; ENERGIA, 2015). Apesar de ser apenas o décimo país com a maior capacidade de geração eólica instalada, o Brasil possui a maior taxa de crescimento mundial neste quesito (WWEA, 2016). A Fig. 1.2 apresenta a evolução da capacidade instalada da geração eólica nacional dos anos de 2005 até 2015, com previsões de 2016 à 2019.

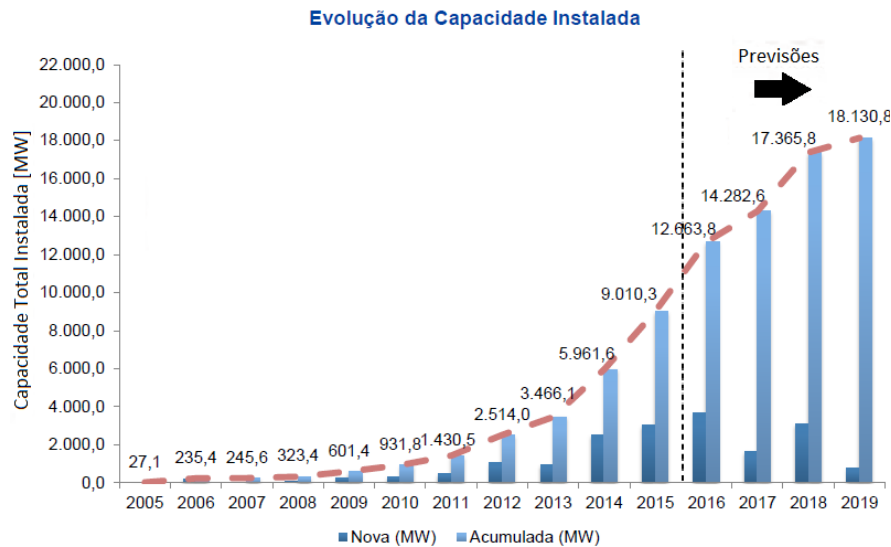


Figura 1.2: Capacidade instalada nacional da geração eólica. (ABEEOLICA, 2016).

A operação de um sistema eólico é definida pelas características dinâmicas do vento e da turbina, e a atuação dos dispositivos de eletrônica de potência. Em função desses aspectos operacionais, o acoplamento entre as centrais eólicas e a rede básica acarreta em perturbações nas tensões e correntes do sistema, revelando-se uma área de pesquisa com inúmeras demandas investigativas (REIS, 2015). Nesse contexto, a qualidade da energia elétrica (QEE) tornou-se um aspecto meritório de destaque, pois para garantir uma adequada integração das centrais eólicas à rede, é necessário atender aos requisitos estabelecidos por normas, recomendações técnicas específicas e códigos de rede de cada país (REIS; OLIVEIRA, 2015). Os documentos que contemplam tais diretrizes, como por exemplo, a *IEC 61400-21* (IEC, b) e a *IEEE 519* (IEEE, ), possuem questões atreladas a: i) regimes de operação irregulares de frequência e tensão, ii) controle do fluxo de potências ativa e reativa, iii) impactos sobre os indicadores de distorções na forma de onda, e iv) flutuação de tensão, além de outros parâmetros de QEE.

Devido aos diversos tipos de distúrbios, diferentes linhas de pesquisa foram adotadas, de modo a atender os preceitos exigidos para um consumo adequado da energia elétrica. Dentre os fenômenos que mais se destacam devido aos seus possíveis impactos, encontram-se as distorções harmônicas e inter-harmônicas. Existe uma base consolidada de trabalhos e publicações sobre as harmônicas, de forma a caracterizar os principais aspectos desse impacto. No entanto, em se tratando de inter-harmônicas, por se tratar de uma investigação mais recente, um menor número de documentos foi produzidos nessa linha de estudo.

## 1.2 Estado da Arte

Nesta seção, apresentam-se os estudos encontrados na literatura atinente, que resguardam uma relação com o tema em questão. Dentre as diferentes diretrizes de pesquisa desenvolvidas no contexto da QEE, cita-se a seguir os trabalhos vinculados aos seguintes tópicos: ressonância harmônica e inter-harmônica, distúrbios gerados por conversores de frequência, montagem laboratorial de sistema eólico, análises no domínio do tempo e da frequência, influência do número e do tipo de turbinas, fatores de operação inerentes as distorções na forma de onda.

(BAJRACHARYA et al., 2008) propõem uma técnica de sintonia dos controladores empregados em um conversor de frequência usualmente aplicado em sistemas eólicos. Para isso, os autores definem a malha interna de corrente e a malha externa de tensão. O ajuste da malha de corrente é realizado pelo método *Modulus Optimum*, enquanto a malha de tensão é sintonizada pelo método *Symmetrical Optimum*. Os resultados apresentam o desempenho e a estabilidade do sistema de controle com a aplicação dos métodos de sintonia propostos, que apesar de adequados, indicam possíveis problemas na afinação.

A técnica de sintonia elaborada por Bajracharya é adotada por (SOARES et al., 2012), que desenvolveram um protótipo de sistema de conversão aplicado na geração eólica. Trata-se de um conversor *back-to-back* controlado que recebe energia da rede e fornece para a mesma, possibilitando o teste dos algoritmos necessários para o seu chaveamento. Empregou-se o método de sincronismo *DSRF-PLL*, a modulação *SVPWM* e a estratégia de controle do retificador e do inversor. Ao final, foram apresentados os resultados experimentais de desempenho da tensão no barramento CC, das correntes do lado do inversor, das potências ativa e reativa.

(BONELLI; VITORIO, 2011) propõem uma estrutura laboratorial, em escala reduzida, de um complexo eólico com intuito de realizar uma série de ensaios focados no desempenho dinâmico e nos parâmetros de QEE. Tais ensaios visam disponibilizar uma base experimental para fins de conhecimento das grandezas de operação representativas no funcionamento da unidade eólica. A bancada eólica elaborada é composta por um motor CC controlado para a reprodução da máquina primária, um gerador de indução de gaiola de esquilo, um retificador não controlado, um inversor Yaskawa modelo V1000, um transformador e uma carga. Por meio de um sistema supervisor, a máquina primária exerce características semelhantes a de uma turbina eólica, emu-



lando o torque desta pela informação de velocidade do vento. Os resultados indicaram que a tensão em regime permanente, o desequilíbrio de tensão, a distorção harmônica e a flutuação de tensão atenderam aos limites impostos pelo PRODIST. Apesar de tais respostas, o sistema elaborado é conectado a uma carga RLC, o que não caracteriza adequadamente a dinâmica da rede elétrica.

(BOLLEN et al., 2010) discutem dois aspectos do impacto de um parque eólico nas distorções na forma de onda da rede elétrica, a saber: a emissão e a ressonância. São apresentados os dados de emissão harmônica medidos em um pequeno parque eólico ligado a uma rede de 10 kV. Estima-se a necessidade de uma rede robusta para limitar as distorções harmônicas resultantes. Por meio de dois exemplos numéricos, são mostradas as ressonâncias harmônicas associadas ao parque eólico. Os espectros de frequência indicaram a presença de uma banda estreita com harmônicas características de seis pulsos. Para manter as distorções na forma de onda de acordo com as recomendações *EN 50160* e *IEC 61000-2-2*, a razão de curto-circuito das distorções harmônicas e inter-harmônicas devem ser superiores a 2.7 e 5.2, respectivamente. A ressonância harmônica identificada nesse sistema foi entre a 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônica.

Ainda com base em dados de medição real, (YANG; BOLLEN; WAHLBERG, 2012) empregam um estudo comparativo entre medições efetuadas em dois pontos distintos de uma central eólica localizada no norte da Suécia. Tais pontos se diferenciam pelo número de turbinas, pois no primeiro é conectada uma fonte eólica, enquanto no segundo são inseridos três aerogeradores. A ênfase dessas medições é na avaliação das harmônicas e inter-harmônicas de tensão e corrente dos nós selecionados, no domínio do tempo e da frequência. Os resultados são apresentados por meio dos espectros de frequência e dos valores RMS das grandezas durante os 11 dias de medição. Dos dados coletados, percebe-se um pico de emissão da 13<sup>a</sup> harmônica em ambos os nós. Ressalta-se o baixo nível de emissão de harmônicas e inter-harmônicas, como no caso da corrente nominal, que é abaixo de 1%.

De modo semelhante a (YANG; BOLLEN; WAHLBERG, 2012), (PEREIRA et al., 2012) estabelecem um estudo das propagações de distorções harmônicas em um parque eólico por meio de análises no domínio do tempo e da frequência. Como cada uma dessas formas de análise possui suas vantagens e desvantagens, uma comparação entre elas é efetuada. Os resultados são obtidos por meio da simulação de um conjunto de 5 conversores que representam a central eólica analisada conectada à rede elétrica. Desta forma, a variação da *THD* no domínio do tempo e os espectros de frequência

das correntes são empregados para a avaliação das respostas do sistema. A utilização dos dois métodos indicam que a análise no domínio do tempo é mais adequada para sistemas mais simples, enquanto o domínio da frequência é melhor aplicado em sistemas mais complexos.

(AXELSSON et al., 2013) apresentam uma visão geral sobre a emissão de harmônicas em grandes parques eólicos *off-shore*. A análise do distúrbio é realizada de maneira distinta para frequências abaixo e acima de 2 kHz. Para isso, foram adotados dois modelos matemáticos, um simplificado e outro detalhado, além de medições reais. Na avaliação dos resultados, os autores propõem o uso da razão entre as harmônicas de corrente da rede elétrica e das emitidas pelos aerogeradores como um indicador denominado "função de transferência individual". Os resultados são exibidos por meio de gráficos da frequência em função do indicador citado. Desta forma, foi possível identificar a frequência de ressonância via nível de amplitude de tais gráficos. As simulações e as medições do sistema eólico analisado indicaram uma frequência de ressonância entre 2 e 3 kHz.

O trabalho de (LIU; FERREIRA; ROCHA, 2012) avalia as harmônicas e inter-harmônicas de alta frequência em um Sistema de Conversão de Energia Eólica composto por um Gerador de Indução Duplamente Alimentado (*DFIG*) e controlado pelo método *DPC* (*Direct Power Control* - Controle Direto de Potência). Analisa-se os espectros de frequência e os índices de distorções da forma de onda resultantes das simulações computacionais realizadas, com intuito de explicar a origem das harmônicas e inter-harmônicas geradas. Também é avaliada a influência do desequilíbrio de tensão na emissão das distorções analisadas. Por meio dos resultados, verificou-se que o *DFIG* apresenta um espectro de frequência esparsa contendo harmônicas e inter-harmônicas de diversas ordens. Isso se deve a fatores como o chaveamento dos conversores e a natureza do controle empregado.

(PARREIRAS; SILVA, 2012) analisam o impacto da inserção de geradores *PMSG* e *DFIG* dos parques eólicos nas distorções da forma de onda no ponto de acoplamento com a rede elétrica. Os resultados analisados são obtidos por meio de simulações computacionais do sistema descrito. Avalia-se a influência do número de geradores na injeção de conteúdo harmônico. Também é investigado a relação do tempo morto, do desequilíbrio de tensão e das impedâncias desbalanceadas da rede nas distorções harmônicas de corrente. Constatou-se que, embora um gerador eólico possa produzir um conteúdo harmônico dentro dos requisitos de rede, a conexão conjunta de diversos

conversores em paralelo pode resultar em valores significativos de harmônicas. Os fatores investigados foram identificados como elementos responsáveis pela emissão de distorções na forma de onda.

(DUONG et al., 2014) promovem uma análise comparativa da qualidade da energia elétrica proveniente de três topologias distintas de geradores eólicos empregados na indústria, a saber: o Gerador de Indução de Gaiola de Esquilo (do inglês, *Squirrel Cage Induction Generator - SCIG*), o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (*DFIG*) e o Gerador Síncrono à Imãs Permanentes (*PMSG*). Esse estudo foi desenvolvido por meio de simulações computacionais dos modelos dos geradores citados, utilizando o software *MatLab/Simulink*. Assim, aplicou-se um perfil de vento nos três sistemas eólicos modelados, de modo a estabelecer uma comparação entre a tensão RMS e as potências ativa e reativa destes. Os resultados obtidos indicaram que o *PMSG* possui um maior equilíbrio entre robustez, eficiência operacional e qualidade da energia.

De modo mais específico que (DUONG et al., 2014), onde realiza-se uma comparação dos distúrbios gerados por diferentes topologias de aerogeradores, (REIS; OLIVEIRA, 2015) descrevem os principais fatores de influência na emissão de conteúdo harmônico em parques eólicos. De modo a viabilizar a análise de tais fatores, realiza-se uma avaliação de desempenho de um sistema constituído por gerador síncrono e conversor pleno, de modo a comparar os resultados de simulação obtidos em ATP com os dados de medições em campo. Desta forma, verificou-se uma aproximação significativa entre o modelo em ATP e os dados reais.

(MUKHERJEE; PATRA; BANERJEE, 2010) defendem que a modulação *PWM* é responsável por efeitos adversos em sistemas de potência de alimentação CC, apesar de se acreditar que ela reduza determinados impactos. A modulação por espalhamento espectral é uma técnica comumente proposta para a redução de interferências eletromagnéticas (EMI) em sistemas CC. De acordo com os autores, tal técnica não é tão benéfica quanto se acredita. Para isso, são mostradas interferências, que mesmo compatíveis aos limites de EMI, podem afetar de diferentes formas o sistema elétrico. Essas diferenças podem ser notadas por meio de outros parâmetros de qualidade da energia. Estudos de casos foram realizados para definir diferentes condições de interferência com a finalidade de avaliar a influência da estratégia de modulação analisada no comportamento da tensão CC. Os resultados indicaram que a técnica empregada reduz as EMIs, contudo, ela possui um baixo desempenho em outros parâmetros, como a tensão RMS e o *ripple* do barramento CC.

Seguindo o mesmo raciocínio, (JIANG; WANG, 2013) averigam, de maneira comparativa, a influência que o tipo de modulação *PWM* ocasiona na qualidade da energia elétrica. Nesse artigo, foram apreciados dois tipos de *PWM* com frequência de chaveamento variável. O primeiro, denominado VSFPWM1, se baseia em manter o valor de pico da corrente de *ripple* dentro de uma faixa de valores que podem reduzir os ruídos causados pelos EMIs. O segundo método, VSFPWM2, é projetado de modo a manter o valor RMS da corrente de *ripple* constante e minimizar o EMI. Tais estudos são desenvolvidos mediante a simulações computacionais e resultados experimentais. De acordo com os resultados apresentados pelos autores, o controle da frequência de chaveamento variável pode melhorar o desempenho de EMI e eficiência sem prejudicar a qualidade da energia. Também constatou-se que o VSFPWM1 possui um melhor desempenho que o VSFPWM2 na redução das EMIs.

(BUBSHAIT et al., 2015) avaliam três algoritmos empregados em conversores *back-to-back*, para dois modos distintos de operação, considerando-se 3 condições de controle. O primeiro modo de operação ocorre durante a conexão do aerogerador a rede elétrica, onde o controlador é responsável pela compensação das harmônicas causadas por cargas não lineares por meio da adição de potência ativa e reativa. No segundo modo, quando não há energia eólica disponível, o controlador mitiga as harmônicas usando o barramento CC do conversor ligado a rede elétrica. Os modelos da turbina eólica, do *PMSG* e da estratégia de controle são trabalhados por meio de simulações computacionais em *Simulink*. Os autores efetuaram uma análise comparativa das distorções harmônicas geradas para as condições de controle estudadas, a saber: p-q, CPT e sem controle. Tal comparação é realizada para os dois modos de operação citados. Os resultados evidenciam que no primeiro modo de operação, a controle p-q possui um melhor desempenho na mitigação de harmônicas. O CPT se apresentou como uma melhor opção para o segundo modo.

Outros autores que seguiram a mesma abordagem foram (ERRAMI; OUASSAID; MARROUFI, 2015), que comparam duas estratégia de controle comumente adotadas em parques eólicos industriais que utilizam geradores *PMSG*. O sistema analisado consiste em dois aerogeradores *PMSG*, de 2 MW cada, conectados a um barramento CC por meio de retificadores. Os aerogeradores são conectados a rede por um inversor de frequência ligado ao barramento CC. As estratégias de controle propostas pelos autores combinam o controle de *pitch* com o *MPPT* (*Maximum Power Point Tracking*) de modo a maximizar a energia extraída com o menor impacto possível da tensão da rede. Desta forma, desenvolveu-se um controle não linear para o retificador com *MPPT* e

modos deslizantes, e um controle linear do lado da rede com *SM* e implementação. A avaliação de tais estratégias aplicadas no sistema citado é efetuada por simulações em *MatLab/Simulink*. A resposta de parâmetros como as distorções harmônicas e as variações de tensão e frequência são utilizadas para determinar o desempenho dos controles propostos, no quesito de QEE. Assim, constatou-se a eficácia das metodologias de controle desenvolvidas, com destaque ao controle não linear que apresentou uma melhor performance.

À luz dos artigos elencados, observa-se diferentes abordagens de estudo com objetivo de identificar os elementos do sistema eólico responsáveis pelos distúrbios na QEE. Medições de campo e simulações computacionais constataam que o número e o tipo de aerogerador afeta diretamente nas distorções na forma de onda no ponto de acoplamento com a rede. De modo a definir, especificamente, as principais fontes emissoras de harmônicas e inter-harmônicas, os fatores de operação do sistema de conversão de energia eólica são analisados. Averiguou-se a influência de aspectos como o tempo morto, o desequilíbrio de tensão, o desbalanceamento de impedâncias e as estratégias de controle e modulação. Ponderando tais aspectos, verifica-se uma carência de estudos em outros princípios operacionais do conversor de frequência na geração de componentes espectrais, como a frequência de chaveamento *PWM* e a amplitude da tensão do barramento CC.

### 1.3 Objetivos, Metas e Contribuições

Tendo em vista os aspectos ora mencionados, a presente dissertação tem como objetivo avaliar os índices de distorções harmônicas e inter-harmônicas de centrais eólicas constituídas por geradores síncronos a ímãs permanentes (*PMSG*) e conversores *back-to-back*, frente a variação dos seguintes parâmetros de operação: chaveamento *PWM*, tempo morto e tensão no barramento CC. Para tanto, são executadas simulações computacionais de uma estrutura laboratorial que emula um SCEE real.

Afim de atender a proposta de estudo sugerida para este trabalho, têm-se como metas:

- Especificar os elementos da estrutura laboratorial que emule o sistema eólico industrial;
- Simular, por meio do software *MatLab*, o comportamento da uma central eólica;

- Aplicar os protocolos recomendados pela *IEC* 61000-4-7 e *IEEE* 519 no cálculo de índices das distorções na forma de onda;
- Analisar a influência da variação da frequência de chaveamento *PWM*, do tempo morto e da tensão no barramento CC, na emissão das distorções harmônicas e inter-harmônicas.

A contribuição da presente dissertação se justifica pela identificação dos fatores de operação mais significativos na emissão das distorções na forma de onda. Mediante a essas informações, é possível explorar estratégias de mitigação das harmônicas e inter-harmônicas em sistemas de geração eólica.

#### 1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho está estruturado de forma a estabelecer o bom entendimento dos procedimentos de pesquisa adotados para se atingir os objetivos propostos anteriormente. Desta forma, têm-se:

- Capítulo 2 - Fundamentação Teórica: apresentam-se os aspectos conceituais necessários para a compreensão das tecnologias de geração eólica e dos parâmetros de qualidade da energia empregados nesse trabalho.
- Capítulo 3 - Concepção da Estrutura Laboratorial: nesse capítulo, detalha-se as ferramentas experimentais aplicadas na composição da bancada eólica desenvolvida para essa pesquisa, como os componentes de potência, o controlador *ezDSP f28335*, o sistema de aquisição e as placas de condicionamento.
- Capítulo 4 - Metodologia de Análise: os principais detalhes da simulação computacional e do sistema analisado são detalhados. Em seguida, lista-se os valores adotados para os estudos de caso dos parâmetros avaliados. Por fim, são descritos os índices e as métricas adotadas para a análise dos resultados obtidos.
- Capítulo 5 - Resultados e Discussões: os dados resultantes das simulações, empregados nos estudos de casos propostos, são exibidos por meio de gráficos e tabelas. Aplicando as metodologias de análise, discorre-se sobre os comportamentos e respostas adquiridas, de modo a quantificar e avaliar a influência da frequência de chaveamento *PWM*, do tempo morto e da tensão no barramento CC na emissão de harmônicas e inter-harmônicas.

- Capítulo 6 - Conclusão e Trabalhos Futuros: Após analisar os resultados obtidos, resalta-se as principais características dos fatores de operação no comportamento dos índices de distorções da forma de onda. Os aspectos que não foram abordados nesse trabalho e podem agregar conhecimento nessa linha de pesquisa são indicados como possíveis trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 Considerações Iniciais

O presente capítulo apresenta uma síntese dos aspectos gerais e dos fundamentos de operação das tecnologias de geração eólica. Este embasamento teórico tem como foco identificar a influência dos fatores operacionais na produção das distorções harmônicas e inter-harmônicas. Primeiramente, uma breve descrição dos sistemas de conversão de energia eólica é realizada. Em seguida, os princípios necessários para a operação de um conversor de frequência são exibidos. Também são apresentados os aspectos fundamentais das distorções na forma de onda, que é o principal parâmetro de análise desta dissertação. Por fim, detalha-se as origens dessas distorções na operação de um conversor de frequência.

### 2.2 Sistema de Conversão de Energia Eólica

O sistema de conversão de energia eólica (SCEE) é responsável pelo fornecimento de energia elétrica utilizando como fonte a energia mecânica proveniente do vento. Os principais componentes deste sistema são: a turbina eólica, o gerador elétrico e o conversor de frequência. A Fig 2.1 apresenta um diagrama funcional de um SCEE conectado a rede elétrica (SOARES, 2012).

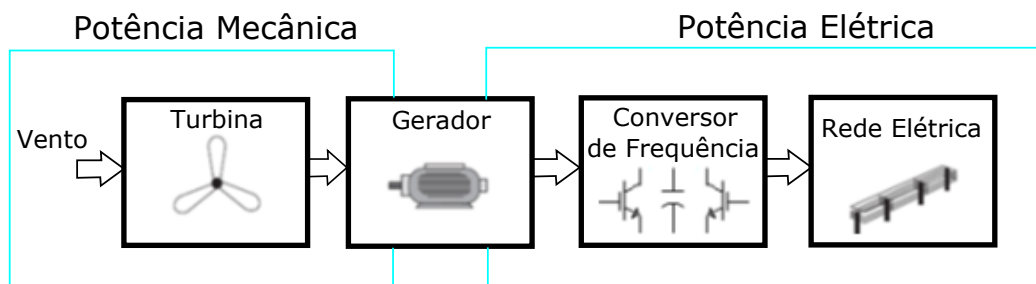


Figura 2.1: Diagrama funcional de um SCEE (SOARES, 2012).

A turbina eólica recebe o trabalho mecânico realizado pelo vento a fim de fornecer o torque necessário para o gerador elétrico. Por meio do conversor de frequência, a tensão gerada na saída do gerador é tratada e condicionada, de modo a estabelecer a amplitude, a frequência e a fase necessária para a conexão na rede básica.



A seguir, as equações que definem o comportamento dinâmico do vento e da turbina eólica e as principais topologias utilizadas na geração eólica serão descritas.

### 2.2.1 Dinâmica do Vento e da Turbina Eólica

O vento é gerado por uma série de mecanismos complexos que envolvem diversos fatores, como a rotação da terra, a sazonalidade, o aquecimento não uniforme da superfície terrestre, a capacidade de calor do sol, entre outros. O ar quente e de alta pressão que existe na linha do equador tende a aumentar a sua altitude e fluir na direção dos hemisférios, enquanto o ar frio e de baixa pressão, existente nos hemisférios, tem a tendência de baixar de altitude e ir em direção ao equador, formando um ciclo. Mesmo a energia eólica sendo uma fonte inesgotável, existem peculiaridades da incidência dos ventos nos aerogeradores que devem ser estudados detalhadamente para verificar a viabilidade do projeto de SCEE (CARVALHO, 2006).

A análise de viabilidade de um SCEE é realizada por medições de velocidade do vento, no local onde será a instalação, durante um período estabelecido em norma. O comportamento do sistema pode ser estudado previamente por meio de uma modelagem do vento e da turbina. A energia cinética ( $E$ ) transmitida pelo vento para a turbina, dada em  $J/m^3$ , é apresentada pela expressão (2.1). Essa energia pode ser traduzida na forma de potência do vento ( $P_{vento}$ ), dada em Watts, por (2.2) (BONELLI, 2010).

$$E = \frac{1}{2}\rho v_{vento}^2 \quad (2.1)$$

$$P_{vento} = \frac{1}{2}\rho A v_{vento}^3 \quad (2.2)$$

Onde:

A área da secção transversal é dada por  $A$ ,  $\rho$  é a massa específica do vento e  $v_{vento}$  é sua velocidade.

Deve-se ressaltar que, de acordo com a lei de Betz, nem toda a potência disponível no vento pode ser extraída e utilizada. Segundo os experimentos de Betz, na década de 1920, a potência teórica máxima alcançada por uma turbina eólica era aproximadamente 59.3 % da potência total disponível. Isso pode ser explicado pelo fato de toda

vez que uma massa de ar passa por uma turbina, a mesma continua a ter uma velocidade menor do que a de entrada, mas não nula. Esse fato evidencia que nem toda a potência foi extraída. Por esse motivo, surge a equação do coeficiente de potência  $C_p$ , expressa em (2.3), que relaciona a potência do vento e a potência mecânica no eixo da turbina (BONELLI, 2010).

$$C_p = \frac{P_{mec}}{P_{vento}} \quad (2.3)$$

Combinando (2.2) e (2.3), obtém-se uma expressão para a potência mecânica no eixo da turbina, mostrada em (2.4) (BONELLI, 2010).

$$P_{mec} = \frac{1}{2} C_p \rho A v_{vento}^3 \quad (2.4)$$

A Fig. 2.2 mostra as curvas de potência mecânica em função da velocidade de rotação das pás para diferentes velocidades de vento.

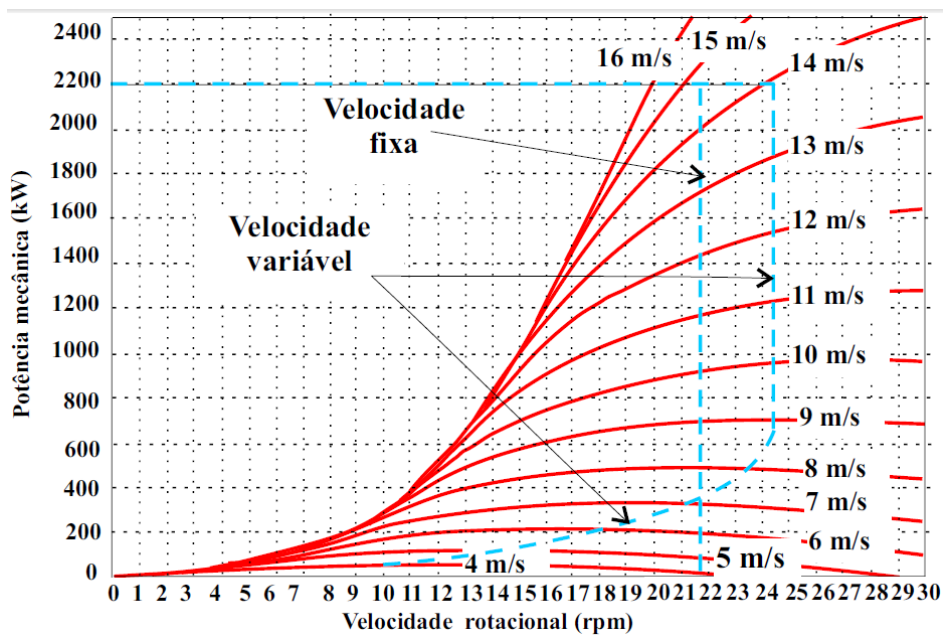


Figura 2.2: Potência mecânica em função da velocidade rotacional para diferentes velocidades de vento. (CARVALHO, 2006).

O coeficiente  $C_p$  é dependente de duas variáveis: o coeficiente  $\lambda$  e o ângulo de passo das pás da turbina ( $\beta$ ). O coeficiente  $\lambda$  é a relação entre a velocidade da ponta da pá da turbina com a velocidade do vento. O ângulo  $\beta$  está atrelado com a rotação das pás

em torno do seu eixo longitudinal. Em (2.5), o  $C_p$  é expresso em função dessas duas variáveis. Os coeficientes de  $c_1$  à  $c_9$  são especificados de acordo com as características aerodinâmicas da turbina (BONELLI, 2010).

$$C_p = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4\beta^{c_5} - c_6 \right) e^{\frac{c_7}{\lambda_i}} \quad (2.5)$$

Onde:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + c_9\beta} - \frac{1}{\beta^3 + 1}} \quad (2.6)$$

Para se obter o coeficiente de potência máxima é necessário atingir o valor ótimo para o coeficiente adimensional  $\lambda$ , levando em conta o valor de  $\beta$ . O coeficiente  $\lambda$  ótimo é calculado em relação a velocidade angular ótima ( $\omega_{otimo}$ ), o raio R da turbina e a velocidade do vento, como mostrado em (2.7). Desta forma, é possível equacionar a potência mecânica ótima de acordo com (2.8) (BONELLI, 2010).

$$\lambda_{otimo} = \frac{\omega_{otimo}R}{v_{vento}} \quad (2.7)$$

$$P_{mec}^{otima} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 \frac{C_p^{otimo}}{\lambda_{otimo}^3} \omega_{otimo}^3 \quad (2.8)$$

A potência elétrica está relacionada diretamente com o produto dos rendimentos do multiplicador de velocidade e do gerador elétrico, representado por  $\eta$ , como mostrado em (2.9) (CARVALHO, 2006). As equações (2.4), (2.7), (2.8), e (2.9), apresentam a relação direta da velocidade do vento com a potência elétrica do aerogerador.

$$P_{elet} = \eta P_{mec} \quad (2.9)$$

As turbinas eólicas são projetadas para gerar a máxima potência a uma determinada velocidade do vento. Esta potência é a nominal, que é atingida na velocidade nominal

do vento. Tal velocidade é ajustada de acordo com o regime dos ventos locais. A Fig. 2.3 mostra a potência elétrica de saída de um aerogerador em função da velocidade do vento, indicando a região de operação do sistema (CARVALHO, 2006).

As turbinas eólicas se caracterizam por iniciar a sua a operação somente em uma certa velocidade do vento, conhecida como velocidade de vento de partida (*cut-in wind speed*). Quando a velocidade do vento é muito alta, danos físicos podem ser causados ao dispositivo devido ao excesso de cargas mecânicas. Para evitar isso, a turbina é retirada de operação quando a velocidade excede o limite de corte (*cut-out wind speed*). A faixa de operação das turbinas eólicas está entre a *cut-in wind speed* e a *cut-out wind speed* (CARVALHO, 2006).

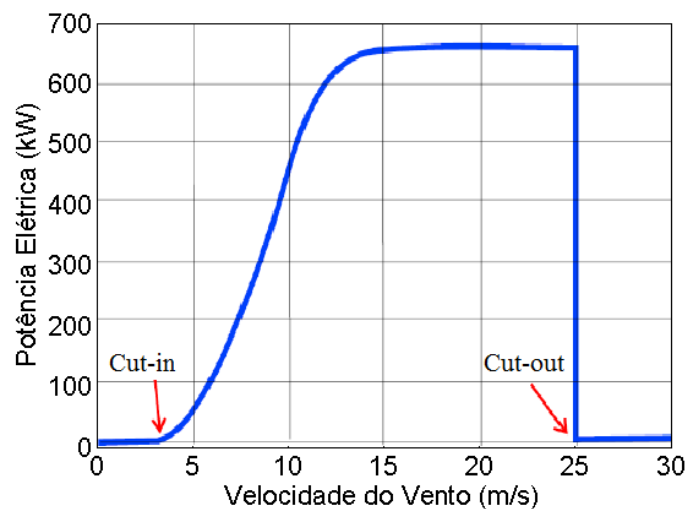


Figura 2.3: Curva típica de potência elétrica em função do vento de uma turbina eólica de 660 kW com controle de *Pitch* (CARVALHO, 2006).

## 2.2.2 Topologias Utilizadas na Geração Eólica

As diferentes tecnologias que podem ser adotadas para compor os SCEE permitem o desenvolvimento de variadas topologias na geração eólica. Em geral, essas topologias são definidas pelos tipos de turbinas eólicas e de geradores elétricos empregados.

As turbinas eólicas podem ser classificadas em dois tipos: velocidade fixa ou velocidade variável. As de velocidade fixa são equipadas com geradores ligados diretamente a rede elétrica. Contudo, elas possuem desvantagens devido ao pouco controle do consumo de reativos, a perda de potencial energético do vento e o alto estresse mecânico. Por estas razões, elas não são habitualmente empregadas na indústria. Em geral, as centrais eólicas empregam as turbinas de velocidade variável, que são projetadas para alcançar a máxima eficiência aerodinâmica ao longo de uma larga faixa de velocidade de vento.

Desta forma, o torque do gerador é mantido praticamente constante e a variação do vento é absorvida por alterações na velocidade do gerador (RAMOS, 2009). Por não possuírem uma rotação constante, as turbinas de velocidade variável são conectados à rede elétrica por meio de conversores de frequência.

Dentre diversas topologias de SCEE existentes, quatro tipos de geradores elétricos usualmente empregados são destacados, a saber: o Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo, o Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Gerador de Síncrono de Rotor Bobinado e o Gerador Síncrono de Imãs Permanentes. A seguir, cada uma destas tecnologias é descrita.

### 2.2.2.1 Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo

O sistema eólico com Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo (em inglês, *Squirrel Cage Induction Generator - SCIG*) não possui escovas e utiliza uma caixa de transmissão entre o rotor e as pás, de modo a permitir a operação em uma ampla faixa de velocidade de vento. Por utilizar uma caixa de transmissão, existe uma maior demanda na manutenção nessa topologia, que se deve ao maior desgaste das estruturas mecânicas do sistema (SANTOS, 2015).

#### Turbina Eólica

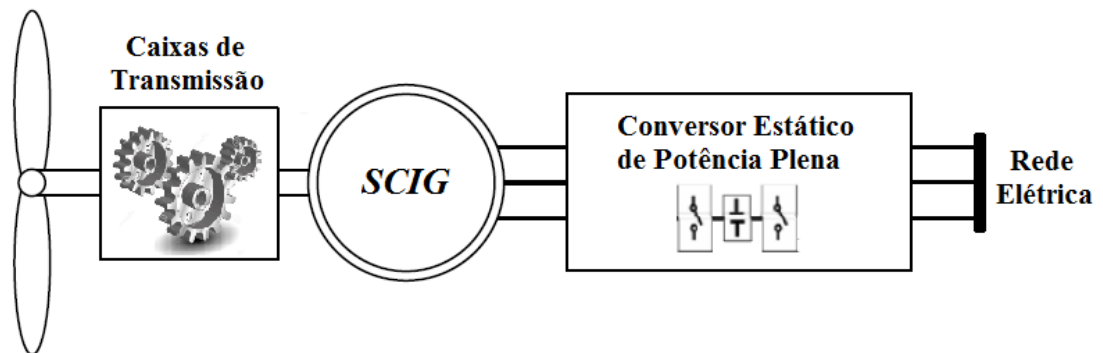


Figura 2.4: Configuração da topologia *SCIG*.(BONELLI, 2010)

A conexão do *SCIG* com a rede é realizada por meio de um conversor estático de potência plena, que controla a velocidade do rotor e proporciona o manuseio do fluxo de potências ativas e reativas do sistema (SANTOS, 2015). A configuração do *SCIG* pode ser visualizada na Fig. 2.4.

O conversor estático possibilita o desacoplamento entre o gerador e a rede elétrica, evitando a emissão de distúrbios elétricos sobre a geração. Contudo, tal conversor é

dimensionado para a potência nominal aparente, e devido a isso, carece de um conversor de maior potência frente aos utilizados em geradores síncronos, acarretando maiores custos(SOARES, 2012).

### 2.2.2.2 Gerador de Indução Duplamente Alimentado

O Gerador de Indução Duplamente Alimentado (em inglês, *Doubly-Fed Induction Generator - DFIG*) é uma das tecnologias mais empregadas nas centrais eólicas industriais. Nessa topologia, o estator do gerador é ligado diretamente à rede elétrica, que determina sua frequência síncrona. Enquanto isso, o rotor da máquina é conectado à rede por meio de um conversor eletrônico, que ajusta a frequência de excitação e permite um fluxo bidirecional de potência no sistema (SOARES, 2012). A Fig. 2.5 apresenta a configuração da topologia *DFIG*.

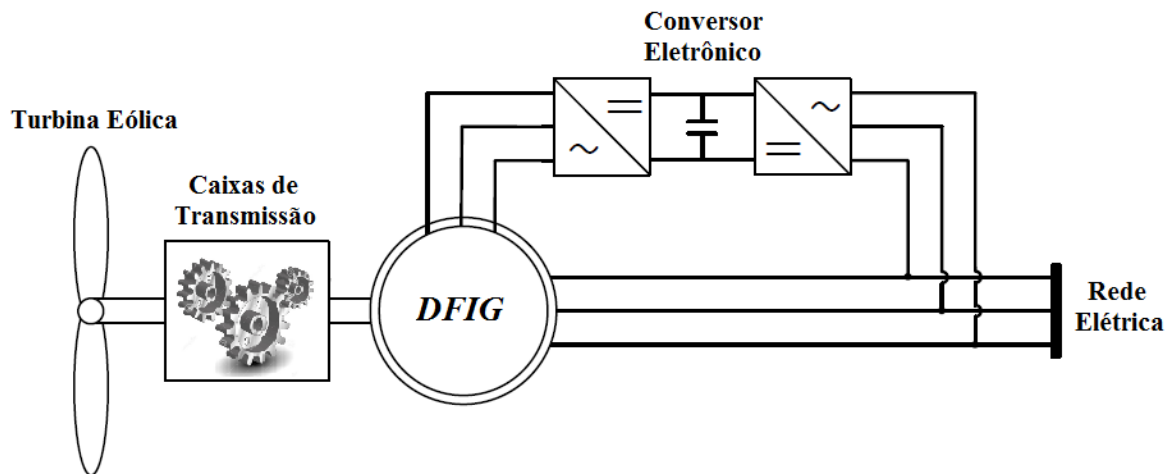


Figura 2.5: Configuração da topologia *DFIG*.(BONELLI, 2010)

O conversor utilizado no *DFIG* pode ser dimensionado com 30 % da potência nominal da máquina. Isso permite um controle completo de potência ativa e reativa, garantindo menores distúrbios na rede elétrica. A desvantagem desta topologia é a necessidade de anéis deslizantes no gerador e de uma caixa de transmissão, o que aumenta os custos de manutenção mecânica. Além disso, o sistema eólico é susceptível à distúrbios provenientes da rede elétrica, devido a conexão direta do estator a esta (SANTOS, 2015).

### 2.2.2.3 Gerador Síncrono de Rotor Bobinado

De modo semelhante ao *SCIG*, o gerador síncrono de rotor bobinado (GSRB) é conectado a rede elétrica por meio de um conversor eletrônico de potência plena, que permite a operação do sistema em turbinas de velocidade variável. As vantagens desta

tecnologia são caracterizadas pelo fato da caixa de transmissão ser desnecessária e o controle das potências ativa e reativa poder ser implementado. A Fig 2.6 mostra a configuração da topologia citada (SANTOS, 2015).

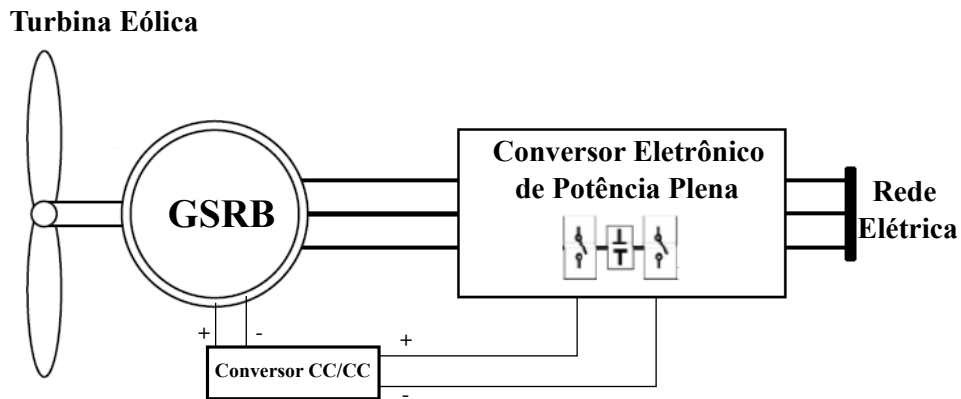


Figura 2.6: Configuração da topologia GSRB.(SANTOS, 2015)

Apesar de seus benefícios, a operação do GSRB depende de um conversor para o circuito de campo. Além disso, os conversores estáticos ligados a rede devem ser dimensionados de acordo com a potência nominal do gerador (SOARES, 2012).

#### 2.2.2.4 Gerador Síncrono de Imãs Permanentes

O sistema eólico com Gerador Síncrono de Imãs Permanentes (em inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator - PMSG*) é conectado à rede elétrica por meio de um conversor de frequência *back-to-back*, que permite uma operação em uma ampla faixa de velocidade do vento. Esta tecnologia se apresenta como uma das mais promissoras empregadas nas centrais eólicas industriais (SANTOS, 2015). A Fig 2.7 exhibe a configuração da topologia *PMSG*.

Para geradores síncronos com elevados números de polos não é necessário o uso de escovas e de uma caixa de transmissão entre a turbina e o gerador, o que permite reduzir os defeitos de origem mecânica e os custos associados à manutenção. Outras vantagens do *PMSG* incluem um controle completo do fluxo de potência ativa e reativa, um menor aquecimento da estrutura devido à ausência das perdas de campo e uma alta razão de potência em relação ao peso (SOARES, 2012). No entanto, por utilizar ímãs permanentes, o custo de fabricação do *PMSG* é elevado, e no caso de desmagnetização dos ímãs, o gerador perde a sua função (SANTOS, 2015). O *PMSG* é a topologia de geração abordada nesse trabalho.

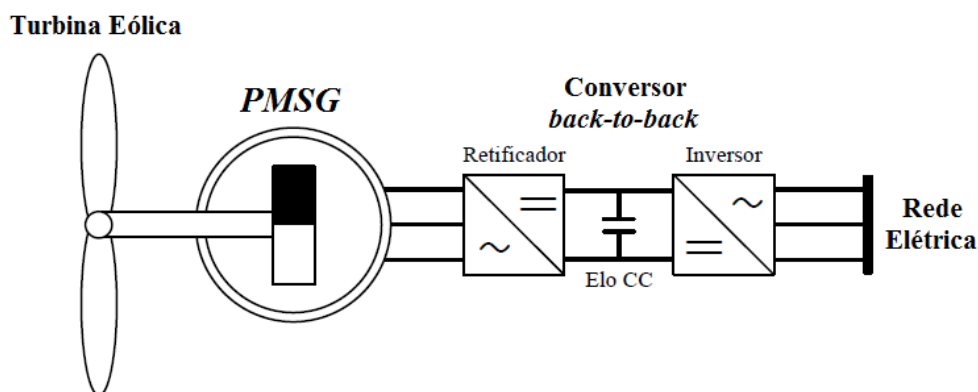


Figura 2.7: Configuração da topologia *PMSG*.(BONELLI, 2010)

Das tecnologias de geração apresentadas, deve-se ressaltar a importância dos conversores de frequência na evolução da operação dos sistemas eólicos. Os principais aspectos de tais conversores são elencados na seção a seguir.

## 2.3 Conversor de Frequência

### 2.3.1 Conceitos básico

O conversor trifásico de frequência é um dispositivo não-linear que utiliza componentes de eletrônica de potência, como as chaves *SCR* e *IGBT*, e sua função é conectar o SCEE à rede básica. O uso do conversor é característico das tecnologias que trabalham em velocidade variável. Esse dispositivo é responsável pelo condicionamento da tensão de saída do gerador em relação aos requisitos exigidos pela rede elétrica, permitindo tal conexão (CARVALHO, 2006).

Basicamente, o conversor trifásico pode ser dividido em três partes: o retificador, o barramento CC e o inversor. O retificador transforma a tensão alternada da saída do gerador em uma tensão contínua no barramento CC. O tipo de retificador é definido como não-controlado ou controlado, o que depende diretamente das chaves utilizadas. Nos retificadores controlados são usadas chaves *SCR*, *IGBT*, entre outras, enquanto os retificadores não-controlados empregam diodos.

O inversor converte a tensão contínua do barramento CC em uma tensão alternada em sua saída, de modo a atender às condições necessárias para a conexão com a rede. O chaveamento realizado nos inversores é controlado, pois são empregadas chaves como *IGBT* e *GTO* (CARVALHO, 2006).



A topologia dos conversores é definida pelos componentes empregados e os modos de operação do dispositivo. Tradicionalmente, as duas topologias mais empregadas para a conexão de SCEE na rede elétrica são: o conversor com retificador não-controlado mais estágio *boost* e o conversor *back-to-back*. A primeira topologia utiliza um retificador a diodos em cascata com um estágio *boost*, como apresentado na Fig. 2.8. O estágio *boost* permite regular e elevar o nível de tensão no barramento CC, além de controlar a potência reativa injetada na rede. Por adotar um retificador não-controlado, essa topologia não permite o fluxo bidirecional de potência entre o gerador e a rede elétrica (SANTOS, 2015).

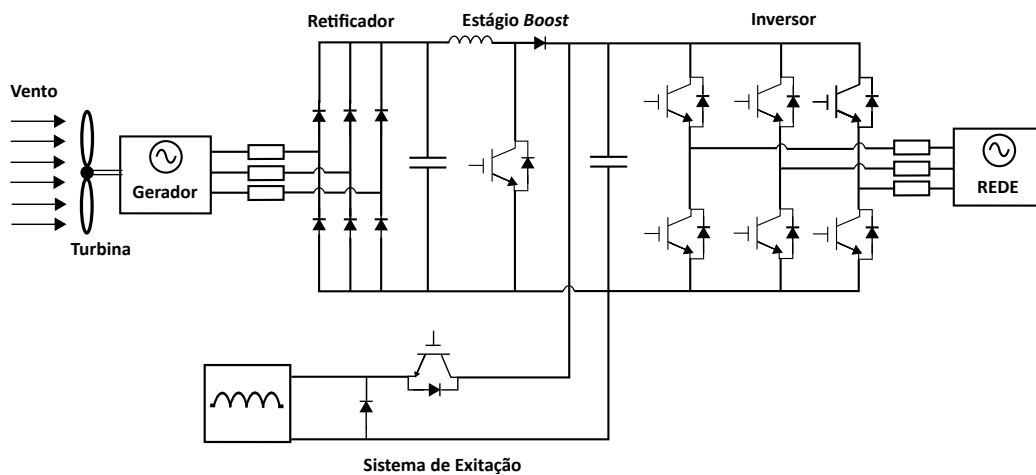


Figura 2.8: Diagrama esquemático de um conversor com retificador não-controlado mais estágio *boost* (REIS, 2015).

O conversor *back-to-back* é composto por um inversor e um retificador controlado conectados por um barramento CC de tensão elevada, como apresentado na Fig. 2.9. Para o SCEE analisado, o retificador controlado é responsável pelo controle da tensão no barramento CC e da potência fornecida pelo gerador, enquanto o inversor regula a amplitude e a frequência da tensão de saída e controla o fator de potência do sistema de geração. Essa topologia é muito versátil por permitir o fluxo de potência bidirecional entre o gerador e a rede. Desta forma, o conversor *back-to-back* é a tecnologia mais utilizada para conversores de frequência (SANTOS, 2015).

A tecnologia de conversor *back-to-back* é a topologia de conversor abordada nesse trabalho. A operação desse dispositivo depende diretamente do controle do chaveamento dos dispositivos semicondutores. Para realizar tal controle é necessário medir as tensões e correntes trifásicas na entrada e na saída do conversor, além da tensão no barramento CC. Os dados de medição são utilizados como referência para os três algoritmos que estabelecem o controle do conversor *back-to-back*, a saber: o método de sincronismo,

a estratégia de controle e a modulação *PWM*. Esses algoritmos são apresentados de maneira detalhada a seguir.

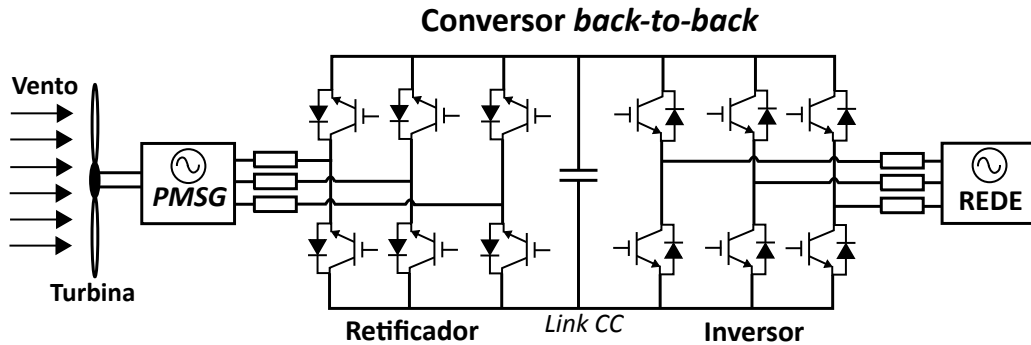


Figura 2.9: Diagrama esquemático de um conversor *back-to-back* (REIS, 2015).

## 2.3.2 Método de Sincronismo

### 2.3.2.1 Conceitos Básicos

As fontes eólicas são conectadas ao sistema elétrico por meio da sincronização entre as tensões na saída do conversor de frequência com a rede elétrica. Os métodos de sincronismo são aplicados tanto no lado do gerador eólico quanto no lado da rede, utilizando como referência as medições de tensão nesses pontos (RODRIGUEZ et al., 2006). Desta forma, são estabelecidas as fases e as frequências angulares de referência aplicadas nas transformações de Park da estratégia de controle e do chaveamento *PWM* do conversor (PEREIRA et al., 2013). Por adotar tais medições como base, os distúrbios presentes nas tensões podem ocasionar alterações nos sinais de sincronização gerados por estes métodos, e em consequência, afetar a conexão e a operação do sistema eólico. Por este motivo, diferentes métodos foram desenvolvidos com intuito de aprimorar o desempenho do sincronismo (RODRIGUEZ et al., 2006).

Dentre os métodos de sincronismo existentes na literatura atinente, os de malha fechada destacam-se por prover uma rápida captura da fase e possuir uma boa qualidade de filtragem. Porém, nem sempre as duas características podem ser alcançadas simultaneamente, o que pode comprometer o processo de obtenção de uma resposta transitória adequada e de uma boa rejeição de ruídos (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2004). O *Phase-Locked Loop* (*PLL*) caracteriza-se como um exemplo de método de sincronismo em malha fechada que é utilizada nas aplicações industriais (RODRIGUEZ et al., 2006).

Um *PLL* ideal é capaz de fornecer, de maneira rápida e precisa, informações sobre a sin-

cronização com um alto grau de imunidade e insensibilidade a perturbações, como distorções harmônicas, desequilíbrios, afundamentos de tensão e outros tipos de distúrbios nos sinais de entrada (RODRIGUEZ et al., 2006). Os métodos em *PLL* utilizam dispositivos que rastreiam continuamente o ângulo do sinal de entrada, mantendo um sinal de saída sincronizado em frequência e fase com a referência. Mais precisamente, o *PLL* controla a fase de um sinal de saída de tal maneira que o erro entre a fase deste em relação a referência seja reduzido ao mínimo (HSIEH; HUNG, 1996). O modelo básico de um *PLL* é apresentado na Figura 2.10.

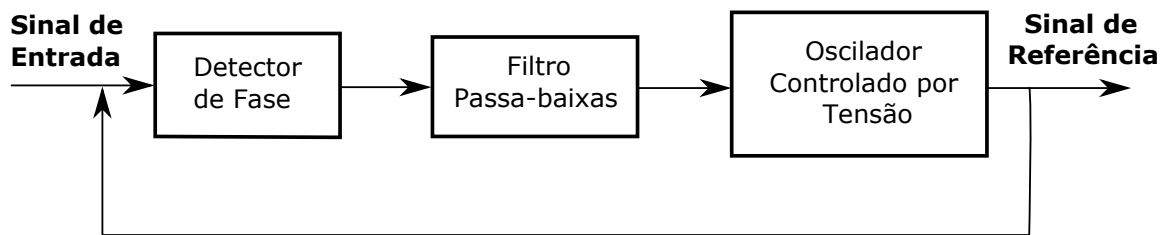


Figura 2.10: Diagrama de blocos de um *PLL*.

O detector de fase compara o ângulo do sinal de entrada com o de saída do conversor e produz uma tensão proporcional à diferença entre esses dois sinais. A tensão de saída desse detector é filtrada e usada como sinal de controle do conversor.

A frequência de saída do conversor é ajustada com o objetivo de diminuir a diferença de fase entre os sinais de entrada e de saída. Como esse dispositivo produz uma frequência proporcional à sua tensão de entrada, qualquer sinal variante no tempo que aparecer no controle vai efetuar uma modulação em frequência. Todo *PLL* é pelo menos de primeira ordem devido ao integrador inerente ao conversor. É possível construir *PLLs* de tipos e ordens diferentes dependendo da configuração de sua malha (HSIEH; HUNG, 1996).

Dentre os diversos tipos de *PLL* apresentados na literatura, o *Synchronous Reference Frame PLL (SRF-PLL)* e o *Dual Second Order Generalized Integrator PLL (DSOGI-PLL)* são empregados para a inserção de fontes eólicas na rede elétrica (PEREIRA et al., 2013).

### 2.3.2.2 *SRF-PLL*

O *SRF-PLL* utiliza as tensões medidas em cada fase como a entrada de uma transformada de Clarke seguida de uma transformada de Park, que converte do referencial

trifásico  $abc$  para o referencial bifásico de rotação síncrona  $dq$ . As expressões das transformadas de Clarke e de Park são apresentadas em (2.10) e (2.11) (PEREIRA et al., 2013).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \Rightarrow [V_{\alpha\beta}] = [T_{\alpha\beta}] [V_{abc}] \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \Rightarrow [V_{dq}] = [T_{dq}] [V_{\alpha\beta}] \quad (2.11)$$

No referencial  $dq$ , a posição angular é controlada por meio de uma malha fechada com controle PI que regula a componente  $q$  para zero, enquanto a componente  $d$  traz informações sobre a amplitude da tensão. O ângulo de saída é utilizado para a realimentação da malha na transformada de Park (PEREIRA et al., 2013). A Fig. 2.11 apresenta o diagrama de blocos do  $SRF-PLL$ .

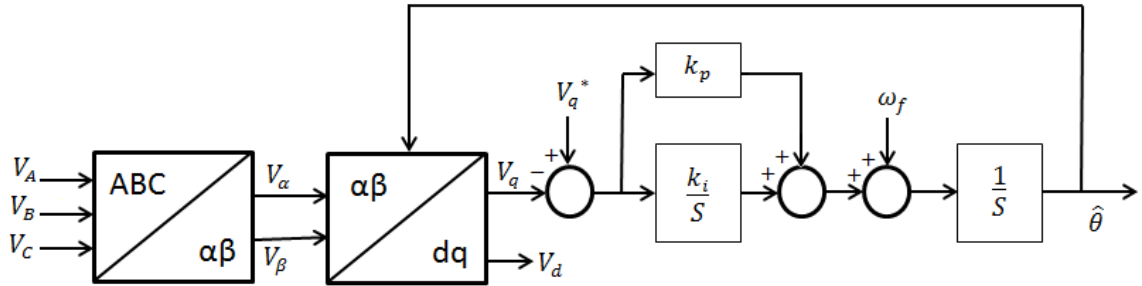


Figura 2.11: Diagrama de blocos do  $SRF-PLL$ .

Em condições adequadas, com tensões equilibradas e sem distorções na forma de onda, o  $SRF-PLL$  produz bons resultados em sua saída. Contudo, quando sujeito a desequilíbrios e distorções harmônicas, a resposta do  $SRF-PLL$  é significativamente afetada. Esse comportamento se deve à largura de banda do método, que influencia diretamente as distorções na forma de onda (PEREIRA et al., 2013).

Os efeitos da perturbação na rede podem ser minimizadas por meio da redução na largura de banda do  $SRF-PLL$ . Todavia, tal redução resulta em um aumento no tempo de resposta e diminuição na velocidade do método de sincronismo. Uma resposta muito lenta pode acarretar na perda de sincronismo com a rede elétrica.

### 2.3.2.3 DSOGI-PLL

O *DSOGI-PLL* é um método que aplica o *SRF-PLL* conjuntamente com dois filtros, denominados *SOGI* (*Second Order Generalized Integrator*), utilizando como entrada as componentes de sequência positiva das tensões de fase medidas. Desta forma, o algoritmo do *DSOGI-PLL* pode ser descrito em três etapas: *DSOGI-QSG*, *PSC* e *SRF-PLL* (RODRIGUEZ et al., 2006).

A primeira etapa inicia-se com o cálculo da transformada de Clark, mostrada em (2.10), resultando nas duas tensões  $V_\alpha$  e  $V_\beta$ . Tais tensões são utilizadas como entrada para os dois filtros *SOGI-QSG*, chamados de *DSOGI-QSG*, que atuam como passa-baixas para a sequência positiva e passa-faixa para a sequência negativa (RODRIGUEZ et al., 2006). A Fig. 2.12 apresenta o diagrama de blocos do filtro *SOGI-QSG*.

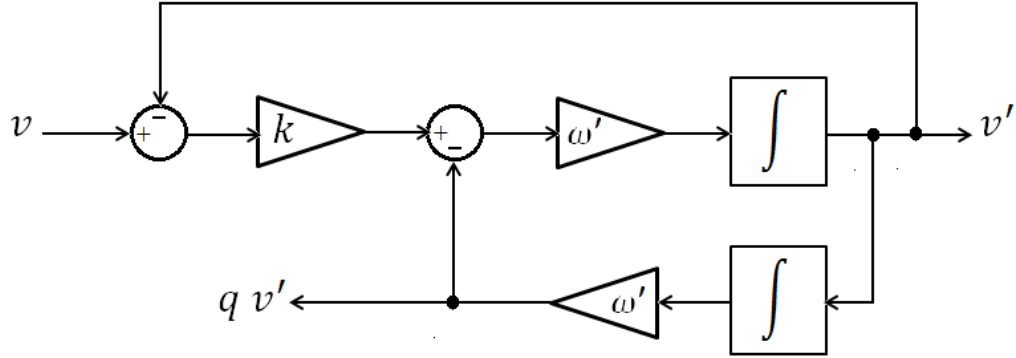


Figura 2.12: Diagrama de blocos do filtro *SOGI-QSG*.

Um aspecto importante do filtro *DSOGI-QSG* é a sua capacidade de atenuar as componentes harmônicas de alta frequência, o que ressalta a robustez da técnica diante de distorções na forma de onda da rede básica. Em (2.12) são expressas as funções de transferência do *SOGI-QSG* (RODRIGUEZ et al., 2006).

$$\begin{aligned}
 D(s) &= \frac{v'}{v}(s) = \frac{\xi\omega' s}{s^2 + \xi\omega' s + \omega'^2} \\
 Q(s) &= \frac{qv'}{v}(s) = \frac{\xi\omega'^2}{s^2 + \xi\omega' s + \omega'^2}
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

Onde:

$\omega'$  é a frequência natural não amortecida do *DSOGI-QSG* e  $\xi$  é o fator de amortecimento.

O valor de  $\xi$  afeta a seletividade do filtro. Quanto menor o valor de  $\xi$ , mais seletiva é a resposta do filtro e maior é o tempo de estabilização. A resposta criticamente amortecida do *DSOGI-QSG* ocorre quando  $\xi = 2$ . Os sinais de saída do *DSOGI-QSG* apresentam erros na fase e na magnitude quando a frequência natural não amortecida  $\omega'$  é distinta da frequência  $\omega$  da rede elétrica. Logo  $\omega' = \omega = 2\pi 60$  (RODRIGUEZ et al., 2006).

Os sinais de saída do *DSOGI-QSG*, na referência  $\alpha\beta$ , são aplicados no cálculo da sequência positiva (*Positive-Sequence Calculator - PSC*). O *PSC* é expresso em (2.14) (MAKINEN; TUUSA, 2013).

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_b^+ \\ V_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \Rightarrow [V_{abc}^+] = [T_+] [V_{abc}] \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^+ \\ V_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \Rightarrow [V_{\alpha\beta}^+] = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} [V_{\alpha\beta}] \quad (2.14)$$

$$a = 1 \angle 120 \rightarrow q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

Onde:

$q$  é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo que estabelece a forma de onda em quadratura do sinal de referência.

A tensões de sequência positiva no referencial  $\alpha\beta$ , resultantes do *PSC*, são aplicadas na entrada do *SRF-PLL*, a terceira etapa do algoritmo analisado. A Fig. 2.13 apresenta o diagrama de blocos completo do *DSOGI-PLL* (MAKINEN; TUUSA, 2013).

Como a diferença entre as frequências de ressonância e da rede elétrica é responsável pelos erros de amplitude e de fase no *PSC*, a frequência de saída  $\omega'$  do *PLL* é utilizada para a realimentação de uma malha fechada nos filtros *SOGI-QSG* do método de sincronismo, como mostrado na Fig. 2.13. Isso é feito com intuito de adaptar dinamicamente a frequência de ressonância do *DSOGI-QSG* de modo que o sistema se adeque às condições da rede no *PSC* proposto (RODRIGUEZ et al., 2006).

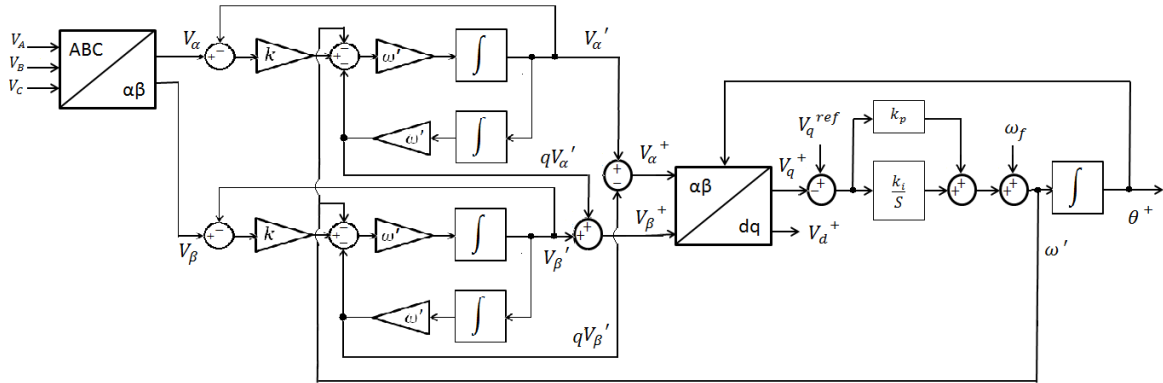


Figura 2.13: Diagrama de blocos completo do *DSOGI-PLL*.

O *DSOGI-PLL* é uma metodologia *PLL* que atende a requisitos importantes para o sincronismo com a rede, como simplicidade estrutural, facilidade de implementação, rejeição de distorções harmônicas e desequilíbrios, precisão na extração da sequência positiva, adaptabilidade a possíveis variações de frequência nas tensões da rede e precisão no ângulo calculado (MAKINEN; TUUSA, 2013). A posição angular e a frequência na saída do *PLL* são aplicadas nas transformações de Park das correntes medidas no SCEE, tendo como objetivo a implementação da estratégia de controle do conversor de frequência.

Neste trabalho, adotou-se o *SRF-PLL* como método de sincronismo nas simulações computacionais, pois as fontes utilizadas não estão sujeitas a perturbações. Todavia, nos casos experimentais, a rede elétrica é contaminada por diferentes distúrbios, indicando a necessidade de um algoritmo robusto de sincronismo, como o *DSOGI-PLL*.

### 2.3.3 Estratégia de Controle

O controle realizado no conversor *back-to-back* tem como propósito coordenar o fluxo de potência ativa e reativa entre o gerador e a rede elétrica, regular a tensão no barramento CC e estabelecer a frequência e a amplitude da tensão de saída do inversor. Para tal finalidade, diferentes estratégias de controle podem ser empregadas. Essas estratégias são definidas por meio do modelo dinâmico, da malha de controle e da sintonia dos

parâmetros dos controladores. A Fig. 2.14 exibe o diagrama funcional do método de controle adotado para o chaveamento do retificador, enquanto a Fig. 2.15 mostra o controle empregado na comutação das chaves do inversor (OLIVEIRA, 2009).

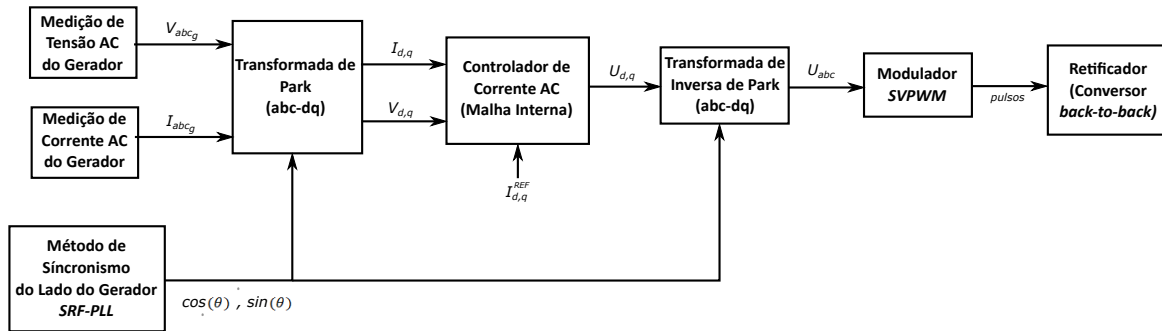


Figura 2.14: Diagrama funcional da estratégia de controle do retificador.

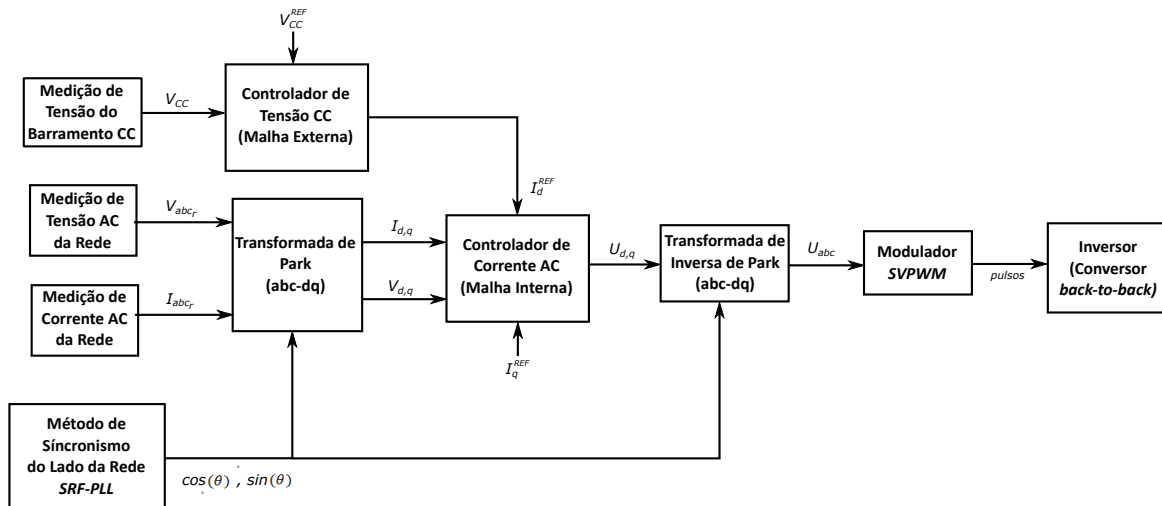


Figura 2.15: Diagrama funcional da estratégia de controle do inversor.

Os algoritmos de controle apresentados em 2.14 e 2.15 são similares. A diferença se encontra no controle da tensão do barramento CC, que é efetuada pelo inversor conectado a rede elétrica. A modelagem dinâmica do conversor, a configuração das malhas e a sintonia dos controladores, que foram adotadas neste trabalho, são detalhas a seguir.

### 2.3.3.1 Modelagem do Conversor de Frequência

O modelo do conversor de frequência pode ser dividido em três partes: o Conversor do Lado do Gerador (CLG), o *DC-Link* e o Conversor do Lado da Rede (CLR) (OLIVEIRA, 2009). A Fig. 2.16 apresenta o diagrama trifilar do modelo do conversor *back-to-back*.



Considerando o *PMSG* como uma fonte de tensão ideal e somando o valor de sua impedância ao filtro indutivo, temos que o modelo do CLG é similar do CLR. A diferença entre eles está associado ao percurso da corrente, pois no CLG, o sentido é do gerador ao conversor, enquanto no CLR, a corrente segue do conversor até a rede (BAJRACHARYA, 2008).

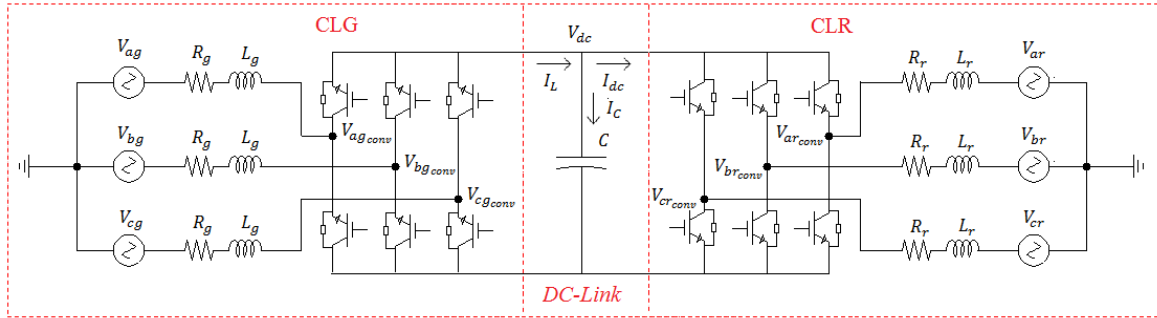


Figura 2.16: Diagrama trifilar do modelo do conversor *back-to-back*.

A Fig. 2.17 mostra o diagrama unifilar de representação do CLG. A equação básica que descreve a dinâmica do circuito apresentado é expressa em (2.15) (MOLINAS J. A. SUUL, 2008).

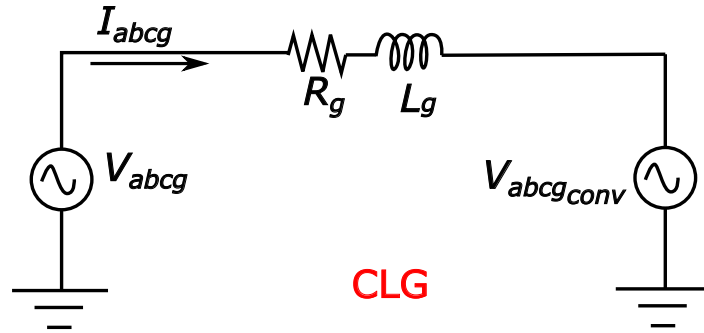


Figura 2.17: Diagrama unifilar de representação do CLG.

$$V_{abcg,conv} = -R_g I_{abcg} - L_g \frac{dI_{abcg}}{dt} + V_{abcg} \quad (2.15)$$

Onde:

$V_{abcg,conv}$  é a tensão trifásica de entrada do conversor,  $R_g$  é a resistência intrínseca ao gerador e ao filtro,  $L_g$  é a indutância do filtro,  $I_{abcg}$  corrente trifásica de entrada do conversor, e  $V_{abcg}$  é a tensão trifásica do gerador. Todos os parâmetros citados estão associados ao CLG.

Para obter as correntes e tensões no referencial bifásico síncrono ( $dq$ ), a transformada de Park é aplicada na equação (2.15). Duas expressões relacionadas às correntes de eixo direto e de quadratura são obtidas com a finalidade de caracterizar o modelo dinâmico do CLG (MOLINAS J. A. SUUL, 2008).

$$L_g \frac{dI_{d_g}}{dt} = -R_g I_{d_g} + \omega L_g I_{q_g} - V_{d_g,conv} + V_{d_g} \quad (2.16)$$

$$L_g \frac{dI_{q_g}}{dt} = -R_g I_{q_g} - \omega L_g I_{d_g} - V_{q_g,conv} + V_{q_g} \quad (2.17)$$

Onde:

$I_{d_g}$  e  $I_{q_g}$  são as corrente no referencial  $dq$  do CLG, e  $\omega$  é a velocidade angular calculada no  $PLL$  no retificador.

O diagrama unifilar do CLR, que é semelhante ao CLG, é exibido na Fig. 2.18. A sua dinâmica é descrita pela equação diferencial (2.18) (BAJRACHARYA et al., 2008).

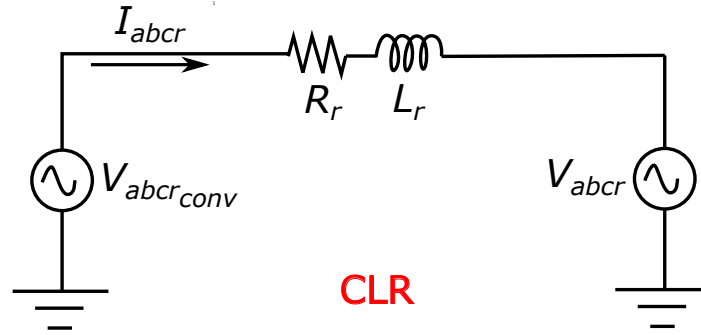


Figura 2.18: Diagrama unifilar de representação do CLR.

$$V_{abc_r} = -R_r I_{abc_r} - L_r \frac{dI_{abc_r}}{dt} + V_{abc_r,conv} \quad (2.18)$$

Onde:

$V_{abc_r,conv}$  é a tensão trifásica de saída do conversor,  $R_r$  é a resistência intrínseca ao filtro,  $L_r$  é a indutância do filtro,  $I_{abc_r}$  corrente trifásica de saída do conversor, e  $V_{abc_r}$  é a tensão trifásica da rede. Todos os parâmetros citados estão associados ao CLR.

A transformada de Park é empregada em (2.18), resultando nas duas equações diferenciais no referencial  $dq$ , (2.19) e (2.20). Essas equações definem o modelo dinâmico do CLR (BAJRACHARYA et al., 2008).

$$L_r \frac{dI_{d_r}}{dt} = -R_r I_{d_r} + \omega L_r I_{q_r} - V_{d_r} + V_{d_r,conv} \quad (2.19)$$

$$L_r \frac{dI_{q_r}}{dt} = -R_r I_{q_r} - \omega L_r I_{d_r} - V_{q_r} + V_{q_r,conv} \quad (2.20)$$

$I_{d_r}$  e  $I_{q_r}$  são as corrente no referencial  $dq$  do CLR, e  $\omega$  é a velocidade angular calculada no *PLL* efetuado no inversor.

O apêndice A mostra os cálculos das transformações de Park nas equações do CLG e do CLR. O modelo que define a dinâmica do *DC-Link* é expresso em (2.21) (BAJRACHARYA et al., 2008).

$$I_{CC} = C \frac{dV_{CC}}{dt} + I_L \quad (2.21)$$

Onde:

A capacitância do banco de capacitores é dada por  $C$ ,  $V_{CC}$  e  $I_{CC}$  são a tensão e a corrente no barramento CC, respectivamente, e  $I_L$  é a corrente proveniente do CLR para o capacitor.

As expressões para o fluxo de potência entre o CLG e o CLR, apresentadas em (2.22) e (2.23), são necessárias para complementar a modelagem dinâmica do conversor. Destas equações, é possível estabelecer o controle da potência ativa e reativa do sistema (BAJRACHARYA, 2008) (LIU, 2011).

$$P = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) = V_{CC} I_{CC} \quad (2.22)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_q I_d - V_d I_q) \quad (2.23)$$

Onde:

$V_d$ ,  $V_q$ ,  $I_d$  e  $I_q$  são as tensões e correntes no referencial  $dq$ , respectivamente,  $P$  é a potência ativa, e  $R$  é a potência reativa.

Com o alinhamento imposto pela transformada de Park,  $V_d$  indica a amplitude da tensão, enquanto  $V_q$  possui um valor nulo. Isso é empregado tanto no CLG quanto no CLR, que possuem ângulos de orientação distintos. Desta forma, as equações de potência ativa e reativa podem ser reescritas unicamente em função das correntes  $I_d$  e  $I_q$ , como mostrado em (2.24) e (2.25) (BAJRACHARYA, 2008).

$$P = \frac{3}{2} V_d I_d \quad (2.24)$$

$$Q = \frac{3}{2} V_d I_q \quad (2.25)$$

Logo, o controle da potência ativa é efetuado por meio da corrente de eixo direto  $I_d$ , enquanto a corrente de quadratura controla a potência reativa. Os modelos que foram levantados descrevem o comportamento dinâmico do sistema que será implementado nas malhas de controle do conversor de frequência.

### 2.3.3.2 Malha de Controle do CLG

O algoritmo de controle empregado no CLG baseia-se no controle das correntes de quadratura e de eixo direto, o que permite controlar o fluxo de potência ativa e reativa. Para cada corrente do referencial  $dq$  existe uma malha interna de controle, que são compostas pelas funções de transferência do controlador PI, do  $PWM$  e do modelo dinâmico do sistema. A Fig. 2.19 apresenta um diagrama de blocos conceitual do controle de corrente (BAJRACHARYA, 2008).

A principal característica do controlador PI é reduzir o erro de regime permanente para zero. Porém, ele pode também diminuir o sobressinal causado pelo transitório. Em

contrapartida, a resposta do sistema se torna mais lenta. A função de transferência de um controlador PI( $R_c(s)$ ), mostrada em (2.26), é um dos conceitos básicos de sistemas de controle (OGATA, 2011).

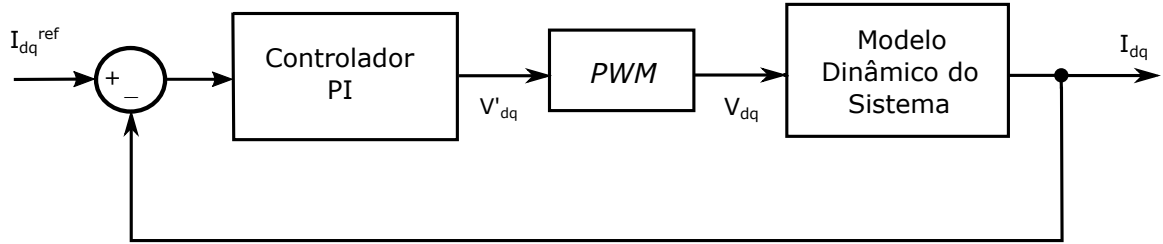


Figura 2.19: Diagrama de blocos conceitual da malha interna de corrente.

$$R_c(s) = K_p \left( \frac{1 + T_i s}{T_i s} \right) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.26)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

Onde:

$K_p$  é o ganho proporcional,  $K_i$  é o ganho integral e  $T_i$  é o tempo integral.

As constantes apresentadas são os parâmetros do controlador PI. O comportamento dinâmico do sistema está relacionado diretamente ao ajuste dos valores de tais parâmetros.

A dinâmica do *PWM* é representada por um atraso de tempo ( $T_a$ ) na tensão de referência da saída do controlador. Tal atraso é ocasionado pela comutação das chaves do conversor e seu valor é aproximadamente a metade de um ciclo de chaveamento ( $T_{sw}$ ). A função de transferência do *PWM* ( $Y_c(s)$ ) é expressa em (2.27) (BAJRACHARYA, 2008).

$$Y_c(s) = \frac{1}{1 + T_a s} \quad (2.27)$$

$$T_a \approx \frac{T_{sw}}{2}$$

Em (2.16) e (2.17), onde é apresentada a modelagem do CLG, existem dois termos de cruzamento,  $\omega LI_{qg}$  e  $\omega LI_{dg}$ , que caracterizam um acoplamento entre as equações. Para a operação do sistema de controle, é preciso desacoplar tais equações por meio da eliminação dos termos cruzados. Essa eliminação é efetuada por intermédio da técnica de controle antecipatória (*feedforward*) (BAJRACHARYA, 2008). Diferente do *feedback*, o *feedforward* supervisiona a entrada da variável de controle, utilizando o conhecimento prévio do sistema. Desta forma, adianta-se a exclusão de erros e termos que alterem a resposta do controle da malha fechada (OGATA, 2011). Assim como os termos de acoplamento, as componentes relacionadas as tensões medidas,  $V_{d,qg}$ , também são retiradas pelo controle antecipatório.

$$V_{dgff} = \omega L_g I_q + V_{dg}$$

$$V_{qgff} = -\omega L_g I_d + V_{qg}$$

$$L_g \frac{dI_{dg}}{dt} + R_g I_{dg} = -V_{dg,conv} \quad (2.28)$$

$$L_g \frac{dI_{qg}}{dt} + R_g I_{qg} = -V_{qg,conv} \quad (2.29)$$

As equações (2.28) e (2.29) são resultados do desacoplamento realizado em (2.16) e (2.17). Empregando a transformada de Laplace nessas equações, obtém-se a função de transferência do CLG ( $G_g(s)$ ), que é mostrada em (2.30). Essa função de transferência também é aplicada para a modelagem dinâmica no CLR (MOLINAS J. A. SUUL, 2008).

$$(L_g s + R_g) \mathbf{I}_{d_g} = -\mathbf{V}_{d_g,conv}$$

$$(L_g s + R_g) \mathbf{I}_{q_g} = -\mathbf{V}_{q_g,conv}$$

$$G_g(s) = \frac{\mathbf{I}_{dqg}}{\mathbf{V}_{dqg,conv}} = \frac{-1}{R_g + L_g s} = \frac{1}{R_g} \left( \frac{-1}{1 + \tau_g s} \right) \quad (2.30)$$

$$\tau = \frac{L}{R}$$

Onde:

$\tau$  é a constante de tempo da malha interna de corrente.

Considerando-se as funções de transferência dos modelos que compõem as malhas de corrente, pode-se descrever o controle dinâmico do CLG e de acordo com o diagrama da Fig. 2.20.

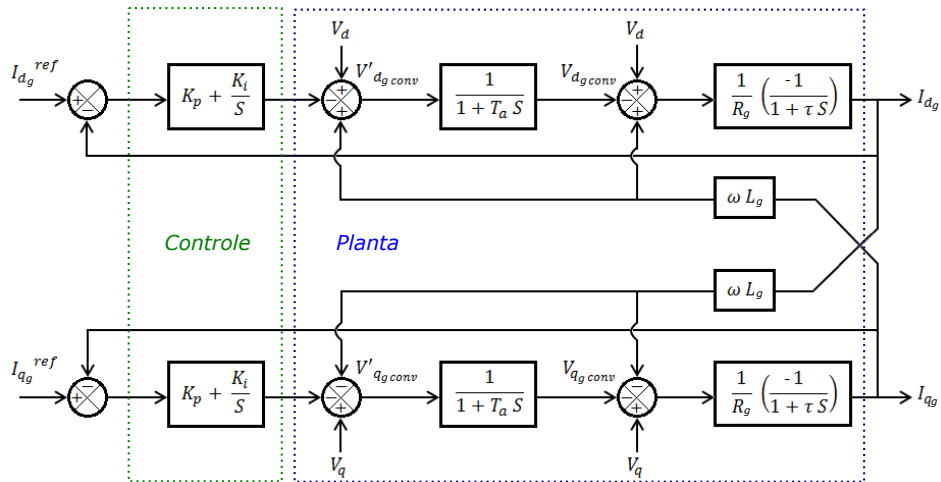


Figura 2.20: Diagrama de simulação das malhas internas de corrente  $I_d$  e  $I_q$  para o controle do CLG.

### 2.3.3.3 Malha de Controle do CLR

O mesmo procedimento de controle das correntes de quadratura e de eixo direto empregado no CLG é adotado no CLR, visto que seus modelos dinâmicos são muito similares. Logo, aplicando o *feedforward* e a transformada de Laplace nas equações (2.19) e (2.20), obtém-se a função de transferência do CLR. Tal expressão, que é a mesma para as duas malhas de corrente, é mostrada em (2.31) (BAJRACHARYA, 2008).

$$V_{d_rff} = \omega L_r I_q - V_{d_r}$$

$$V_{q_rff} = -\omega L_r I_d - V_{q_r}$$

$$L_r \frac{dI_{d_r}}{dt} + R_r I_{d_r} = V_{d_r,conv}$$

$$L_r \frac{dI_{q_r}}{dt} + R_r I_{q_r} = V_{q_r,conv}$$

$$(L_r s + R_r) \mathbf{I}_{d_r} = \mathbf{V}_{d_r,conv}$$

$$(L_r s + R_r) \mathbf{I}_{q_r} = \mathbf{V}_{q_r,conv}$$



$$G_r(s) = \frac{I_{dq_r}}{V_{dq_r,conv}} = \frac{1}{R_r + L_r s} = \frac{1}{R_r} \left( \frac{1}{1 + \tau_r s} \right) \quad (2.31)$$

O diagrama de blocos que representa a malha interna de controle da corrente do CLR é mostrado na Fig. 2.21.

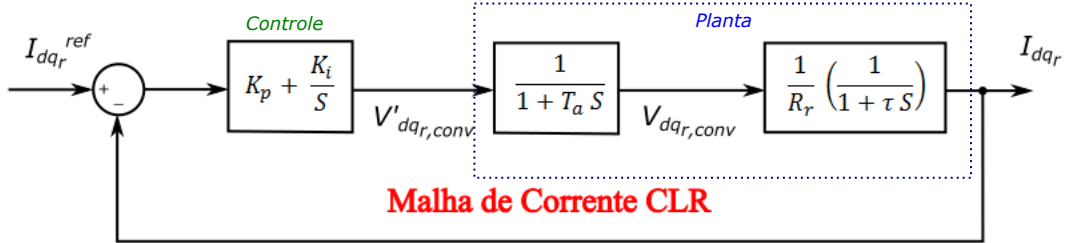


Figura 2.21: Diagrama de blocos da malha interna de controle da corrente do CLR.

Apesar das semelhanças em relação ao controle do CLG, o CLR é responsável por controlar a tensão no barramento CC por meio de uma malha externa, que emprega um controlador PI, a malha interna de corrente e o modelo dinâmico do *DC-Link* (JINBO et al., 2015). Desta forma, o diagrama de blocos da malha externa de tensão pode ser conceitualmente expresso pela Fig. 2.22.

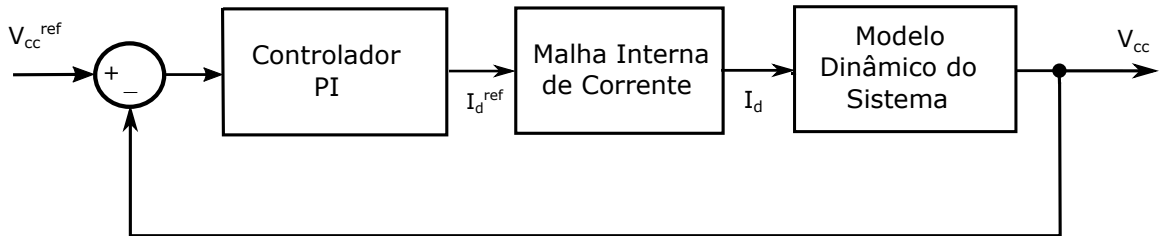


Figura 2.22: Diagrama de blocos conceitual da malha externa de tensão.

O controlador PI da malha externa é adotado para gerar um sinal de referência  $I_d^{ref}$  na entrada do controle de corrente. A dinâmica do controlador é semelhante à do PI da malha interna, no entanto, são utilizados termos distintos, como mostrado em (2.32) (OLIVEIRA, 2009).

$$R_v(s) = K_{p_v} \left( \frac{1 + T_{i_v} s}{T_{i_v} s} \right) = K_{p_v} + \frac{K_{i_v}}{s} \quad (2.32)$$

$$K_{i_v} = \frac{K_{p_v}}{T_{i_v}}$$

A malha interna de corrente é representada no domínio de Laplace por uma função de transferência de segunda ordem, como expresso em (2.33) (OLIVEIRA, 2009).

$$Y_v(s) = \frac{R_c(s)Y_c(s)G_r(s)}{1 + R_c(s)Y_c(s)G_r(s)}$$

$$Y_v(s) = \frac{\frac{K_p}{\tau R_r T_a}}{s^2 + \left(\frac{1}{T_a}\right)s + \left(\frac{K_p}{\tau R_r T_a}\right)} \quad (2.33)$$

O modelo de segunda ordem é aproximado por uma malha equivalente de primeira ordem, mostrada pela equação (2.34) (BAJRACHARYA et al., 2008).

$$\frac{\frac{K_p}{\tau R_r T_a}}{s^2 + \left(\frac{1}{T_a}\right)s + \left(\frac{K_p}{\tau R_r T_a}\right)} \simeq \frac{1}{T_{eq}s + 1} \simeq Y_v(s) \quad (2.34)$$

A constante de tempo equivalente da malha interna,  $T_{eq}$ , é definida diretamente pela escolha da dinâmica de controle da corrente e pelo ajuste dos parâmetros do controlador. O apêndice B apresenta a redução de ordem da função de transferência da malha de corrente, considerando a sintonia do PI (BAJRACHARYA, 2008).

O *DC-Link* é representado pela equação da corrente  $I_{CC}$ , expressa em (2.21). Com  $V_q = 0$ , tem-se de (2.22) uma outra expressão para corrente  $I_{CC}$ , mostrada em (2.35).

$$I_{CC} = \frac{2}{3} \frac{V_{CC}}{V_d} I_d \quad (2.35)$$

Substituindo (2.22) em (2.35), obtém-se uma equação diferencial ordinária (EDO) não-linear que modela o comportamento dinâmico do *DC-Link*. Essa EDO é exibida em (2.36).

$$C \frac{dV_{CC}}{dt} = \frac{2}{3} \frac{V_{CC}}{V_d} I_d - I_L \quad (2.36)$$

Para o desenvolvimento da malha externa de controle, é necessário linearizar a equação (2.36). Essa linearização é efetuada por meio de uma expansão em Série de Taylor, que resulta na função de transferência (2.37).

$$G_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}}{\Delta I_d} = \frac{3}{2} \frac{V_{d,0}}{V_{dc,0}} \frac{1}{sC} \quad (2.37)$$

A expansão em Série de Taylor para obter (2.37) é apresentada no apêndice C. Considerando-se as funções de transferência que compõem o controle da tensão CC, obtém-se o diagrama de blocos da malha externa apresentado na Fig. 2.23 (BAJRACHARYA et al., 2008).

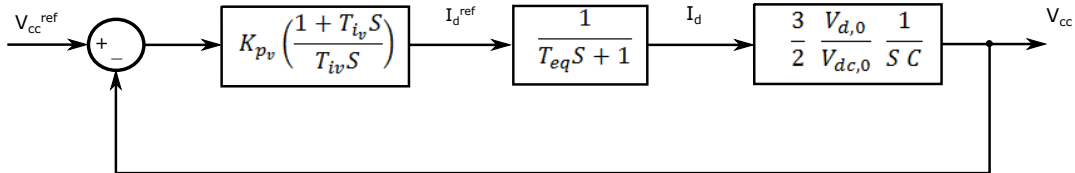


Figura 2.23: Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão no barramento CC.

Com as estratégias de controle de corrente e da tensão CC já estabelecidas, é necessário sintonizar os parâmetros dos controladores PI das malhas internas e da malha externa. Tal sintonia é elaborada por meio de metodologias de ajuste utilizadas na teoria de controle (OGATA, 2011). Essas metodologias podem ser empregadas no domínio do tempo, como o *Modulus Optimum*, ou no domínio da frequência, como o *Symmetrical Optimum*. Melhores detalhes serão descritos a seguir.

### 2.3.3.4 Ajuste dos Controladores

Para o ajuste dos parâmetros de controle são empregados dois métodos de sintonia: o *Modulus Optimum* e o *Symmetrical Optimum* (BAJRACHARYA et al., 2008). As malhas internas de corrente são sintonizadas pelo *Modulus Optimum*, enquanto a malha externa é ajustada pelo *Symmetrical Optimum*.

O critério de ajuste do *Modulus Optimum* se baseia na eliminação do polo lento do processo. Como  $T_a$  é muito menor do que  $\tau$ , a constante de tempo do sistema definirá o polo mais lento. Considerando a função de transferência de malha aberta do controle de corrente, mostrada em (2.38), o cancelamento de polos é efetuado quando a constante de tempo ( $\tau$ ) é igual ao tempo integral ( $T_i$ ) (BAJRACHARYA et al., 2008). Desta forma, também determina-se o valor de  $K_i$ , exibido em (2.39) (BAJRACHARYA et al., 2008).

$$F_{cma}(s) = R_c(s)Y_c(s)G_c(s) = K_p \left( \frac{1 + T_i s}{T_i s} \right) \left( \frac{1}{1 + T_a s} \right) \left( \frac{1}{R} \frac{1}{1 + \tau s} \right) \quad (2.38)$$

$$T_i = \tau$$

$$K_i = \frac{K_p}{\tau} \quad (2.39)$$

O parâmetro  $K_p$  é definido pela dinâmica do modelo de segunda ordem. O escopo desse modelo é definido pela equação (2.40).

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.40)$$

A dinâmica da malha de corrente será definida pela frequência natural  $\omega_n$  e pelo fator de amortecimento  $\xi$ . Realizando a identidade entre (2.33) e (2.40), obtêm-se as expressões dos parâmetros  $\omega_n$  e  $\xi$  em função das grandezas da malha, como indicado nas expressões

(2.41) e (2.42).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_n^2}{\tau R T_a}} \quad (2.41)$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n T_a} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau R}{K_p T_a}} \quad (2.42)$$

É escolhido para a dinâmica da malha um fator de amortecimento subamortecido de  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Substituindo esse valor na equação (2.42), é possível calcular o ganho proporcional em função das grandezas de controle, como mostrado em (2.43) (BAJRACHARYA, 2008).

$$K_p = \frac{\tau R}{2T_a} \quad (2.43)$$

A malha externa de tensão, diferente da malha interna, possui dois polos na origem, o que torna ineficaz a aplicação do *Modulus Optimum* no ajuste do controlador PI. Para tal, é aplicado o método de sintonia *Symmetrical Optimum*, que se baseia no critério de estabilidade de Nyquist para calcular os ganhos da malha de controle.

As condições que devem ser atendidas no critério de estabilidade de Nyquist estão associadas ao módulo e ao ângulo da função de transferência de malha aberta do controlador de tensão CC. Tal função é indicada em (2.44).

$$F_{vma}(s) = R_v(s)Y_v(s)G_v(s) = K_{pv} \left( \frac{1 + T_{iv}(s)}{T_{iv}s} \right) \left( \frac{1}{T_{eq}s + 1} \right) \left( \frac{3}{2} \frac{V_{d,0}}{V_{dc,0}} \frac{1}{sC} \right) \quad (2.44)$$

O valor do termo  $T_{eq}$  é dependente da sintonia do controlador da malha de corrente. Com essa sintonização efetuada, para  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , verifica-se que  $T_{eq} = 2T_a$ . O cálculo para esse resultado pode ser visualizado no apêndice B. Desta forma, a função de transferência de malha aberta é calculada conforme a equação (2.45).

$$F_{v_{ma}} = \left( \frac{3 V_{d,0}}{2 V_{dc,0}} \right) \left( \frac{K_{pv}}{T_{iv} C s^2} \right) \left( \frac{1 + T_{iv} s}{1 + T_{eq} s} \right) \quad (2.45)$$

Para empregar o *Symmetrical Optimum*, a função de transferência de malha aberta obtida deve atender os requisitos de módulo e ângulo do critério de estabilidade de Nyquist, apresentados, respectivamente, em (2.46) e (2.47). O cálculo para esses requisitos é realizado no domínio da frequência (BAJRACHARYA et al., 2008).

$$|F_{v_{ma}(j\omega)}| = 1 \quad (2.46)$$

$$\angle F_{v_{ma}(j\omega)} = -180^\circ + \Phi_M \quad (2.47)$$

O *Symmetrical Optimum* é um método de sintonia que maximiza a margem de fase  $\Phi_M$  para uma determinada frequência. Desta forma, o sistema se torna mais tolerante a perturbações e atrasos. A condição de ângulo, definida pela margem de fase máxima, permite calcular o tempo do integrador da malha externa ( $T_{iv}$ ). Utilizando a condição de módulo em conjunto com o  $T_{iv}$  calculado, determina-se o ganho proporcional do controlador da malha de tensão. O apêndice D apresenta o cálculo realizado na sintonia pelo método *Symmetrical Optimum*. As fórmulas do tempo integral e do ganho proporcional da malha externa de controle são apresentadas em (2.48) e (2.49), respectivamente (BAJRACHARYA, 2008).

$$T_{iv} = T_{eq} \left( \frac{1 + \sin\Phi_M}{1 - \sin\Phi_M} \right) \quad (2.48)$$

$$K_{pv} = \frac{2V_{dc,0}C}{3V_{d,0}\sqrt{T_{iv}T_{eq}}} \quad (2.49)$$

## 2.3.4 Modulação *PWM*

### 2.3.4.1 Conceitos Básicos

A modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) é uma técnica aplicada no acionamento de motores e excitação de chaves, como *IGBT* e *GTO*, utilizadas nos dispositivos de eletrônica de potência (SOARES, 2012). Considerando o crescimento nos últimos anos do uso de tais dispositivos nos sistemas elétricos, estudos extensivos sobre o *PWM* foram desenvolvidos com intuito de obter os seguintes aspectos (SILVA, 2009):

- Ampla faixa linear de modulação;
- Redução de perdas de chaveamento;
- Redução da distorção harmônica total (*THD*);
- Simples implementação; e
- Diminuição do tempo de computação.

O *PWM* se destaca por ser responsável pelo controle da frequência, da tensão fundamental e da posição angular dos fasores de tensão das cargas industriais e dos dispositivos semicondutores (SOARES, 2012). Esta técnica consiste na comparação entre uma onda moduladora e uma onda triangular portadora. No CLG, a onda moduladora possui frequência igual ao do gerador, enquanto no CLR, a frequência é a mesma que fundamental da rede. A onda triangular portadora estabelece a frequência de chaveamento do conversor *back-to-back*. Tal comparação define os níveis lógicos de atuação das chaves, que são emitidos por meio de pulsos aos gatilhos dos semicondutores (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999).

A técnica mais tradicional de modulação *PWM* é a senoidal (*SPWM*), que utiliza uma senoide como onda moduladora, como mostrado na Fig. 2.24. Apesar de ser uma implementação simplificada, este método possui a desvantagem de limitar o aproveitamento da tensão do barramento CC. Com o intuito de obter um melhor desempenho no que se refere aos aspectos citados, outras técnicas de modulação foram desenvolvidas, como o *THIPWM*, o *DPWM3* e o *SVPWM* (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999).

Dos diversos tipos de *PWM*, a modulação por vetores espaciais (*Space Vector Modulation - SVPWM*) se destaca por ser uma das principais técnicas aplicadas no cha-

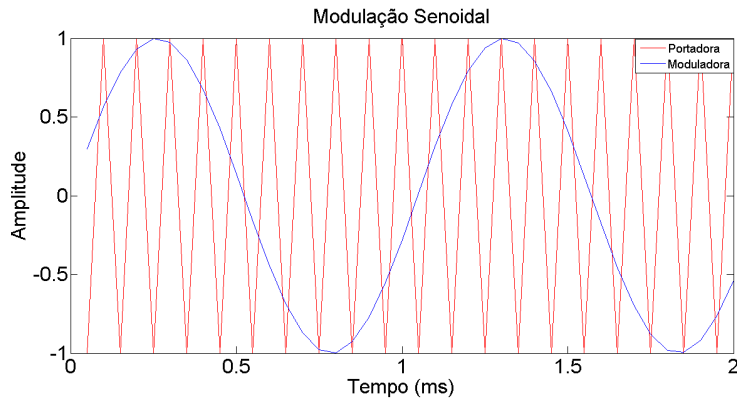


Figura 2.24: Modulação *SPWM*.

veamento dos transistores de potência dos conversores de frequência (BERNARDES, 2009).

#### 2.3.4.2 *Space Vector Modulation - SVPWM*

A teoria de vetores espaciais aplicada na modulação *SVPWM* consiste em vincular um vetor espacial com os níveis lógicos de cada componente semicondutor, o que define o estado de condução das chaves de um conversor de frequência trifásico. Para um retificador trifásico de seis pulsos, como mostrado na Fig 2.25, existem oito possíveis estados de condução das chaves (BERNARDES, 2009). A Tabela 2.1 apresenta o estado de condução dos vetores de comutação.

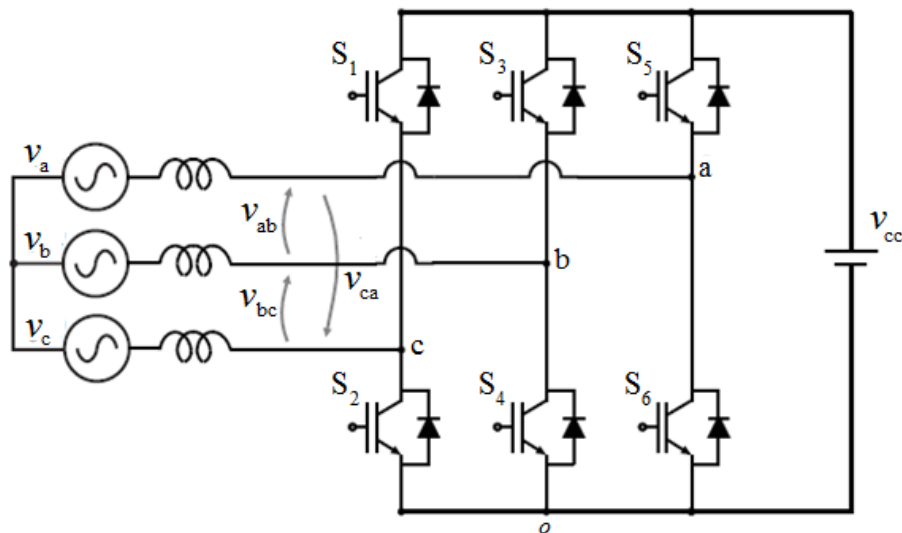


Figura 2.25: Representação de um gerador conectado a uma unidade de retificação. (BERNARDES, 2009)

Como a soma das tensões de linha é nula, é possível representar os vetores de comutação em um espaço bidimensional. Isso é feito por meio de uma transformada de Clarke



aplicada aos oito vetores de comutação definidos na Tabela 2.1, o que resulta em uma representação no espaço vetorial  $\alpha\beta$ . A Tabela 2.2 exhibe os vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ .

Tabela 2.1: Vetores de comutação

Vetor	S1	S3	S5	$v_{a0}$	$v_{b0}$	$v_{c0}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
v0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v1	1	0	0	1	0	0	1	0	-1
v2	1	1	0	1	1	0	0	1	-1
v3	0	1	0	0	1	0	-1	1	0
v4	0	1	1	0	1	1	-1	0	1
v5	0	0	1	0	0	1	0	-1	1
v6	1	0	1	1	0	1	1	-1	
v7	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Os valores de 0 e 1 correspondem a abertura e a fechamento das chaves, respectivamente, o que indica sequência de chaveamento do conversor. No sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  existem seis vetores não nulos (v1, v2, v3, v4, v5 e v6), que possuem um ângulo de  $60^\circ$  entre eles e um módulo igual a  $2/3$ . Os dois vetores restantes possuem módulo nulo (BERNARDES, 2009). Os extremos dos vetores não nulos definem os vértices de um hexágono regular no plano  $\alpha\beta$ , como visualizado na Fig. 2.26.

Tabela 2.2: Vetores de comutação do domínio  $\alpha\beta$

Vetor	S1	S3	S5	$v_\alpha$	$v_\beta$
v0	0	0	0	0	0
v1	1	0	0	$\frac{2}{3}$	0
v2	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
v3	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
v4	0	1	1	$-\frac{2}{3}$	0
v5	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
v6	1	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
v7	1	1	1	0	0

O estado de condução das chaves é definido pela posição do fasor de tensão de referência que se movimenta no sentido anti-horário da circunferência inscrita ao hexágono da Fig 2.26. A abertura e o fechamento das chaves depende do setor que o fasor de tensão esta posicionado (BERNARDES, 2009). Cada setor possui uma sequência de chaveamento estabelecido pelos vetores de comutação, como exposto na Tabela 2.3.

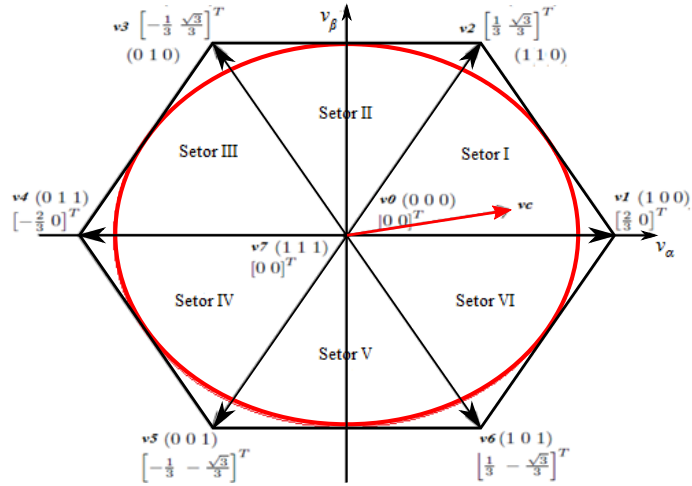


Figura 2.26: Vetores de comutação no espaço  $\alpha\beta$ .

Tabela 2.3: Sequência dos vetores de comutação para cada setor do plano  $\alpha\beta$

Setor	Vetores de Comutação						
I	v0	v1	v2	v7	v2	v1	v0
II	v0	v3	v2	v7	v2	v3	v0
III	v0	v3	v4	v7	v4	v3	v0
IV	v0	v5	v4	v7	v4	v5	v0
V	v0	v5	v6	v7	v6	v5	v0
VI	v0	v1	v6	v7	v6	v1	v0

Nos conversores trifásicos, o *SVPWM* recebe como entrada as tensões de referências resultantes da estratégia de controle de corrente e da tensão no barramento CC. A aplicação desta técnica é realizada por meio do teste de magnitude mínima, que compara as magnitudes dos três sinais de referência e seleciona o sinal de menor magnitude. Este sinal selecionado é escalonado em 0.5 e somado a componente de sequência-zero das tensões de referência (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999). A Fig. 2.27 apresenta um diagrama de blocos do *SVPWM*.

Após o teste de magnitude mínima e a soma da sequência zero, a onda moduladora do *SVPWM* é gerada. A Fig. 2.28 mostra essa onda moduladora em conjunto com a onda senoidal e a sua sequência positiva. A forma de onda do sinal modulador *SVPWM* permite uma redução das componentes harmônicas dos sinais de tensão de linha na saída do conversor (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999).

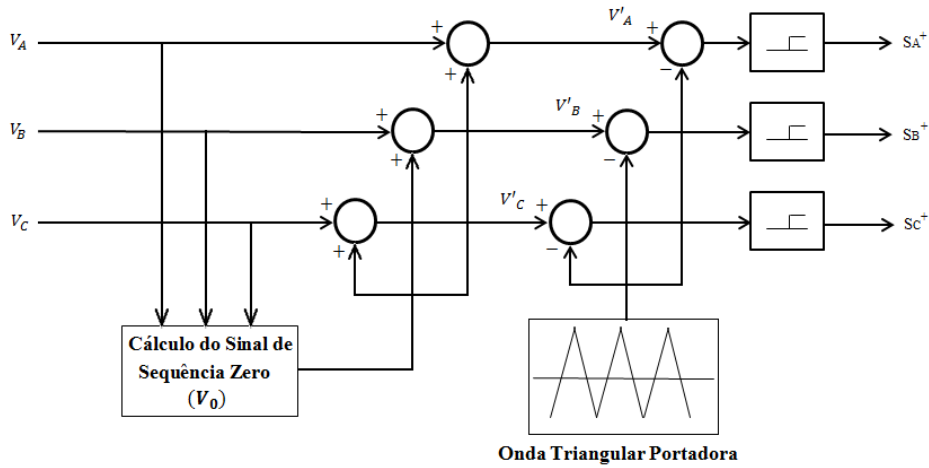


Figura 2.27: Diagrama de blocos da modulação *SVPWM* .

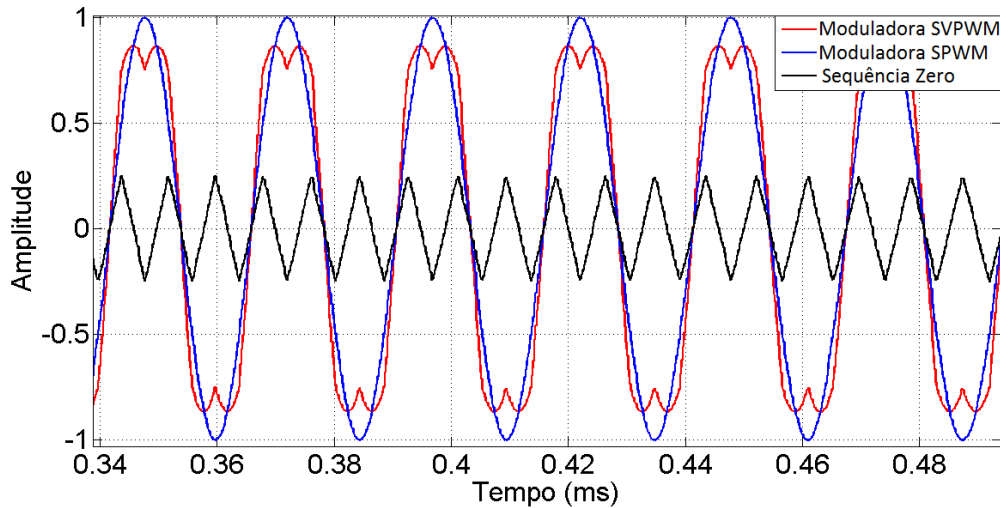


Figura 2.28: Onda moduladora do *SVPWM* em conjunto com a onda senoidal.

## 2.4 Distorções na Forma de Onda

### 2.4.1 Aspectos Gerais

O fornecimento ideal de energia realizado pela rede elétrica AC trifásica deve possuir defasagem de  $120^\circ$  entre cada fase e uma forma de onda senoidal com frequência fundamental de 60 Hz. No entanto, dificilmente esse estado é mantido, pois diferentes distúrbios podem perturbar as condições ideais de operação do sistema (OLIVEIRA, 2015).

As distorções na forma de onda são alterações na senoide fundamental ocasionadas por sinais de distúrbios. Tais alterações são caracterizadas pela presença de um conteúdo

espectral nas tensões e correntes do sistema elétrico (REIS, 2015). Essas distorções podem ser caracterizadas em termos de harmônicas e inter-harmônicas.

As principais fontes de distorções harmônicas e inter-harmônicas são as cargas não lineares inseridas na rede. Entende-se por cargas não lineares todo o conjunto de equipamentos e elementos elétricos que não obedecem a lei de Ohm, como reguladores de tensão, conversores de frequência, motores e transformadores em saturação. Dentre as cargas não lineares citadas, o conversor de frequência se destaca como principal dispositivo de eletrônica de potência responsável pela conexão de fontes renováveis à rede elétrica, além de ser um dos principais emissores de inter-harmônicas (HANZELKA; BIÉN, 2004).

No que tange aos efeitos das distorções harmônicas no sistema elétrico, pode-se encontrar uma grande quantidade de trabalhos na literatura (HANZELKA; BIÉN, 2004) (IEC, a) (IEEE, ). Basicamente, os efeitos provocados pelas harmônicas são: interferências em sistemas de comunicação; perda da vida útil de máquinas elétricas, oscilações mecânicas, mau funcionamento de equipamentos eletrônicos e falhas em dispositivos de proteção (OLIVEIRA, 2015).

No caso dos efeitos das inter-harmônicas, o conteúdo existente na literatura é bastante limitado. Isso se deve ao fato de se tratar de um tema relativamente recente na área de QEE, que é desprovido de tratamentos metodológicos mais consolidados no que diz respeito à medição. Efeitos semelhantes aos causados pelas distorções harmônicas também estão atrelados as inter-harmônicas. No entanto, alguns autores ressaltam que tais componentes podem ocasionar efeitos próprios, como a saturação de transformadores de corrente e o efeito de cintilação luminosa, conhecido como *Flicker* (HANZELKA; BIÉN, 2004)

#### 2.4.2 Distorções Harmônicas

Os sinais das componentes espectrais múltiplas inteiras da frequência fundamental da rede são caracterizados como distorções harmônicas (IEEE, ). O cálculo do espectro de frequência normalmente é realizado por meio da transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform - DFT*). O conteúdo harmônico calculado é somado à fundamental, resultando em uma deformação na forma de onda (CARVALHO, 2006) (RESENDE, 2003). A Fig. 2.29(a) apresenta a forma de onda fundamental e sua 3ª e 5ª harmônica, enquanto a Fig. 2.29(b) mostra a soma das componentes harmônicas na fundamental.

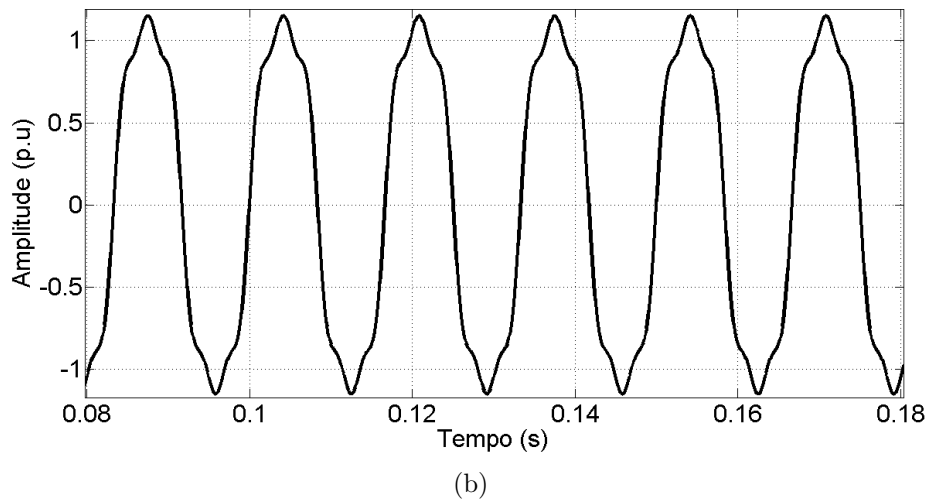
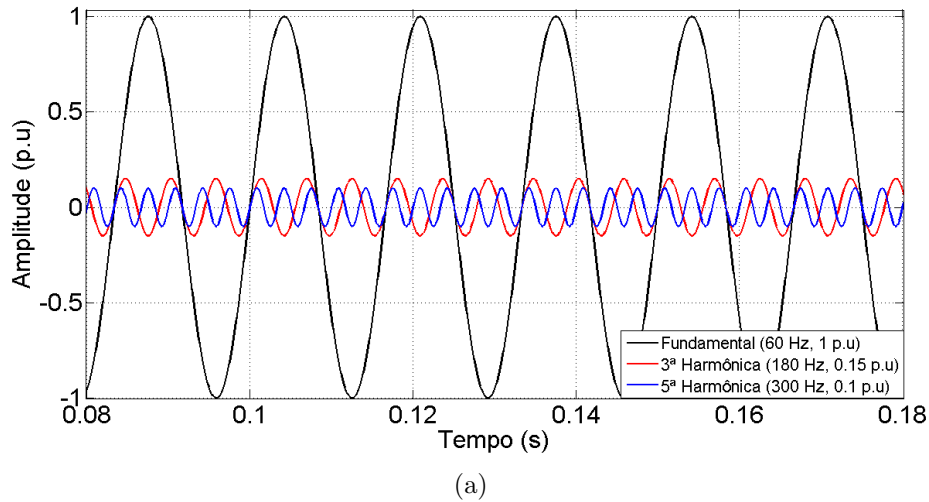


Figura 2.29: Exemplo de distorção harmônica.

Percebe-se, por meio da Fig 2.29(b), que as harmônicas representam distorções periódicas da forma de onda. Desta forma, é possível identificar o distúrbio a cada ciclo inteiro da fundamental, independente da faixa do espectro harmônico (OLIVEIRA, 2015).

A análise empregando a *DFT* deve assumir a estacionariedade do sinal. Contudo, a magnitude da grandeza pode flutuar devido às variações temporais, espalhando energia de componentes harmônicas para as inter-harmônicas adjacentes (OLIVEIRA, 2015). De modo a aumentar a precisão do espectro harmônico, a *IEC 61000-4-7* estabeleceu o conceito de subgrupos de harmônicas. Neste conceito, as componentes de ordem harmônica são agrupadas em conjunto com suas inter-harmônicas vizinhas. A expressão (2.50) descreve o agrupamento das componentes harmônicas, considerando uma janela de 12 ciclos (resolução de 5 Hz), de acordo com a *IEC 61000-4-7*.

$$G_{sg,n} = \sqrt{\sum_{i=-1}^1 C_{k+5i}^2} \quad (2.50)$$

Onde:

$G_{sg,n}$  é o subgrupo correspondente à harmônica de ordem  $n$ ,  $k$  é a frequência da componente harmônica  $n$  ( $k = 60n$ ) e  $C_{k+5i}$  é o valor RMS das componentes do subgrupo harmônico.

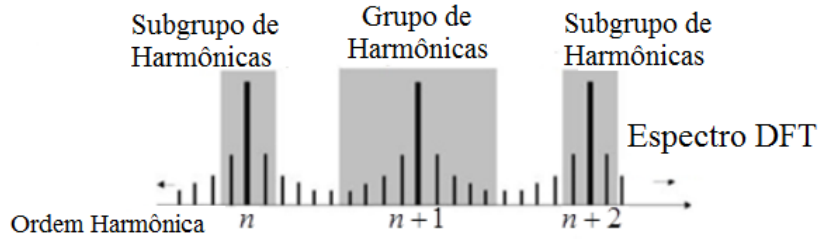


Figura 2.30: Agrupamento do espectro harmônico (HANZELKA; BIÉN, 2004).

A Fig. 2.30 apresenta o agrupamento espectral das harmônicas proposto pela *IEC 61000-4-7* (OLIVEIRA, 2015).

Por meio do agrupamento espectral recomendado pela *IEC 61000-4-7*, é possível estabelecer dois indicadores para as distorções harmônicas, que são: a distorção harmônica individual (*Individual Harmonic Distortion - IHD*) e a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*). A *IHD* é um indicador que expressa o nível individual de cada um dos subgrupos harmônicos do espectro de frequências de um sinal distorcido. A *THD* é a composição das distorções harmônicas individuais em relação ao valor da componente fundamental, que expressa o grau de desvio da onda em relação ao padrão ideal. Esses dois índices podem ser calculados tanto para a tensão quanto para corrente (BONELLI, 2010). As expressões de *IHD* e *THD* podem ser visualizadas em (2.51) e (2.52), respectivamente.

$$IHD_n = \frac{G_{sg,n}}{G_{sg,1}} [\%] \quad (2.51)$$

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \frac{G_{sg,h}^2}{G_{sg,1}^2}} [\%] \quad (2.52)$$

O  $THD$  é o principal indicador de distorção referenciado nos códigos de rede nacionais e internacionais. Em alguns estudos, indicadores relacionados ao nível da frequência, como o *Total Harmonic Distortion for Low Frequences* ( $THD_{LF}$ ) e o *Total Harmonic Distortion for High Frequences* ( $THD_{HF}$ ), são utilizados para uma análise complementar (BONELLI, 2010).

As normas nacionais de distribuição e transmissão, representados pelos Procedimentos de Distribuição da ANEEL (PRODIST) e pelos Procedimentos de Rede do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), respectivamente, estabelecem os limites máximos para os indicadores de distorção harmônica,  $THD \%$  e  $IHD \%$  (ANEEL, 2011) (ONS, 2010).

### 2.4.3 Distorções Inter-harmônicas

As inter-harmônicas são as componentes espectrais múltiplas não-inteiras da frequência fundamental da rede elétrica (IEC, a). Por se tratar de todo o conteúdo espectral que não é de ordem harmônica, podem existir infinitas variações de raias inter-harmônicas, que dependem diretamente do tamanho da janela no cálculo do espectro. Por esse motivo, existem estudos que visam estabelecer uma metodologia de medição de inter-harmônicas de maneira precisa (OLIVEIRA, 2015). A Fig. 2.31 apresenta uma forma de onda com distorção inter-harmônica provocada por uma componente de 330 Hz.

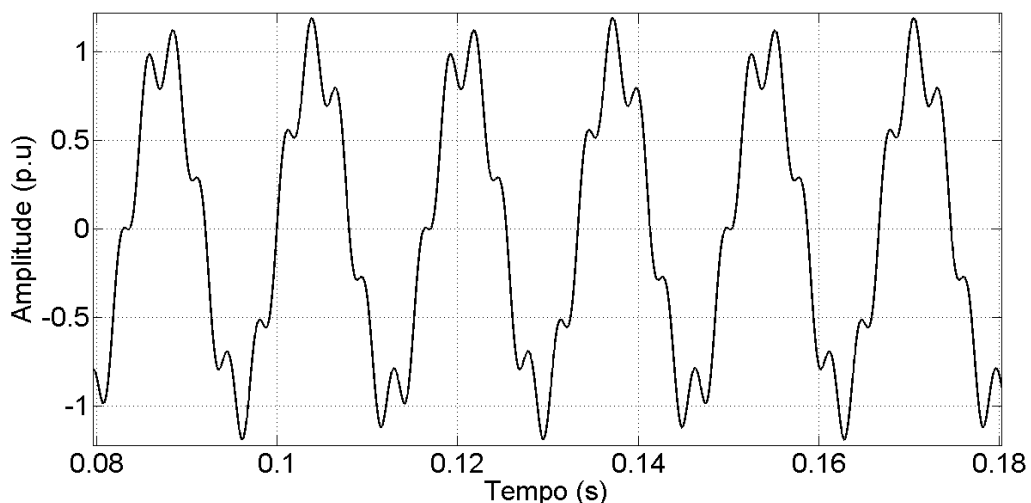


Figura 2.31: Exemplo de distorção inter-harmônica.

O impacto que a presença de uma componente inter-harmônica ocasiona na forma de onda fundamental é distinta de uma distorção harmônica. Nota-se pela Fig. 2.31 um comportamento aperiódico da distorção na forma de onda, como a alteração dos picos do sinal a cada ciclo de 60 Hz (OLIVEIRA et al., 2015). Desta forma, verifica-se que as distorções inter-harmônicas são responsáveis pela flutuação na forma de onda da tensão, causando o efeito denominado *flicker* (HANZELKA; BIÉN, 2004).

Empregando o conceito de subgrupos, a *IEC 61000-4-7* elaborou uma metodologia de cálculo das distorções inter-harmônicas análoga ao cálculo das harmônicas. O espectro de frequência é determinado por meio da *DFT* com uma janela de 12 ciclos e resolução de 5 Hz. As componentes espectrais que não estão nas frequências correspondentes às múltiplas inteiras da fundamental, exceto as adjacentes às harmônicas, são agrupadas. Os subgrupos de inter-harmônicas são posicionadas no valor médio entre duas harmônicas e são expressos em (2.53) (OLIVEIRA, 2015).

$$G_{isg,n,n+1} = \sqrt{\sum_{i=2}^{10} C_{k+5i}^2} \quad (2.53)$$

Onde:

$G_{isg,n,n+1}$  representa o subgrupo de inter-harmônicas entre  $n$  e  $n + 1$ . A Fig. 2.32 apresenta o agrupamento do espectro inter-harmônico proposto pela *IEC 61000-4-7*.

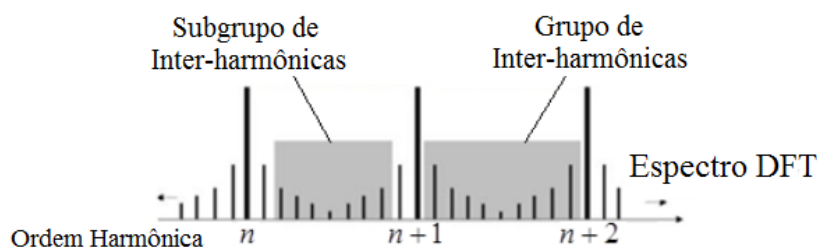


Figura 2.32: Agrupamento do espectro inter-harmônico (HANZELKA; BIÉN, 2004).

Com os subgrupos de inter-harmônicas determinados, é realizado o cálculo dos dois seguintes indicadores de distorções: a distorção inter-harmônica individual (*Individual Inter-harmonic Distortion - IID*) e a distorção inter-harmônica total (*Total Inter-harmonic Distortion - TID*). A *IID* determina o nível individual dos subgrupos de inter-harmônicas de um sinal com distorções na forma de onda, utilizando como referência a fundamental. A *TID* permite mensurar a deformação na forma de onda oca-



tionada pela presença dos subgrupos de inter-harmônicas no sistema. O cálculo desses indicadores de inter-harmônicas podem ser empregados tanto para tensão quanto para corrente. O  $IID$  e  $TID$  são expressos em (2.54) e (2.55), respectivamente (OLIVEIRA, 2015).

$$IID_n = \frac{G_{isg,n,n+1}}{G_{sg,1}} [\%] \quad (2.54)$$

$$TID = \sqrt{\sum_{h=0}^{h_{max}-1} \frac{G_{isg,n,n+1}^2}{G_{sg,1}^2}} [\%] \quad (2.55)$$

De modo análogo às harmônicas, existem indicadores de inter-harmônicas associados às frequências, como o *Total Inter-harmonic Distortion for Low Frequences* ( $TID_{LF}$ ) e o *Total Inter-harmonic Distortion for High Frequences* ( $TID_{HF}$ ).

Por se tratar de uma recomendação da *IEC 61000-4-7* em que os estudos não são aprofundados, o indicador  $TID$ , em geral, não possui limites estabelecidos em normas nacionais e internacionais. Contudo, ainda existem muitas pesquisas nessa área com intuito de estabelecer uma metodologia precisa para a medição de inter-harmônica (OLIVEIRA, 2015).

## 2.5 Elementos Operacionais do Conversor de Frequência quanto à Produção de Distorções na Forma de Onda

Nas topologias das centrais eólicas mais utilizadas na indústria, os conversores de frequência representam a principal fonte de distorções na forma de onda dos sistemas eólicos. Embasando-se na topologia empregada na estrutura laboratorial, a seção 2.5 estabelece uma associação entre os fatores de operação de um conversor *back-to-back* e as distorções harmônicas e inter-harmônicas na saída deste. Neste levantamento, considera-se que as componentes harmônicas e inter-harmônicas são vinculadas aos seguintes elementos operativos:

- Chaveamento *PWM*;
- Tempo morto; e
- Barramentos Pré-distorcidos.

### 2.5.1 Distorções inerentes ao chaveamento *PWM*

A produção de distorções na forma de onda inerentes ao chaveamento *PWM* são associadas, essencialmente, a dois fatores: o índice de modulação de frequência ( $m_f$ ) e o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ), que podem ser visualizados em (2.56) e (2.57), respectivamente (MOHAN; UNDELAND, 2003).

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.56)$$

$$m_a = \frac{V_m}{V_p} \quad (2.57)$$

Os termos  $f_m$  e  $f_p$  são as frequências da onda moduladora e da onda portadora, respectivamente, enquanto  $V_m$  e  $V_p$  são as amplitudes da onda moduladora e da onda portadora. De acordo com (MOHAN; UNDELAND, 2003), a frequência de chaveamento *PWM* utilizada deve ser uma harmônica da fundamental, ímpar e múltipla de três, com intuito de eliminar as componentes espectrais de ordem par.

As distorções de alta frequência existentes na saída do conversor estão associadas ao índice de modulação de frequência, como mostrado em (2.58). Esta expressão define a ordem harmônica ( $h$ ) produzida pelo conversor, que são valores próximos a frequência de chaveamento e suas ordens harmônicas (REIS; OLIVEIRA, 2015)

$$h = j * m_f \pm k \quad (2.58)$$

Onde:

$$k = 2, 4, 6... \text{ para } j = 1, 3, 5..., \text{ e } k = 1, 3, 5... \text{ para } j = 2, 4, 6...$$

Tomando como exemplo o espectro de frequência resultante de um chaveamento *PWM* com  $m_f = 27^a$ , mostrado na Fig. 2.33, constata-se que as harmônicas de alta frequência são geradas de acordo com (2.58).

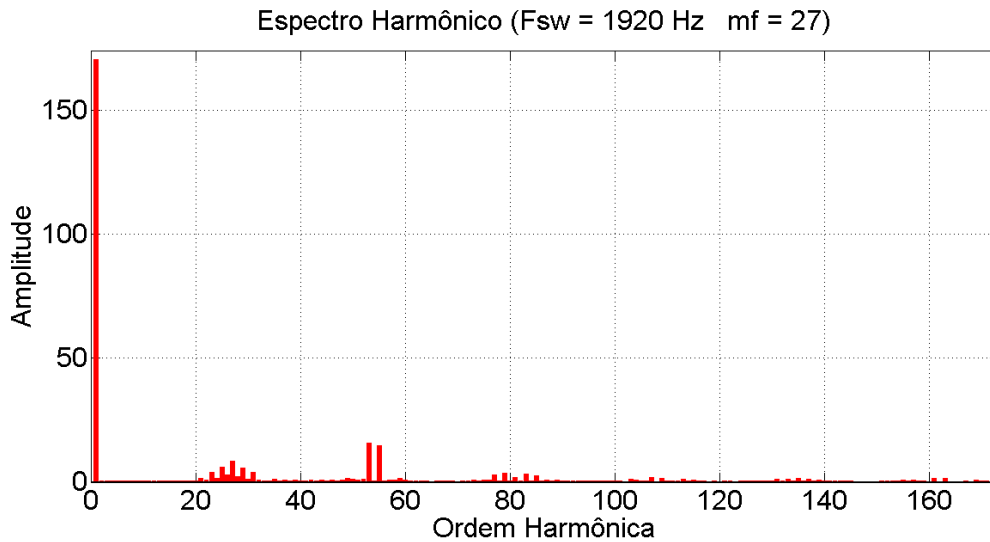


Figura 2.33: Espectro harmônico com frequência de chaveamento de 1920 Hz ( $m_f = 27$ ).

No que tange ao índice de modulação de amplitude, esta grandeza está diretamente vinculada ao valor da tensão fundamental na saída do conversor e da tensão no barramento CC (BERNARDES, 2009). Em (2.59), é expresso o índice de modulação em função das amplitudes da tensão de saída ( $V_d$ ) e do barramento CC ( $V_{CC}$ ).

$$m_a = \frac{V_d \pi}{2V_{CC}} \quad (2.59)$$

A Fig. 2.34 apresenta a correlação entre o índice de modulação de amplitude com a tensão na saída, onde se evidenciam três regiões de operação: a região linear, a região de sobremodulação e a região de saturação (REIS; OLIVEIRA, 2015).

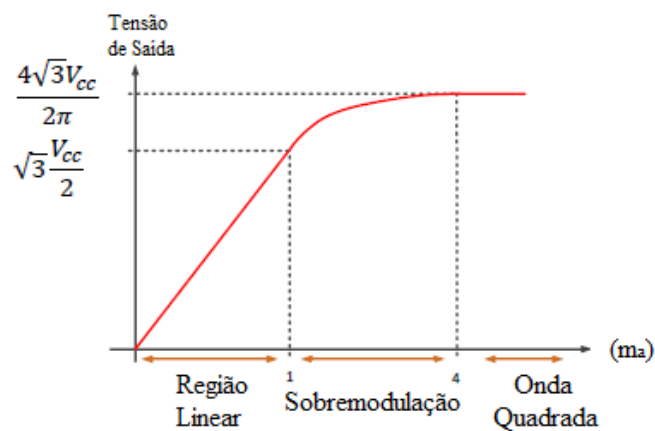


Figura 2.34: Regiões de operação da unidade de conversão (REIS; OLIVEIRA, 2015).

Na região de modulação linear, a tensão fundamental de saída do inversor varia proporcionalmente com o índice  $m_a$ . Na sobremodulação, a tensão fundamental de saída perde a linearidade com  $m_a$ , produzindo componentes harmônicas de baixa frequência com maiores amplitudes. A região de saturação é caracterizada por uma modulação por onda quadrada, podendo atingir uma maior amplitude na tensão de saída no inversor. No entanto, uma ampla gama de componentes harmônicas pode ser detectada em seu espectro (REIS; OLIVEIRA, 2015).

### 2.5.2 Distorções inerentes ao tempo morto

O atraso nos processos de chaveamento, conhecido como tempo morto ( $T_m$ ), é outro aspecto de suma importância para caracterização do desempenho das harmônicas e inter-harmônicas na saída das unidades eólicas. Tal estratégia é empregada visando evitar a superposição na condução das chaves de um mesmo braço de uma ponte conversora eletrônica, o que poderia acarretar em um curto-circuito no barramento CC. A Fig. 2.35 mostra o atraso ocasionado pelo tempo morto nos pulsos de chaveamento em um dos braços de um conversor de frequência (REIS; OLIVEIRA, 2015).

Apesar da implementação do tempo morto no processo de chaveamento caracterizar uma operação mais segura e adequada, este fator é fortemente impactante na produção das distorções na forma de onda da tensão de saída do conversor. No intervalo de tempo de atraso entre a comutação das duas chaves de um braço do conversor, ambas permanecem inativas. Neste pequeno período de tempo, a corrente do sistema flui através dos diodos de roda livre existentes nos *IGBTs*, ocasionando um aumento ou uma redução na largura dos pulsos de acionamento (REIS; OLIVEIRA, 2015).

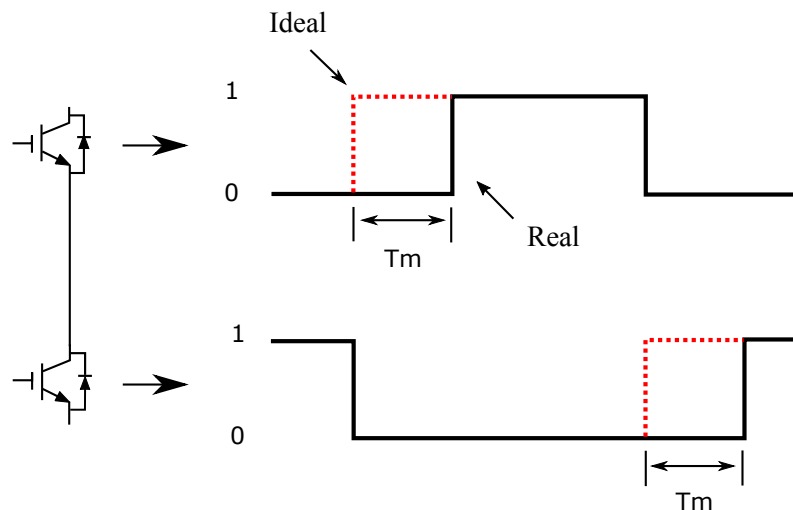


Figura 2.35: Pulsos de chaveamento considerando o tempo morto (REIS, 2015).

De maneira simplificada, as distorções harmônicas ocasionadas por  $T_m$  podem ser representadas pela sobreposição de uma onda quadrada defasada na tensão fundamental (REIS, 2015). Esta onda quadrada se encontra defasada  $180^\circ$  da corrente circulante no sistema e possui uma amplitude  $dV$ , expressa em (2.60) (JEONG; PARK, 1991).

$$dV = MTmFV_{CC} \quad (2.60)$$

A equação (2.60) associa o distúrbio  $dV$  ao tempo morto ( $T_m$ ), o número de chaveamentos em um ciclo ( $M$ ), a frequência da fundamental ( $F$ ) e a tensão no barramento CC ( $V_{CC}$ ). A Fig. 2.36 apresenta a interferência do tempo morto na forma de onda da tensão de saída (JEONG; PARK, 1991).

Onde:

$V_{ref}$  é a tensão resultante,  $dV$  é a variação de tensão ocasionada pelo tempo morto,  $V_1$  é a tensão fundamental,  $i$  é a corrente resultante e  $dV_1$  é a variação da tensão fundamental.

O comportamento mostrado na Fig. 2.36 evidencia o impacto que o tempo morto acarreta nas distorções harmônicas das tensões geradas pelo conversor. De acordo com (MOHAN; UNDELAND, 2003), o tempo morto é responsável pela presença de harmônicas de baixa frequência, como a 3ª, 5ª e 7ª, no espectro da tensão de saída do *back-to-back*.

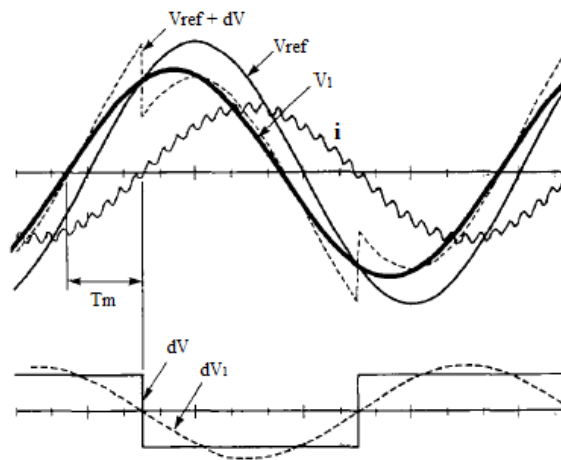


Figura 2.36: Efeito do tempo morto na forma de onda da tensão (JEONG; PARK, 1991).

### 2.5.3 Distorções inerentes à pré-distorções da tensão da rede

A conexão do conversor a um barramento previamente distorcido é um aspecto capaz de alterar o fluxo harmônico estabelecido entre o *PMSG* e a rede elétrica. Isso se evidencia pela alteração nas medições de correntes e tensões atreladas a presença das distorções na forma de onda. Tais medições são empregadas na realimentação das malhas de controle existentes na operação do sistema eólico (REIS, 2015).

As tensões existentes no barramento de conexão dos aerogeradores são empregadas como referências para a sincronização do conversor com a rede básica. Desta forma, a preexistência de distorções na forma de onda no barramento de ligação com a rede afeta diretamente a operação dos algoritmos de sincronismo, como o *PLL* ou o *FLL* (REIS; OLIVEIRA, 2015). Dos métodos de sincronismo abordados nesse trabalho, o *SRF-PLL* é mais suscetível aos impactos ocasionados pelas pré-distorções, enquanto o *DSOGI-PLL* possui uma maior robustez a tais perturbações.

A medição das correntes que circulam entre o aerogerador e o ponto de conexão é realizada com o intuito de se estabelecer a realimentação das malhas de corrente adotadas no controle do conversor. A presença das distorções harmônicas e inter-harmônicas nas medições de corrente são responsáveis pelo aumento das perturbações nas malhas de controle, afetando diretamente o desempenho da estratégia de controle. De modo a ilustrar as alterações ocasionadas pelas pré-distorções, considera-se equações (2.61), (2.62) e (2.63), que correspondem às correntes trifásicas afetadas pelas distorções harmônicas (REIS, 2015).

$$I_{amed} = I_1 \cos(\omega t - \phi) + I_h \cos(h(\omega t - \phi)) \quad (2.61)$$

$$I_{bmed} = I_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) + I_h \cos\left(h\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi\right)\right) \quad (2.62)$$

$$I_{cmed} = I_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi\right) + I_h \cos\left(h\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi\right)\right) \quad (2.63)$$

Onde:

$I_{a_{med}}$ ,  $I_{b_{med}}$  e  $I_{c_{med}}$  são as correntes trifásicas,  $I_1$  é a amplitude da corrente fundamental,  $h$  é a ordem harmônica,  $I_h$  é a amplitude da corrente harmônica de ordem  $h$ ,  $\omega$  é a frequência angular,  $t$  é o tempo, e  $\phi$  é a defasagem entre a tensão e a corrente.

Aplicando a transformada de Park nas equações (2.61), (2.62) e (2.63), obtêm-se as correntes no domínio  $dq$ , apresentadas em (2.64) e (2.65).

$$I_{d_{med}} = I_1 \cos(\phi) + I_h \cos((h-1)\omega t - \phi) \quad (2.64)$$

$$I_{q_{med}} = I_1 \sin(\phi) + I_h \sin((h-1)\omega t - \phi) \quad (2.65)$$

Onde:

$I_{d_{med}}$  e  $I_{q_{med}}$  representam as correntes de eixo direto e de quadratura, respectivamente. Essas equações ressaltam a existência de um termo oscilatório, que é proporcional à amplitude das componentes harmônicas.

Por meio das equações (2.64) e (2.65), é possível expressar a dinâmica da malha de controle considerando as pré-distorções na rede. Desta forma, evidencia-se um termo oscilante associados às distorções harmônicas, que sobrepõe o termo contínuo referente a diferença entre o valor de referência e a medição da fundamental. Essas expressões podem ser visualizadas em (2.66) e (2.67) (REIS, 2015).

$$V_{d_{ref}} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) (I_{d_{ref}} - I_1 \cos(\phi)) + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) I_h \cos((h-1)\omega t - \phi) \quad (2.66)$$

$$V_{q_{ref}} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) (I_{q_{ref}} - I_1 \sin(\phi)) + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) I_h \sin((h-1)\omega t - \phi) \quad (2.67)$$

Onde:

$V_{d_{ref}}$  e  $V_{q_{ref}}$  são as tensões de eixo direto e de quadratura de referência na malha de controle, respectivamente,  $K_p$  e  $K_i$  são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador PI.

De (2.66) e (2.67), é possível constatar que o termo contínuo, associado a diferença entre o valor de referência e a medição, tende a ser reduzido, devido a ação do controlador PI. No tocante ao termo oscilante, correspondente as distorções harmônicas, percebe-se que este afeta diretamente os sinais de saída dos controladores, alterando, portanto, a tensão sintetizada na saída do conversor de frequência (REIS, 2015).

Com base as expressões apresentadas anteriormente, as tensões de saída nos terminais do conversor de frequência é definido por meio das equações (2.68) e (2.69), que expressam as amplitudes e os ângulos de fase (REIS, 2015).

$$V = \left( \sqrt{\frac{3}{2} (E_{d,1}^2 + E_{d,h}^2 + 2E_{d,q}E_{d,h}\cos((h-1)\omega t - \phi))} \right) \quad (2.68)$$

$$\theta = \omega t + \arctg \left( \frac{E_{d,h}\sin((h-1)\omega t - \phi)}{E_{d,1} + E_{d,h}\cos((h-1)\omega t - \phi)} \right) \quad (2.69)$$

Onde:

$V$  e  $\theta$  são a amplitude e o angulo de fase da tensão de saída do conversor de frequência, respectivamente,  $E_{d,1}$  e  $E_{d,h}$  são as amplitudes dos sinais de saída gerados pelo controlador PI.

A relação entre as distorções harmônicas nas grandezas geradas por um SCEE e os fatores operativos dos conversores de frequência é uma linha de pesquisa bastante explorada a alguns anos, como nos trabalhos de (PARREIRAS; SILVA, 2012), (LIU; FERREIRA; ROCHA, 2012) e (MUKHERJEE; PATRA; BANERJEE, 2010). Apesar disso, ainda existem lacunas a serem exploradas por trabalhos nessa área. Uma das lacunas está vinculada ao estudo da influência desses fatores operativos com a geração de distorções inter-harmônicas, onde a literatura não apresenta um número expressivo de trabalhos.



### 2.5.4 Distorções inerentes ao *ripple* do barramento CC

O *ripple* do barramento CC é constituído por componentes de frequências não nulas sobrepostas à tensão contínua do banco de capacitores. Esse efeito é ocasionado pela comutação das chaves do retificador, sendo também afetado pela malha de controle da tensão CC aplicada no CLR. O espectro de frequência contido no *ripple* do barramento CC estão associados diretamente a fundamental da rede e a frequência de alimentação do gerador. Desta forma, o *ripple* pode ser responsável por gerar distorções harmônicas e inter-harmônicas na saída do conversor de frequência. O esquema mostrado na Fig. 2.37 ilustra a influência que a frequência da rede e do gerador afeta no *ripple* (LIU; FERREIRA; ROCHA, 2012).

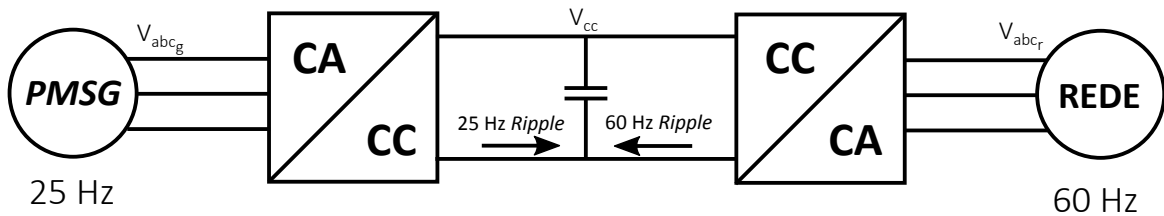


Figura 2.37: Influência da frequência do gerador e da rede no *ripple* do barramento CC (LIU; FERREIRA; ROCHA, 2012).

As variações responsáveis pelo *ripple* na tensão do barramento CC são divididas em dois tipos: as contínuas (CC) e as alternadas (AC). Fatores como as alterações na potência média fornecida pelo barramento CC, em comparação a potência gerada, ocasionam as variações do tipo CC. Já as variações do tipo AC são causadas por oscilações na potência instantânea, devido a condições de desequilíbrio e distorções na rede elétrica. Os dois tipos de variação são detalhados separadamente (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

No primeiro caso, detalha-se dinamicamente as variações do tipo CC. Tal comportamento é representado pela diferença entre a tensão medida no barramento CC e o valor de referência da malha de controle, considerando a capacidade de armazenamento energético do banco de capacitores, como mostrado em (2.70) (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

$$\Delta E = \frac{(V_{CC}^*)^2 - (V_{CC})^2}{2} C \approx (V_{CC}^*)^2 \Delta V_{CC} C \quad (2.70)$$

Onde:

$\Delta E$  e  $V_{CC}$  são a variação energética e a tensão no barramento CC, respectivamente,  $V_{CC}^*$  é a tensão de referência do controlador, e  $C$  é a capacitância do banco de capacitores.

A potência correspondente a variação de energia ocorrida no barramento CC é dada por (2.71).

$$\Delta P = \frac{2\Delta E}{(3+n)T_s} \quad (2.71)$$

Onde:

$\Delta P$  é a variação de potência que ocorre no barramento CC,  $3T_s$  corresponde ao atraso de controle, e  $nT_s$  é o atraso de filtragem.

Empregando (2.70) em (2.71), é possível determinar o *ripple* no barramento CC ocasionado pelos termos CC, como mostrado em ((2.72)) (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

$$\Delta V_{CC_{cc}} = \frac{\Delta P(3+n)T_s}{2CV_{CC}^*} \quad (2.72)$$

No caso das variações do tipo AC, considera-se a diferença entre as potências instantâneas de entrada e saída do conversor de frequência potência, assumindo as oscilações de tensão causadas pelas harmônica em regime permanente. Desta forma, tem-se a expressão mostrada em (2.73) (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

$$p_{in} - p_{out} = \frac{\Delta p_{pk}}{2} \sin(2\pi 60ht) \quad (2.73)$$

Onde:

$p_{in}$  e  $p_{out}$  são as potências de entrada e saída do conversor, respectivamente,  $\Delta p_{pk}$  é variação entre as potências de pico,  $h$  é a ordem harmônica presente no termo oscilante do *ripple*,  $t$  é o tempo.

A variação energética associada as oscilações instantâneas é dada pela integral da equação dada em (2.73), como apresentada em (2.75).

$$\Delta E = \int_0^{T/2} (p_{in} - p_{out}) dt = \frac{\Delta p_{pk}}{2} \int_0^{T/2} (\sin(2\pi 60ht)) dt \quad (2.74)$$

$$\Delta E = \frac{\Delta p_{pk}}{4\pi h} (1 - \cos(60\pi hT)) \quad (2.75)$$

Aplicando (2.73) em (2.70), é possível determinar a componente AC do *ripple* de tensão do barramento CC. Tal termo é expresso em (2.76).

$$\Delta V_{CC_{ac}} = \frac{\Delta p_{pk}}{2\pi h C V_{CC}^*} (1 - \cos(60\pi hT)) \quad (2.76)$$

As equações (2.72) e (2.76) estabelecem a relação entre as grandezas do conversor de frequência e as componentes responsáveis pelo *ripple* do barramento CC. Percebe-se que o *ripple* está diretamente associado ao fluxo de potência entre o sistema de geração e a rede elétrica. Desta forma, constata-se que as variações de potência afetam o comportamento do *ripple* do barramento CC, o que influencia na emissão de distorções na forma de onda (TEODORESCU; LISERRE et al., 2011).

## 2.6 Considerações Finais

Os aspectos de maior relevância para o bom entendimento do estudo proposto neste trabalho foram apresentados no presente capítulo. A descrição dos modelos de vento e turbina em conjunto com as principais topologias de geração eólica apresentadas estabelecem a concepção de um SCEE. Dentre os principais componentes de um sistema eólico, o conversor de frequência é descrito de maneira mais detalhada. Ressaltam-se os algoritmos necessários para a operação do conversor, como o método de sincronismo *DSOGI-PLL*, a estratégia de controle e a modulação *SVPWM*.

Os conceitos de distorções harmônicas e inter-harmônicas e seus respectivos indicadores são expostos. Desta forma, foi possível apresentar as relações entre as distorções nas formas de onda e os fatores de operação do conversor. O capítulo a seguir descreve os principais componentes da estrutura laboratorial do sistema eólico.

### 3 CONCEPÇÃO DA ESTRUTURA LABORATORIAL

#### 3.1 Considerações Iniciais

Os materiais empregados para o desenvolvimento experimental desta dissertação são apresentados no presente capítulo. Inicialmente, realiza-se a descrição dos principais componentes da instrumentação, do controlador e da aquisição de dados que foram empregados na bancada eólica, de modo a elucidar a concepção da estrutura laboratorial elaborada e montada para a realização deste estudo.

#### 3.2 Principais Elementos da Bancada Eólica

O projeto da bancada eólica consiste na elaboração de uma estrutura laboratorial que emule o comportamento de uma central de geração eólica real. Tal estrutura tem o objetivo de servir como ferramenta para a análise das distorções nas formas de onda obtidas em sua saída. O diagrama funcional mostrado na Fig. 3.1 apresenta os elementos que compõem a bancada eólica.

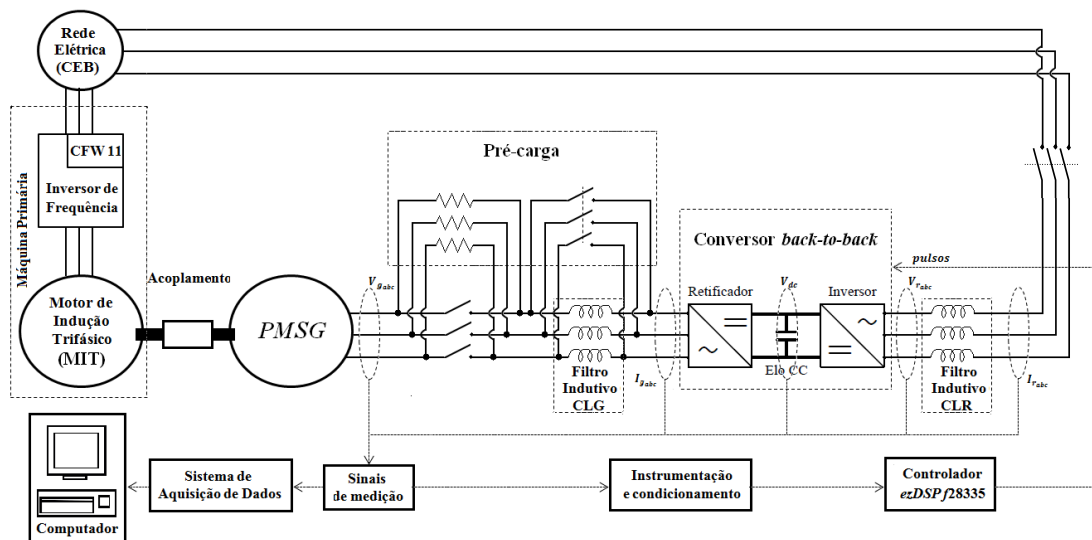


Figura 3.1: Composição da bancada eólica.

Da Fig. 3.1, é possível identificar os componentes mais significativos do sistema eólico emulado, a saber: motor de indução trifásico, inversor de frequência, *PMSG*, conversor *back-to-back*, filtro indutivo e pré-carga. Também deve-se ressaltar a importância do

controlador, das placas de instrumentação e do sistema de aquisição na criação da bancada eólica. Os elementos de potência da bancada eólica são posicionados no quadro elétrico, como exibido na Fig. 3.2.



Figura 3.2: Quadro elétrico da bancada eólica.

A seguir, têm-se uma descrição dos elementos destacados da estrutura laboratorial.

### 3.2.1 Motor de Indução Trifásico (MIT)

Um Motor de Indução Trifásico (MIT) rotor gaiola de esquilo de 30 CV (22 kW), fabricado pela WEG, é parte integrante da denominada máquina primária. Ele tem a função de fornecer o torque para o *PMSG*, emulando o comportamento do vento e da turbina eólica. As especificações detalhadas do MIT são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Especificações do MIT

<b>Motor de Indução Trifásico</b>			
<b>Marca</b>	WEG		
<b>Linha do produto</b>	2258/M		
<b>Frequência</b>	60 Hz		
<b>Número de polos</b>	8		
<b>Potência</b>	30 cv (22 kW)		
<b>Rotação nominal</b>	885 RPM		
<b>Escorregamento</b>	1.67 %		
<b>Tensão nominal</b>	380/660 V		
<b>Corrente nominal</b>	45.0/25.9 A		
<b>Corrente à vazio</b>	20.8/12.0 A		
<b>Conjugado nominal</b>	238 Nm		
<b>Momento de inércia</b>	0.84722 $kgm^2$		
<b>Carga</b>	<b>50%</b>	<b>75%</b>	<b>100%</b>
<b>Fator de potência</b>	0.65	0.76	0.81
<b>Rendimento</b>	91.7	91.9	91.7

### 3.2.2 Inversor de Frequência

O inversor de frequência CFW 11, fabricado pela WEG, compõe a máquina primária do projeto, realizando a partida e o controle da rotação do MIT. O modelo CFW 11, do tipo 0058 T4054Z, pode receber uma corrente nominal de 58.5 A, a uma tensão trifásica de alimentação de 380 V a 440 V. A tensão de saída do inversor é de 380 V trifásico. Para atender a esse requisito, o motor de indução deve ser ligado em delta ( $\Delta$ ), como mostrado em suas especificações na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Especificação do inversor de frequência.

<b>Inversor de Frequência</b>	
<b>Marca</b>	WEG
<b>Modelo</b>	CFW 11 0058 T4054Z
<b>Frequência de alimentação</b>	50/60 Hz
<b>Tensão de alimentação</b>	380-480 V
<b>Tensão de saída</b>	380 V
<b>Rendimento típico</b>	maior ou igual a 97%
<b>Fator de potência típico</b>	0.94

O monitoramento e a parametrização do inversor de frequência pode ser executado por meio do software SuperDrive G2. Desta forma, é possível editar diretamente no drive, parâmetros *online* ou arquivos de parâmetro *offline*. Também estão incorporadas funções que permitem o *upload* do conjunto de parâmetros do computador para o drive.

A Fig. 3.3 mostra o inversor de frequência empregado na bancada eólica.



Figura 3.3: Inversor de frequência da bancada eólica.

### 3.2.3 Gerador Síncrono de Imãs Permanentes (*PMSG*)

O gerador síncrono de imã permanente (*PMSG*) 400 STK 2M de 800 rpm, fabricado pela ALXION, é uma máquina utilizada em centrais eólicas industriais. O rotor desse gerador é vazado, o que permite a sua ligação direta ao eixo da turbina eólica. Neste projeto, o rotor do *PMSG* é acoplado ao eixo da máquina primária, que simula o torque realizado pela turbina eólica. A Tabela 3.3 exhibe as especificações do gerador.

O *PMSG* utilizado na bancada eólica pode ser visualizado na Fig. 3.4



Tabela 3.3: Especificação do *PMSG*.

<b>Gerador Síncrono de Imãs Permanentes</b>	
Marca	Alxion
Modelo	400STK2M
Velocidade Nominal	800 RPM
Potência nominal	17874 W
Torque nominal de entrada	234 N m
Rendimento	92 %
Corrente nominal	42 A
Tensão nominal	253 V
Número de pares de polos	12
Resistência por fase	0.15 $\Omega$
Indutância por fase	1.24 mH
Tensão a vazio	305 V
Momento de inércia	163 $gm^2$
Peso	33 kg
Área de seção do cabo	4x10 $mm^2$
Diâmetro do cabo	16.7 mm



Figura 3.4: Gerador *PMSG* da bancada eólica.

### 3.2.4 Conversor *back-to-back*

O conversor de frequência *back-to-back* SKS 88F (B6CI) 2P 61V12, fabricado pela Semikron, é ligado na saída do *PMSG*, tendo o intuito de adequar os sinais de tensão gerados com o padrão da rede elétrica. Este dispositivo, mostrado na Fig. 3.5, é composto por um retificador, que pode ou não ser controlado, um barramento CC e um inversor. A Tabela 3.4 elenca as especificações do conversor empregado.

Tabela 3.4: Especificação do conversor de frequência *back-to-back*

<b>Conversor <i>back-to-back</i></b>			
<b>Marca</b>	Semikron		
<b>Modelo</b>	SKS 88F (B6CI) 2P 61V12		
<b>Corrente Nominal (<math>I_{rms}</math>)</b>	$T_{amb} = 40$	Sem sobrecarga	88 A
	$F_{sw} = 5 \text{ kHz}$	150 % de sobrecarga (60 s a cada 10 min)	64 A
	$V_{out} = 500 \text{ V}$ $V_{CC} = 750 \text{ V}$ $\cos\phi = 0.85$	200 % de sobrecarga (10 s a cada 10 min)	53 A
<b>Frequência de Chaveamento Máxima (<math>I_{rms_{max}}</math>)</b>	20 kHz		
<b>Tensão Máxima de Saída AC (<math>V_{out_{max}}</math>)</b>	500 V		
<b>Tensão Máxima do Barramento CC (<math>V_{dc_{max}}</math>)</b>	900 V		
<b>Tensão de Isolamento</b>	2500 V		
<b>Potência Total</b>	1140 W		
<b>Capacitância (C)</b>	$6 \mu F$		

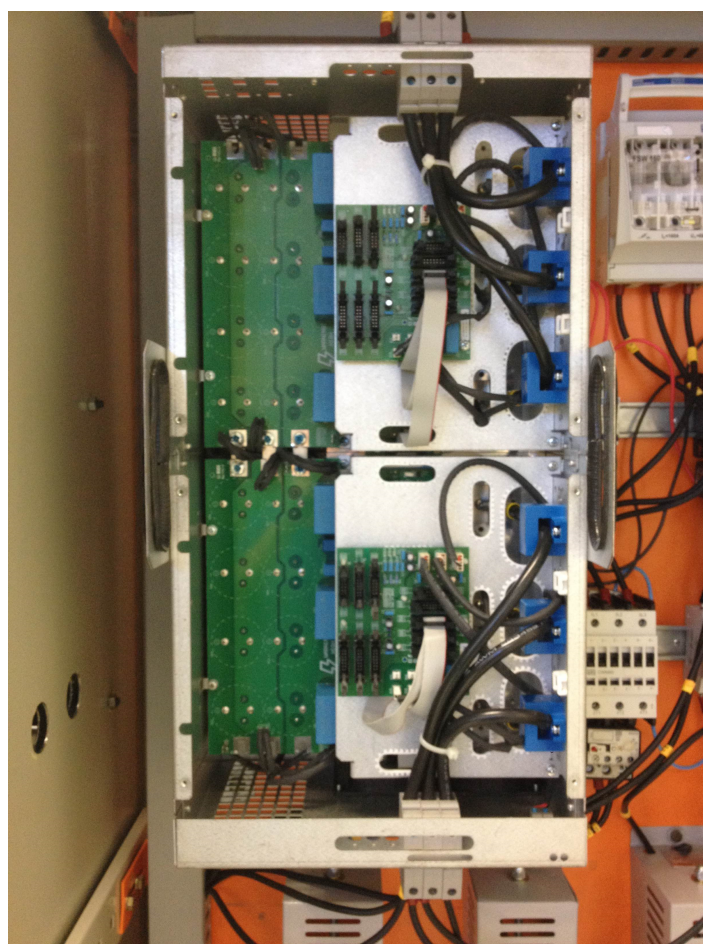


Figura 3.5: Conversor *back-to-back* da bancada eólica.

### 3.2.5 Filtros Indutivos

Como apresentado na Fig. 3.1, em cada uma das fases empregam-se indutores, tanto no CLG quanto no CLR. O emprego desses indutores permite aplicar um efeito *boost* na tensão do barramento CC, assim como controlar o *ripple* gerado na retificação. A equação (3.1) estabelece uma relação entre o *ripple* gerado e importantes grandezas do sistema, permitindo dimensionar a indutância utilizada na estrutura laboratorial (SOARES, 2012).

$$I_{ripple} = \frac{V_{fase}}{2\sqrt{6}F_{sw}L_f} \quad (3.1)$$

Onde:

$I_{ripple}$  é o *ripple* de corrente no barramento CC,  $V_{fase}$  é a tensão de fase,  $F_{sw}$  é a frequência de chaveamento, e  $L_f$  é a indutância do filtro.



Figura 3.6: Filtros indutivos da bancada eólica.

Para o dimensionamento da indutância, considera-se a tensão de fase da rede de 220 V e uma frequência de chaveamento de 5 kHz para um *ripple* de 5 %. Aplicando-se estas grandezas na equação (3.1), obtém-se uma indutância de aproximadamente 4 mH. A Tabela 3.5 exibe as especificações dos indutores empregados. Tais indutores podem ser observados na Fig 3.6.

Tabela 3.5: Especificações dos Indutores.

Indutores	
Empresa	Tecnotrafo
Indutância	4 mH
Corrente	40 A
Tensão	220 V
Frequência	6 kHz
Núcleo	Grão Orientado (G.O)

### 3.2.6 Pré-carga

O carregamento dos capacitores do barramento CC e o uso dos filtros indutivos ligados em série resultam em um elevado pico de corrente durante o acionamento da bancada eólica, podendo danificar os dispositivos do sistema. Para evitar essa elevada corrente, um circuito chaveado de resistores é aplicado em paralelo com os indutores do CLG. Esse circuito, denominado de pré-carga, é empregado no acionamento do sistema com a finalidade de limitar a corrente de carga dos capacitores, impedindo um alto valor do sobressinal. Ao atingir o regime permanente, as chaves do circuito de pré-carga se abrem, permitindo a operação regular da bancada eólica. A Fig. 3.7 apresenta os resistores de pré-carga localizados no quadro elétrico.



Figura 3.7: Resistores de pré-carga da bancada eólica.

Para o dimensionamento dos resistores de pré-carga, considera-se o circuito da Fig. 3.8, que mostra uma representação monofásica do carregamento dos capacitores do barramento CC.

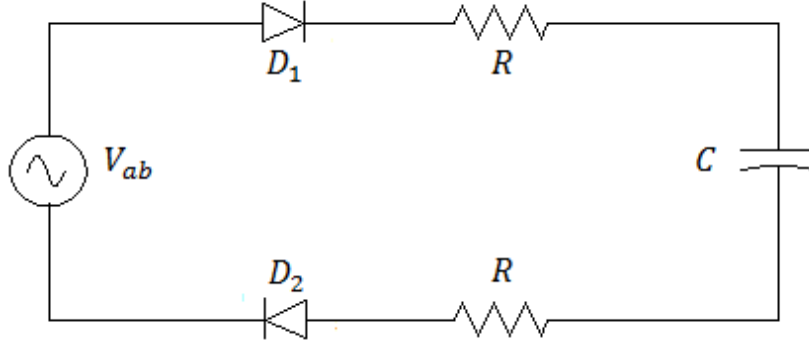


Figura 3.8: Diagrama monofásico de carregamento dos capacitores do barramento CC.

Para estabelecer o valor dos resistores, utiliza-se a expressão (3.2) da constante de tempo ( $\tau$ ) do circuito ilustrado na Fig. 3.8. Desta forma, é possível determinar a resistência em função da capacitância e do tempo de carregamento do capacitor.

$$\tau = 2RC \quad (3.2)$$

O regime permanente do SCEE é atingido quando o capacitor está totalmente carregado. Logo, o tempo de carregamento é igual ao tempo de assentamento ( $T_s$ ) do sistema. O  $T_s$  pode ser definido pela expressão (3.3).

$$T_s = 5\tau = 10RC \quad (3.3)$$

Para um tempo de assentamento de 10 segundos, sabendo que a capacitância do banco de capacitores ( $C$ ) é de  $6 \mu s$ , a resistência de pré-carga é de aproximadamente  $166.66 \Omega$ . Aplicando tal resistência na lei de Ohm, obtém-se a corrente de pico máxima, como mostrada em (3.4).

$$I_{max} = \frac{V_{ab_{pico}}}{2R} = \frac{380\sqrt{2}}{332} = 1.62A \quad (3.4)$$

A potência dos resistores pode ser calculada por meio da corrente máxima ( $I_{max}$ ) e da resistência ( $R$ ). O resultado obtido foi de  $435 \text{ W}$ . Desta forma, foram adquiridos resistores de pré-carga de  $170 \Omega$  com  $450 \text{ W}$  de potência.

### 3.3 Controlador *ezDSP f28335*

Os algoritmos necessários para a operação do conversor de frequência são aplicados por meio de um controlador. Na estrutura laboratorial desenvolvida, empregou-se o kit de controle *ezDSP f28335*, fabricado pela *Spectrum Digital*. O microprocessador que atua nesse kit é o TMS320F28335, um *DSP* de ponto flutuante com 256KWords de memória externa fabricado pela *Texas Instruments*. A Fig. 3.9 exibe a vista superior do kit *ezDSP f28335*.



Figura 3.9: Vista superior do controlador *ezDSP f28335*.

O *ezDSP f28335* possui uma série de periféricos que permitem implementar o controle que deve ser efetuado. Esse kit possui funções de comunicação, conversão e geração de sinais, memória interna e interface de controle. Os seguintes periféricos estão presentes nesse controlador:

- Interface *JTAG*;
- Conector *RS-232*;
- Portas *GPIO*;
- Conversores A/D;
- Canais *PWM*;
- Comunicação *CAN*;
- Comunicação *SCI*; e
- Memória interna.

Os códigos desenvolvidos para a implementação dos algoritmos de controle são aplicados no *hardware* por meio do programa *Code Composer Studio*. Esse ambiente de desenvolvimento possui as bibliotecas que o integram aos periféricos do *ezDSP f28335*. As características do *hardware* empregado para o controle são apresentadas na Tabela 3.6.

Tabela 3.6: Especificações do *ezDSP f28335*.

<b>Controlador</b>	
<b>Marca</b>	<i>Spectrum Digital</i>
<b>Modelo</b>	<i>f28335</i>
<b>Velocidade de Operação</b>	150 MHz
<b>Memória RAM</b>	68 k bytes
<b>Memória <i>Flash</i></b>	512 k bytes
<b>Memória SRAM</b>	256 k bytes
<b>Conversor A/D</b>	12 bits - 16 canais
<b>Clock</b>	30 MHz
<b><i>PWM</i></b>	6 canais
<b>Interface com o hardware</b>	<i>JTAG</i>
<b>Tensão de alimentação</b>	5 V

### 3.4 Instrumentação e Condicionamento

Para desenvolver todo o processo de operação do conversor de frequência, é necessário medir os sinais de tensão e corrente das três fases, tanto no lado do gerador quanto no lado da rede. Além disso, é preciso monitorar a tensão do barramento CC. Os 13 sinais analógicos medidos devem ser direcionados para a entrada do conversor A/D do *ezDSP f28335*, com o intuito de viabilizar a aplicação dos algoritmos de controle e gerar os sinais *PWM* para a comutação das chaves. No entanto, os sinais analógicos e os pulsos *PWM* devem se adequar às condições do microcontrolador e do conversor, respectivamente, de forma a não se danificar os dispositivos. Todo o tratamento dos sinais, desde a medição dos sinais aos pulsos das chaves, são exercidos pelas placas de instrumentação. Os tipos de placas utilizados no condicionamento são:

- Medição;
- Condicionamento dos Sinais Analógicos;
- Interface com o Controlador; e
- Condicionamento dos Sinais *PWM*.

A funcionalidade e os detalhes das placas de instrumentação são expostos a seguir.

### 3.4.1 Placas de Medição

Os transdutores aplicados para mensurar as tensões e correntes são os sensores de efeito hall. A placa de medição de tensão utiliza o sensor hall LA 100-P, enquanto a placa de corrente utiliza o LV 25-P, ambos da LEM. As especificações desses transdutores são mostradas na Tabela 3.7.

Tabela 3.7: Especificação dos transdutores empregados na bancada eólica.

Transdutores		
Marca	LEM	
Modelo de transdutor	Especificações	
<i>LA 100-P</i> (Sensor de Corrente)	Tipo de saída	Instantânea
	Tecnologia	Efeito hall em loop fechado
	Valor primário nominal	100 A
	Sinal secundário	100 mA
	Acurácia	0.45 %
	Faixa de medição	160 A
	Tensão de alimentação	12 - 15 V
	Tipo de tensão de alimentação	Bipolar
<i>LV 20-P</i> (Sensor de Tensão)	Tipo de saída	Instantânea
	Tecnologia	Efeito hall em loop fechado
	Valor primário nominal	10 mA
	Sinal secundário	25 mA
	Acurácia	0.9 %
	Faixa de medição da tensão	10 - 500 V
	Faixa de medição da corrente	0.014 A
	Tensão de alimentação	12 - 15 V
Tipo de tensão de alimentação	Bipolar	

A Fig. 3.10 mostra a placa de medição com o sensor de tensão LV 20-P.

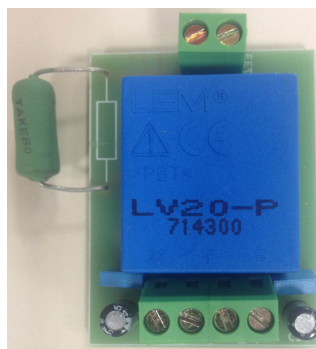


Figura 3.10: Placa de medição de tensão.



### 3.4.2 Placas de Condicionamento dos Sinais Analógicos

Os sinais de corrente emitidos pelos transdutores são direcionados à entrada das placas de condicionamento dos sinais analógicos. Esse condicionamento é realizado por meio de off-set de 1.5 V em conjunto com um ganho proporcional, que estabelece na saída uma senoide de 3.3 V de valor máximo e 0 V de mínimo. O sinal tratado é aplicado na entrada A/D do controlador, dentro da faixa de operação do *ezDSP f288335*. O diagrama esquemático dessa placa pode ser visualizado na Fig. 3.11.

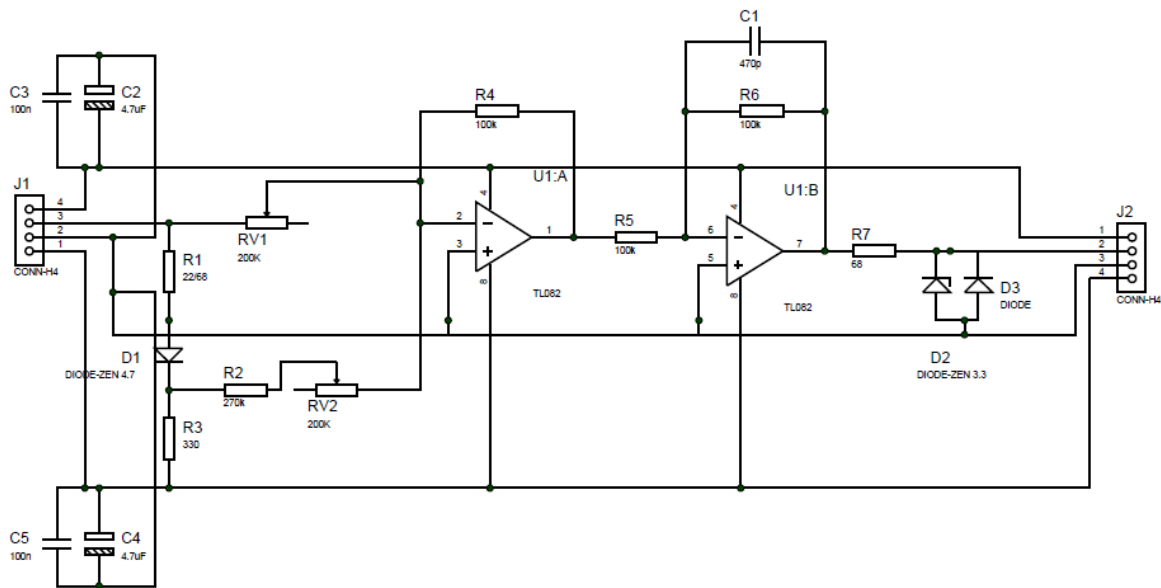


Figura 3.11: Diagrama esquemático da placa de condicionamento dos sinais analógicos.

A Fig. 3.12 mostra os módulos das placas de condicionamento.

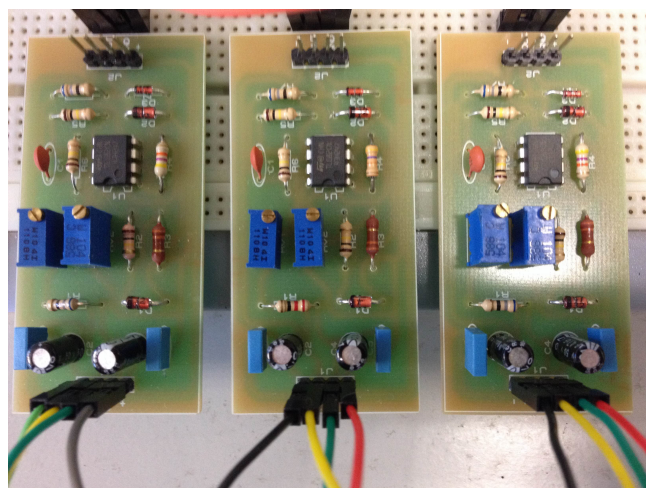


Figura 3.12: Módulos das placas de condicionamento dos sinais analógicos.

### 3.4.3 Placa de Interface com o Controlador

De modo a organizar a entrada e saída de sinais do controlador, uma placa de interface é desenvolvida para o *ezDSP f28335*. Essa placa é responsável por distribuir a alimentação de 5 V e 15 V, receber os 13 sinais analógicos de medição já condicionados, e enviar os 6 sinais *PWM* para o conversor de frequência, um para cada braço. Os pulsos gerados pelo controlador são transmitidos via fibra óptica para a placa de condicionamento de sinais *PWM*, ligada ao conversor *back-to-back*. A Fig. 3.13 mostra a placa de interface com o controlador confeccionada.

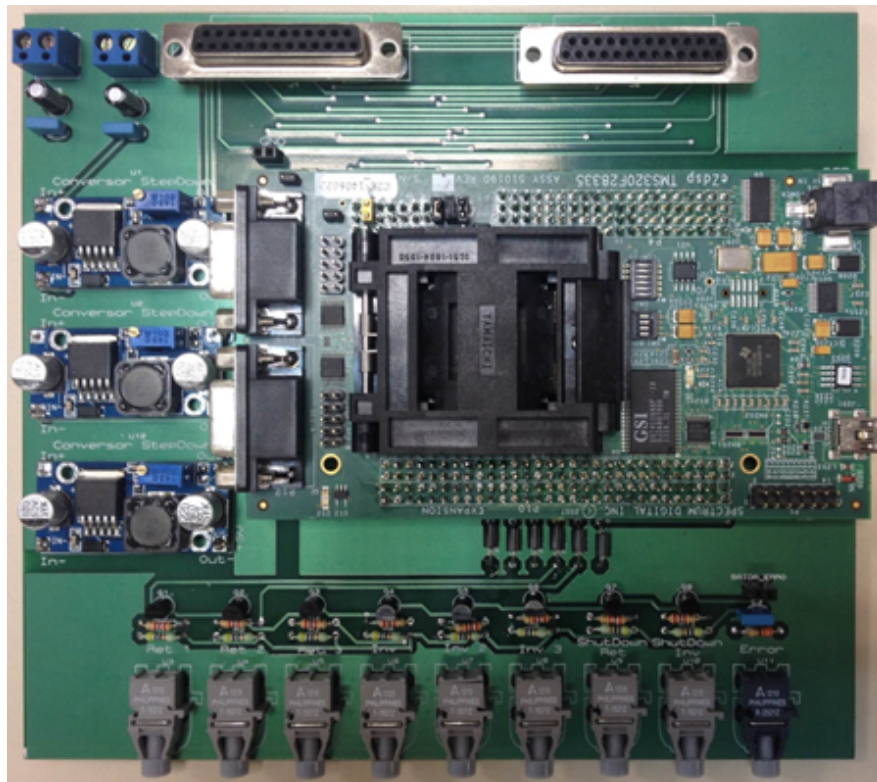


Figura 3.13: Placa de interface com o controlador em conjunto com *ezDSP f28335*.

### 3.4.4 Placas de Condicionamento dos Sinais *PWM*

Após receber os sinais analógicos, o *ezDSP f28335* emprega o método de sincronismo, a estratégia de controle e a modulação *SVPWM*, resultando nos sinais para a comutação das chaves do conversor de frequência. No entanto, os pulsos emitidos na saída *PWM* do controlador devem se adequar às condições requeridas pelo conversor. Para isso, emprega-se a placa de condicionamento dos sinais *PWM*. Tal placa implementa os sinais lógicos para as duas chaves presentes em cada braço do conversor, além disso, os níveis dos pulsos são condicionados de acordo com os limites dos transistores. Outra função que deve ser destacada é a possibilidade de ajuste do tempo morto via hardware. Essa placa é apresentada na Fig. 3.14.

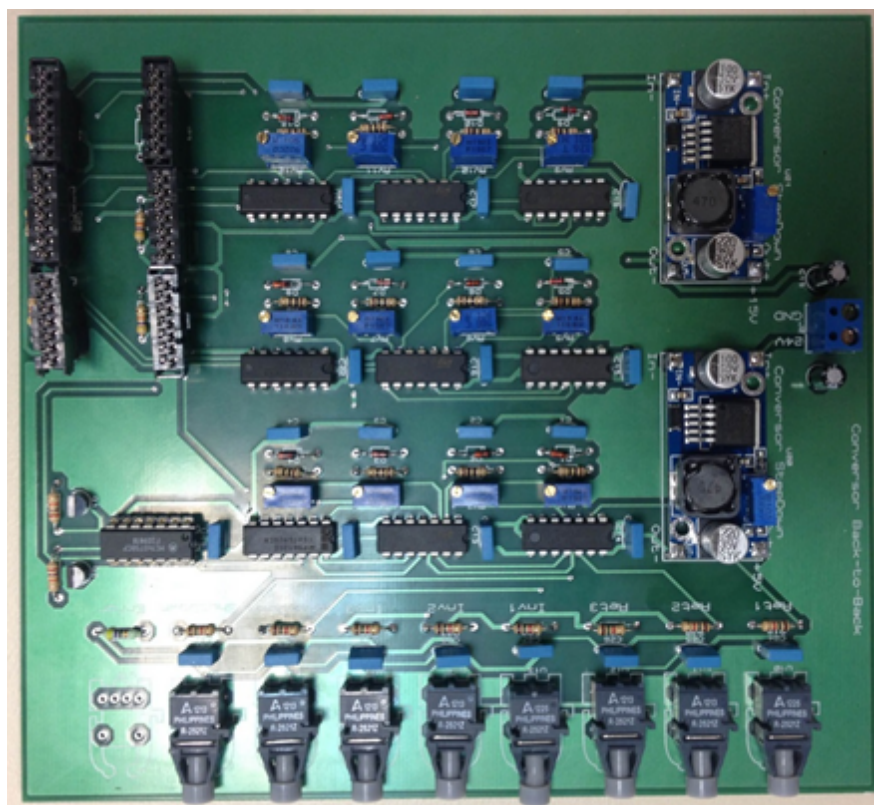


Figura 3.14: Placa de condicionamento dos sinais *PWM*.

### 3.4.5 Sinais das Placas

Após receber o sinal do sensor hall de tensão, por meio da placa de medição de tensão, a placa de condicionamento de sinais analógicos ajusta o valor medido dentro da faixa de 0 a 3.3 V. A Fig. 3.15 apresenta os sinais de tensão trifásicos condicionados.

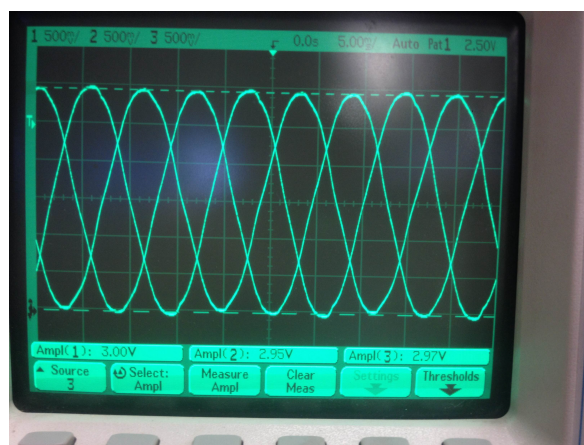


Figura 3.15: Sinais condicionados de tensões trifásica.

Os sinais condicionados são empregados em um controlador Arduino DUE, com processador ARM, de modo a executar o teste do algoritmo de sincronismo *SRF-PLL*. Os resultados obtidos desses testes são o ângulo de sincronismo da saída do *SRF-PLL* em

relação a senoide  $\alpha$ , apresentado na Fig. 3.16.

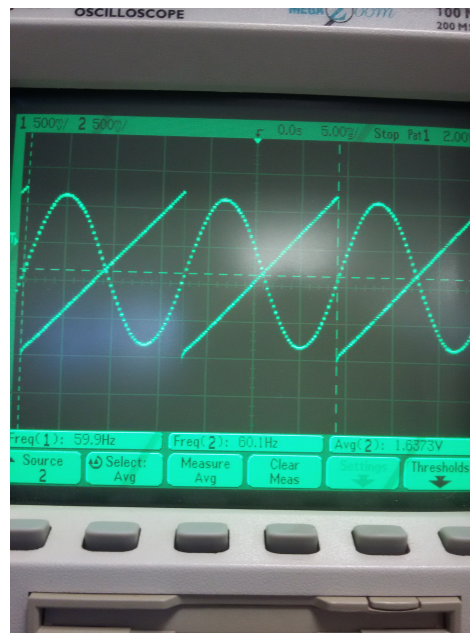


Figura 3.16: Sinais do ângulo de sincronismo na saída do *SRF-PLL*.

### 3.5 Aquisição dos Dados de Medição

A aquisição dos dados de medição utilizados para determinar as distorções na forma de onda é executada pelo medidor de qualidade da energia G-4500. Trata-se de um medidor classe A fabricado pela ELSPEC. Esse dispositivo pode adquirir até 1024 amostras por ciclo, além de possibilitar ajustes de 512 e 256 amostras por ciclo. Por meio dos dados obtidos, aplicam-se os protocolos de medição da *IEC* para calcular os indicadores de distorções harmônicas e inter-harmônicas na saída da bancada eólica. Desta forma, é possível analisar o *THD* e o *TID* para diferentes condições de operação. A Fig. 3.17 mostra o dispositivo de aquisição de dados empregado.



Figura 3.17: Equipamento de aquisição de dados - ELSPEC G-4500.

### 3.6 Considerações Finais

A concepção da estrutura laboratorial é descrita neste capítulo, de modo a ilustrar o desenvolvimento e os componentes empregados no sistema emulado. Para isso, efetua-se a especificação dos principais elementos do quadro elétrico, do controlador, das placas de instrumentação e condicionamento, e do sistema de aquisição. Por meio dessas informações, é possível compreender a elaboração e o funcionamento da bancada eólica

O capítulo a seguir apresenta os estudos de caso e a metodologia de análise de modo a avaliar os fatores de operação do conversor *back-to-back* nas emissões de distorções na forma de onda.

## 4 METODOLOGIA DE ANÁLISE

### 4.1 Considerações Iniciais

O presente capítulo descreve a metodologia de análise empregada nos resultados obtidos nas simulações computacionais. Primeiramente, o simulador do SCEE analisado é detalhado. Em seguida, são estabelecidos os estudos de casos aplicados para a análise dos fatores de operação do conversor *back-to-back* na emissão de distorções na forma de onda. Por fim, são definidas as métricas e os índices empregados para a quantificação do comportamento dos resultados.

### 4.2 Simulação Computacional

As simulações computacionais são efetuadas por meio do *Simulink*, ferramenta presente no software *MatLab*. Essa ferramenta permite uma programação gráfica utilizando blocos que executam as funções pretendidas. O diagrama funcional programado para simular o SCEE analisado, baseia-se no modelo do conversor *back-to-back* em conjunto com o esquema da bancada eólica, mostrados nas Figs. 2.16 e 3.1, respectivamente. O ambiente de simulação desenvolvido é apresentado na Fig.4.1.

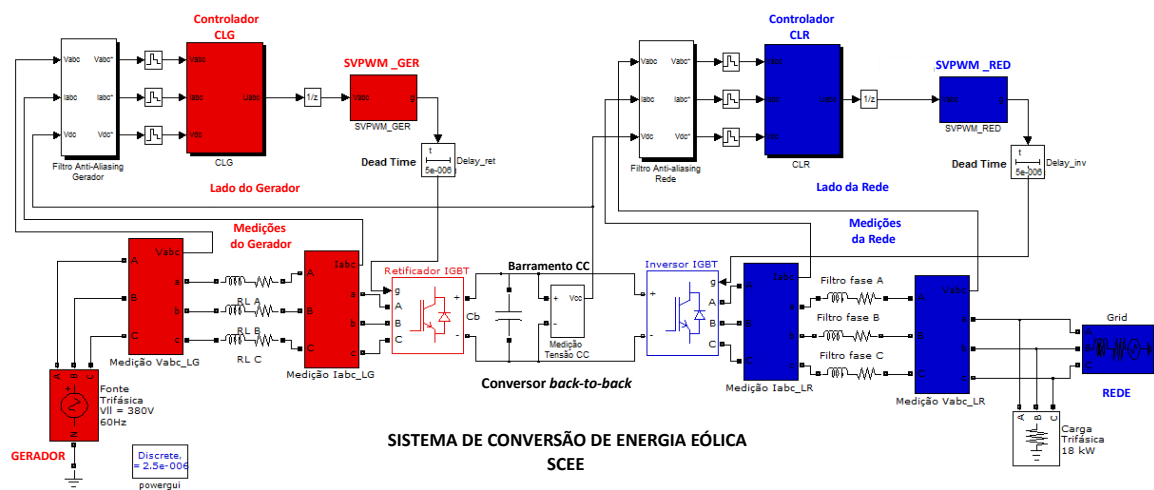


Figura 4.1: Simulador da bancada eólica em *Simulink*.

No sistema simulado, passo de integração utilizado para a obtenção das amostras é de  $2.5 \mu s$ . A máquina primária e o *PMSG* são representados por uma fonte de tensão trifásica controlável, enquanto a rede elétrica corresponde a um barramento que recebe toda a potência gerada pelo SCEE. Considerou-se uma frequência fundamental de 60 Hz tanto para a rede elétrica quanto para o gerador. Como o estudo é realizado em regime permanente, o circuito de pré-carga foi descartado da simulação. Da Fig. 4.1, sabe-se que os blocos vermelhos compõem o CLG, enquanto os blocos azuis constituem o CLR.

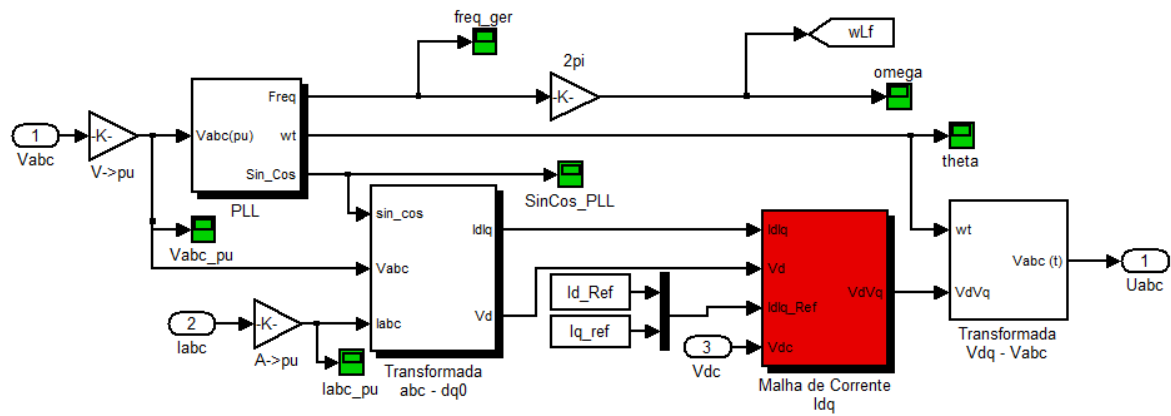
As malhas de corrente e tensão CC, assim como o *PLL* e as transformadas de Park, são empregadas por meio dos blocos de controle. Esses blocos recebem os dados de medição com intuito de gerar os sinais de referência para o *SVPWM*. As Figs. 4.2(a) e 4.2(b) exibem os diagramas dos blocos de controle do CLG e do CLR, respectivamente.

As senoides de saída do controle são aplicadas nos blocos de modulação *PWM*. As componentes de sequência zero são calculadas e inseridas aos sinais de entrada de modo a gerar as ondas moduladoras do *SVPWM*. Essas ondas são comparadas às triangulares portadoras, produzindo os pulsos para o chaveamento do conversor de frequência. A Fig. 4.3 apresenta o diagrama programado para simular a modulação *Space Vector*.

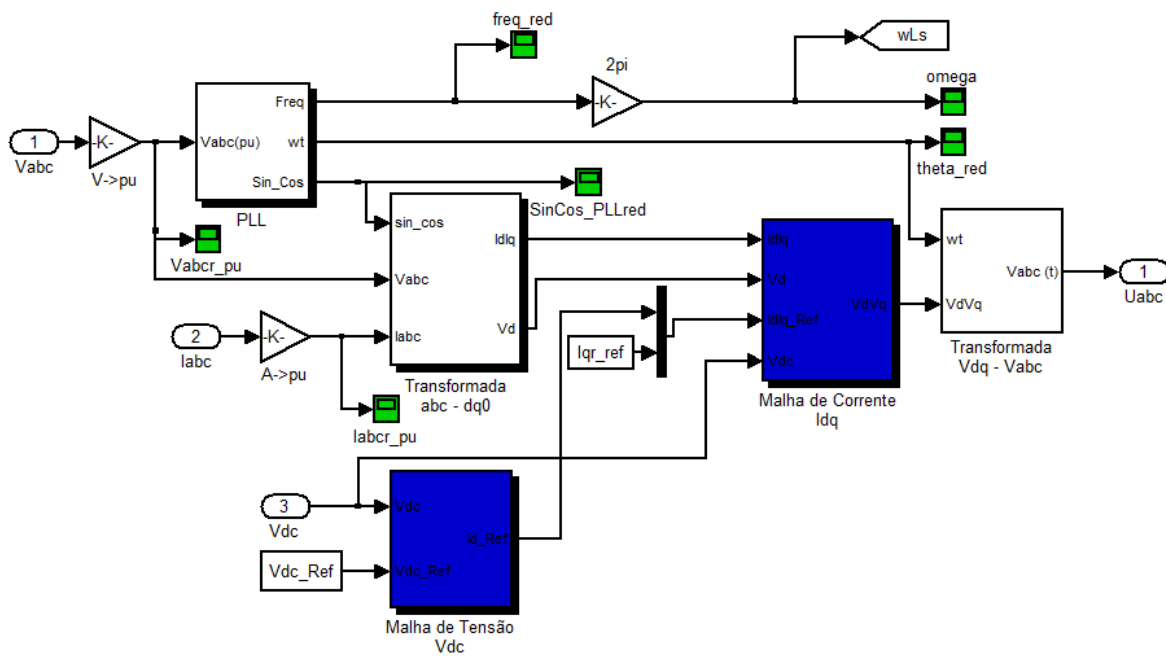
As medições de tensão e corrente do CLR e do CLG, assim como a tensão do barramento CC, são exportadas para planilhas em *excel* por meio da função *to file* do *Simulink*. Desta forma, é possível empregar os protocolos de medição dos indicadores *THD* e *TID*. Os resultados obtidos são apresentados por meio de gráficos e tabelas.

A definição dos parâmetros do SCEE, o cálculo dos índices de distorções na forma de onda e a plotagem dos resultados é realizada por meio de códigos em *.m* do *MatLab*. No apêndice E são indicados os valores dos parâmetros de entrada da simulação.

A seguir, são apresentados algumas métricas empregadas para as análises dos resultados dos estudos de casos ora citados. Embora tal exibição se caracterize como fundamentação teórica, a escolha deste local para o detalhamento destas métricas é parte de uma estratégia que visa facilitar o entendimento do leitor. Na verdade, isso se deve ao fato de se acreditar que, apresentar as ferramentas empregadas na avaliação dos estudos de casos após as suas definições, contribui para entendimento da metodologia de análise proposta.



(a)



(b)

Figura 4.2: Diagramas dos blocos de controle do CLG e do CLR.

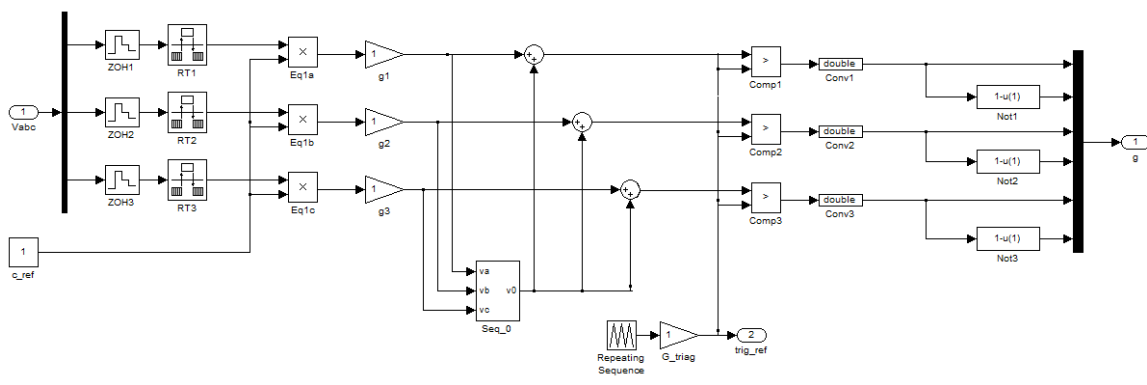


Figura 4.3: Diagrama dos blocos de modulação SVPWM.



### 4.3 Caracterização dos Estudos de Caso para Avaliação dos Fatores Operativos do Conversor de Frequência

Por meio das simulações computacionais, estabelece-se uma análise dos fatores de operação do conversor para diferentes condições de trabalho. De modo a identificar o comportamento das distorções harmônicas e inter-harmônicas da unidade eólica analisada, efetuam-se estudos de casos associados às variações do tempo morto ( $T_m$ ), da tensão no barramento CC ( $V_{CC}$ ) e da frequência de chaveamento ( $F_{sw}$ ). Uma avaliação da correlação entre tais fatores de operação também é realizada. Desta forma, têm-se os seguintes estudos de caso:

- Caso 1: Influência do Tempo Morto na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas;
- Caso 2: Influência da Frequência de Chaveamento na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas;
- Caso 3: Influência da Tensão no Barramento CC na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas; e
- Caso 4: Correlação dos Fatores de Operação do Conversor de Frequência na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas.

Para a execução destes estudos de casos, são empregados 5 patamares de tempo morto, 16 de tensão no barramento CC e 18 de frequência de chaveamento, totalizando 1520 condições distintas de operação. Nos estudos caso, analisa-se a variável de interesse fixando o valor dos demais fatores. Os patamares escolhidos localizam-se no meio da faixa de condições de operação. A Tabela 4.1 exhibe os valores empregados nas simulações e nos testes experimentais de cada grandeza analisada.

Para todas as condições nos casos citados, considera-se uma potência ativa inserida na rede de 0.7 p.u, sem a presença de potência reativa. Além disso, os valores de frequência fundamental utilizados tanto no CLG quanto no CLR são de 60 Hz. As distorções harmônicas e inter-harmônicas são mensuradas pelos indicadores  $THD$  e  $TID$ , respectivamente. Para cada condição de operação, é possível avaliar as componentes harmônicas e inter-harmônicas individuais por meio dos espectros de frequência resultantes da  $DFT$ . Devido ao grande volume de dados para cada grandeza elétrica do sistema trifásico, opta-se por aplicar os cálculos dos indicadores e dos espectros somente na análise da corrente e da tensão da fase A na saída do SCEE.

Tabela 4.1: Valores das grandezas analisadas nos estudos de caso.

<b>Fatores</b>	$T_m$ ( $\mu s$ )	$V_{CC}$ (V)	$F_{sw}$ (Hz)
<b>Condições de Operação</b>	3	650	3060
	6	660	3600
	9	670	4140
	12	680	4680
	15	690	5220
	-	700	5760
	-	710	6300
	-	720	6840
	-	730	7380
	-	740	7920
	-	750	8460
	-	760	9000
	-	770	9540
	-	780	10080
	-	790	10620
	-	800	11160
	-	-	11700
	-	-	12240
-	-	12780	

#### 4.4 Índices e Métricas

As condições de operação que constituem os estudos de caso são aplicadas nas simulações computacionais do SCEE analisado. Para cada condição, aplica-se o protocolo de medição da *IEC* 61000-4-7, de modo a calcular os indicadores de distorções harmônicas e inter-harmônicas, *THD* e *TID*, na saída do CLR. Na análise dos resultados obtidos, adotam-se índices e métricas para quantificar o comportamento dos parâmetros avaliados.

##### 4.4.1 Variação Percentual Relativa

De modo a quantificar o quanto os índices de distorções variam em cada curva elaborada nos estudos de caso, adota-se a variação percentual relativa. Essa variação se baseia na diferença entre os valores máximo e mínimo do indicador analisado em relação ao valor mínimo. Desta forma, a variação percentual relativa de *THD* e *TID* são definidas pelas equações (4.1) e (4.2), respectivamente.

$$\Delta THD_{REL}^{\alpha} = \frac{THD_{max}^{\alpha} - THD_{min}^{\alpha}}{THD_{min}^{\alpha}} \quad (4.1)$$

$$\Delta TID_{REL}^{\alpha} = \frac{TID_{max}^{\alpha} - TID_{min}^{\alpha}}{TID_{min}^{\alpha}} \quad (4.2)$$

Onde:

$\alpha$  é a grandeza analisada e  $N$  é o total das condições impostas.

#### 4.4.2 Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho

O ciclo de trabalho, também conhecido como *duty cycle*, é definido como um intervalo de abertura e fechamento de chaves dos conversores de frequência. O período de chaveamento do conversor define o tempo de realização do ciclo de trabalho. Contudo, como o acionamento das chaves não ocorre de modo instantâneo devido o tempo morto. Esse fator é responsável por distúrbios nos ciclos de trabalho do conversor. De modo a quantificar tais distúrbios, aplica-se o denominado Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho (IDCT), dado pela equação 4.3.

$$IDCT = \frac{Tm}{T_{sw}} * 100\% = Tm * F_{sw} * 100\% \quad (4.3)$$

Onde:

$Tm$  é o tempo morto,  $T_{sw}$  é o período de chaveamento, e  $F_{sw}$  é a frequência de chaveamento.

#### 4.4.3 Largura Máxima de Pulso

A largura máxima de pulso é a porcentagem máxima em que a chave fica acionada em um ciclo de trabalho. Essa característica é definida por meio da razão entre o pico de

tensão de fase na saída do conversor e a amplitude da tensão do barramento CC, como expresso na equação (4.4).

$$LMP = \frac{2m_a}{\pi} * 100\% \quad (4.4)$$

Onde:

$LMP$  é a largura máxima de pulso,  $V_p$  é a tensão de pico na saída do conversor, e  $V_{CC}$  é a tensão do barramento CC.

O valor de  $V_p$  na saída do conversor é de aproximadamente 311 V. Por meio de (2.59) é possível expressar  $LMP$  com relação ao índice de modulação de amplitude, como mostrado em (4.5).

$$LMP = \frac{V_p}{V_{CC}} * 100\% \quad (4.5)$$

#### 4.4.4 Sensibilidade e Método dos Mínimos Quadrados

A análise da correlação entre os três fatores de operação avaliados é efetuada no estudo de caso 4. Correlaciona-se dois fatores por vez, ocasionando três situações distintas para se avaliar, a saber: a correlação entre  $Tm$  e  $V_{CC}$ , a correlação entre  $Tm$  e  $F_{sw}$ , e a correlação entre  $V_{CC}$  e  $F_{sw}$ . Desta forma, é possível verificar como os fatores de operação se influenciam mutuamente na emissão de distorções na forma de onda.

A variação do primeiro fator de interesse para uma condição do segundo resulta em uma curva. Logo, o número de curvas está associado ao número de condições da segunda variável analisada. Para viabilizar essa análise, aplica-se o método dos mínimos quadrados (MMQ) de modo a estabelecer um ajuste de curva dos resultados que relacionam duas variáveis (SANCHES, 2007).

Para empregar o MMQ, é necessário estabelecer o conceito do erro quadrático médio ( $EQM$ ), também chamado de risco quadrático. Por definição, o  $EQM$  é o quadrado do valor esperado da diferença entre o estimador ( $\theta^*$ ) e a amostra real ( $\theta$ ), como expresso em (4.6) (KAY, 1993).

$$EQM = E(\theta - \theta^*)^2 \quad (4.6)$$

Em termos práticos, trata-se da variância do erro entre os resultados de simulação e a curva de ajuste dos índices de distorções. As equações que definem o erro quadrático médio calculado para a *THD* e a *TID* são apresentados em (4.7) e (4.8).

$$EQM_{THD}^\alpha = \frac{\sum_{i=1}^N (THD_{real}^i - THD_{sim}^i)^2}{N} \quad (4.7)$$

$$EQM_{TID}^\alpha = \frac{\sum_{i=1}^N (TID_{real}^i - TID_{sim}^i)^2}{N} \quad (4.8)$$

Onde:

$\alpha$  é a variável de interesse analisada,  $N$  é o total das condições impostas a  $\alpha$ , tendo  $i$  como seu índice.

Baseando-se no *EQM*, o MMQ ajusta a melhor reta dentro de um conjunto de pontos. Esse método consiste em minimizar o *EQM* das medidas em relação a uma função de reta estimada. O *EQM* é mínimo quando as suas derivadas parciais em relação aos coeficientes da reta são nulas (GILAT, 2008). Desta forma, no estudo das correlações, os *EQMs* aplicados para o *THD* e o *TID* são dados por (4.9) e (4.10), respectivamente.

$$EQM_{THD}^{x,y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (THD_i - (ax_i + b))^2 \quad (4.9)$$

$$EQM_{TID}^{x,y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (TID_i - (ax_i + b))^2 \quad (4.10)$$

Para:

$$\begin{aligned} \frac{\partial EQM}{\partial a} &= 0 \\ \frac{\partial EQM}{\partial b} &= 0 \end{aligned}$$

Onde:

$x$  é o primeiro fator de interesse,  $y$  é o segundo,  $i$  é o índice da condição imposta por  $x$ ,  $a$  é o coeficiente angular da reta MMQ e  $b$  é a constante de corte da curva.

Os coeficientes  $a$  e  $b$  da reta MMQ, nas condições de minimização da curva, podem ser calculados pelas expressões (4.11), e (4.12), respectivamente (GILAT, 2008).

$$a = \frac{N \sum_{i=1}^N x_i F(x_i, y_j) - \sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N F(x_i, y_j)}{N \sum_{i=1}^N x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^N x_i \right)^2} \quad (4.11)$$

$$b = \frac{N \sum_{i=1}^N x_i^2 \sum_{i=1}^N F(x_i, y_j) - \sum_{i=1}^N x_i F(x_i, y_j) \sum_{i=1}^N x_i}{N \sum_{i=1}^N x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^N x_i \right)^2} \quad (4.12)$$

Onde:

$F(x_i, y_j)$  são os resultados associados aos fatores de operação  $x_i$  e  $y_j$ , podendo ser o *THD* ou o *TID*.

O coeficiente angular  $a$  de cada reta gerada pelo MMQ representa a sensibilidade da curva. Estabelecendo uma média entre as sensibilidades para cada situação, é possível mensurar a correlação entre os fatores de operação.

#### 4.4.5 Grau de Não-Linearidade

Para quantificar o erro associado ao MMQ, determina-se o valor máximo da diferença entre a curva analisada e o ajuste em relação a variação máxima da curva. Tal erro indica a maior discrepância da curva em relação a linearidade. Essa medida, mostrada em (4.13), é denominada grau de não-linearidade (BENTLEY, 1995).

$$\phi_N = \frac{\max(\|F(x_i) - Y(x_i)\|)}{\max(F(x_i)) - \min(F(x_i))} \quad (4.13)$$

Onde:

$\phi_N$  é o grau de não-linearidade,  $F(x_i)$  é a curva analisada e  $Y(x_i)$  é o ajuste por MMQ.

#### 4.5 Considerações Finais

A simulação computacional do sistema analisado é descrita neste capítulo, de modo a sintetizar o comportamento resultante da bancada eólica. Logo após, são estabelecidos os estudos de caso para avaliar os fatores de operação do conversor nas emissões de distorções na forma de onda. Os regimes de trabalho impostos resultaram em 1530 condições de operação distintas para os 4 casos determinados. Por fim, são apresentados os índices e as métricas empregadas nos estudos de caso citados.

O capítulo a seguir apresenta, por meio de gráficos e tabelas, os resultados obtidos nos estudos de caso ora mencionados.

## 5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 5.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, são apresentados os resultados das simulações e dos ensaios laboratoriais elaborados conforme os estudos de caso citados no capítulo 3. As respostas medidas na saída do CLR são avaliadas de acordo com a metodologia de análise proposta, considerando uma potência ativa de 0.7 p.u e um passo de integração de  $2.5 \mu s$ . Inicialmente, avalia-se a influência do tempo morto nas distorções na forma de onda observadas na saída do SCEE. De modo similar, analisa-se a atuação da frequência de chaveamento na geração de tais distorções. Em seguida, efetua-se o mesmo procedimento em uma avaliação das emissões harmônicas e inter-harmônicas atreladas ao nível da tensão do barramento CC. Por último, estabelece-se uma análise da correlação entre as grandezas em questão.

### 5.2 Análise da Influência do Tempo Morto na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas

A Fig. 5.1 apresenta as distorções de tensão e corrente em função do tempo morto, para  $F_{sw} = 7920$  Hz e  $V_{CC} = 730$  V. Tais valores são selecionados por se localizarem no meio da faixa estabelecida na Tabela 4.1.

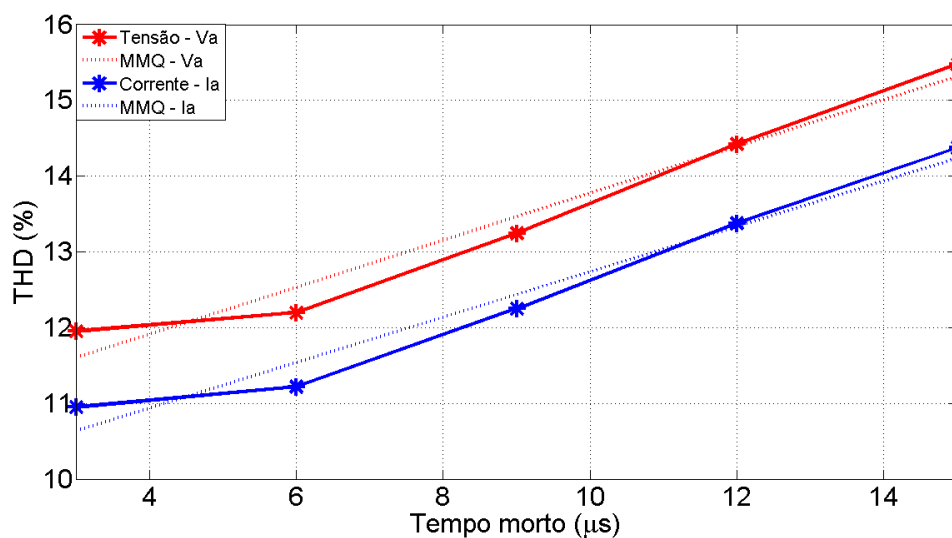


Figura 5.1: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão e corrente em função do tempo morto -  $THD \times T_m$ , para  $V_{CC} = 730$  V e  $F_{sw} = 7920$  Hz.



Da Fig. 5.1, observa-se uma relação direta entre o tempo morto e a  $THD$ , tanto para a tensão quanto para a corrente. O ajuste de curva aplicado nas distorções de tensão possui um coeficiente angular de  $0.309 (\mu s)^{-1}$ , com um grau de não-linearidade de 0.099. Para a corrente, obtém-se o coeficiente angular de  $0.300 (\mu s)^{-1}$  e o grau de não linearidade de 0.092. A Tabela 5.1 apresenta o índice de degradação do ciclo de trabalho (IDCT). Trata-se da porcentagem do ciclo de trabalho que foi descaracterizado.

Tabela 5.1: Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho -  $F_{sw} = 7920Hz$

Índice	Tempo Morto ( $\mu s$ )				
	3	6	9	12	15
$IDCT_{7920Hz}(\%)$	2.376	4.752	7.128	9.504	11.880

Da Tabela 5.1, é possível observar que para o período de chaveamento de  $126.26 \mu s$ , associado a frequência de 7920 Hz, o IDCT variou de 2.376 % a 11.880 %. Isso representa aumentos percentuais relativos em relação ao período de chaveamento de 29.47 % e 31.25 % das distorções harmônicas de tensão e corrente, respectivamente. Os resultados indicam um comportamento aproximadamente linear entre os dois fatores, o que permite concluir que o aumento do tempo morto culmina na elevação das distorções harmônicas.

As Figs. 5.2 e 5.3 apresentam os espectros harmônicos de tensão e corrente, respectivamente, para tempos mortos iguais a  $6 \mu s$  e  $9 \mu s$ , com  $V_{CC} = 730 V$  e  $F_{sw} = 7920 Hz$ . A faixa espectral analisada é da 2<sup>a</sup> a 200<sup>a</sup> harmônica.

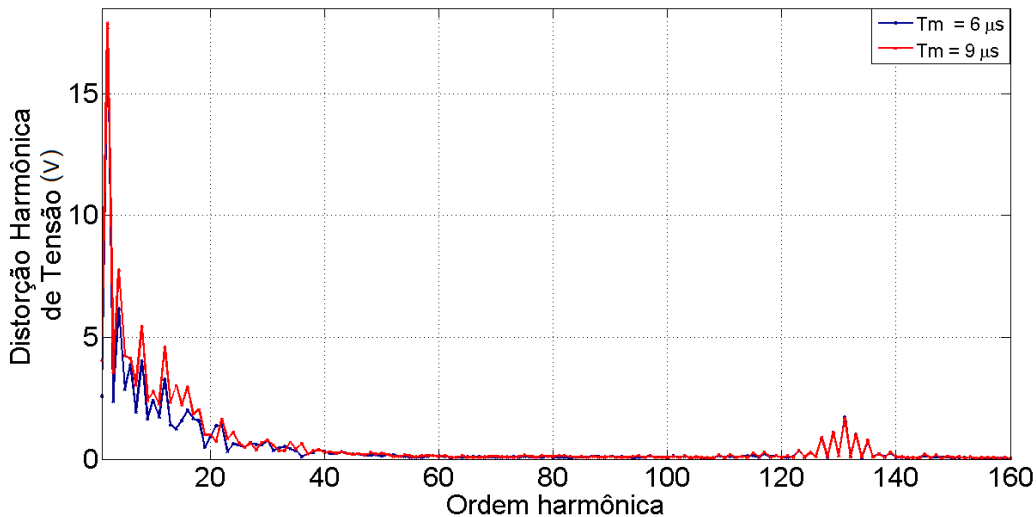


Figura 5.2: Espectro harmônico de tensão para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730 V$  e  $F_{sw} = 7920 Hz$ ).

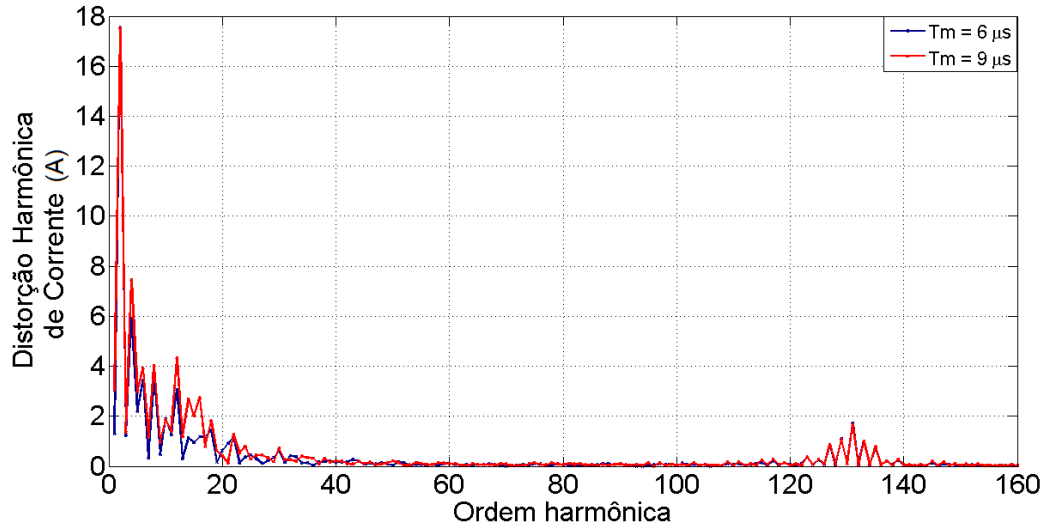


Figura 5.3: Espectro harmônico de corrente para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730$  V e  $F_{sw} = 7920$  Hz).

Da Fig. 5.2, infere-se via comparação visual dos gráficos, uma elevação nas distorções harmônicas das componentes inferiores à 50ª ordem devido ao aumento do tempo morto. O mesmo comportamento é identificado na Fig. 5.3. Desta forma, reforça-se o entendimento de que o tempo morto é responsável por elevar os níveis de distorções harmônicas de baixa ordem.

No tocante às distorções inter-harmônicas, a Fig 5.4 apresenta as curvas de  $TID$  de tensão e corrente em função do tempo morto, para  $F_{sw} = 7920$  Hz e  $V_{CC} = 730$  V.

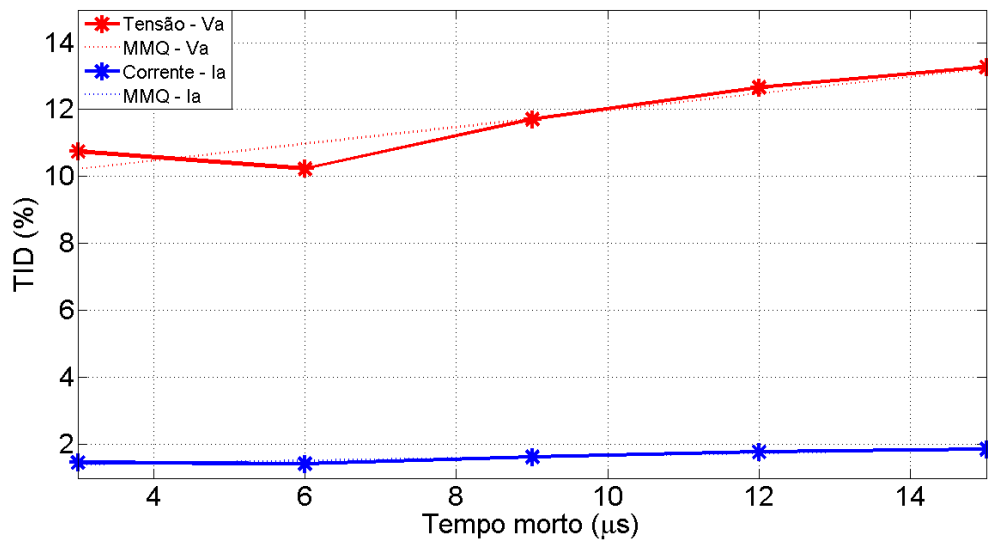


Figura 5.4: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão e corrente em função do tempo morto -  $TID \times Tm$ , para  $V_{CC} = 730$  V e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

Da Fig. 5.4, verifica-se que o aumento do tempo morto tende a elevar os níveis da *TID* de tensão, com exceção ao intervalo de 3 a 6  $\mu s$ . O ajuste de curva com coeficiente angular de  $0.250 (\mu s)^{-1}$  e grau de não linearidade de 0.170, que esta relacionado com a variação percentual relativa de 46.86 %, comprovam esta observação. Para a *TID* de corrente, percebe-se um baixo nível de emissão de inter-harmônicas em comparação à tensão. Neste caso, evidencia-se um coeficiente angular de  $0.039 (\mu s)^{-1}$ , com grau de não linearidade de 0.142. Apesar do baixo valor de *TID* de corrente, a variação percentual relativa calculada é de 46.38 %. O comportamento apresentado pelas inter-harmônicas é semelhante ao das harmônicas, indicando que a degradação do ciclo de trabalho, exposto na Tabela 5.1, é responsável pelas elevações de *TID*.

As Figs. 5.5 e 5.6 apresentam os espectros dos subgrupos de inter-harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, para os tempos mortos de 6  $\mu s$  e 9  $\mu s$ .

Das Figs. 5.5 e 5.6, constata-se uma elevação nos subgrupos de baixa ordem ocasionada pelo aumento do tempo morto. As componentes de alta frequência são pequenas para ambos os casos. Isso se deve ao fato da frequência de chaveamento ser uma ordem harmônica, evitando que as componentes resultantes da comutação se espalhe no espectro inter-harmônico.

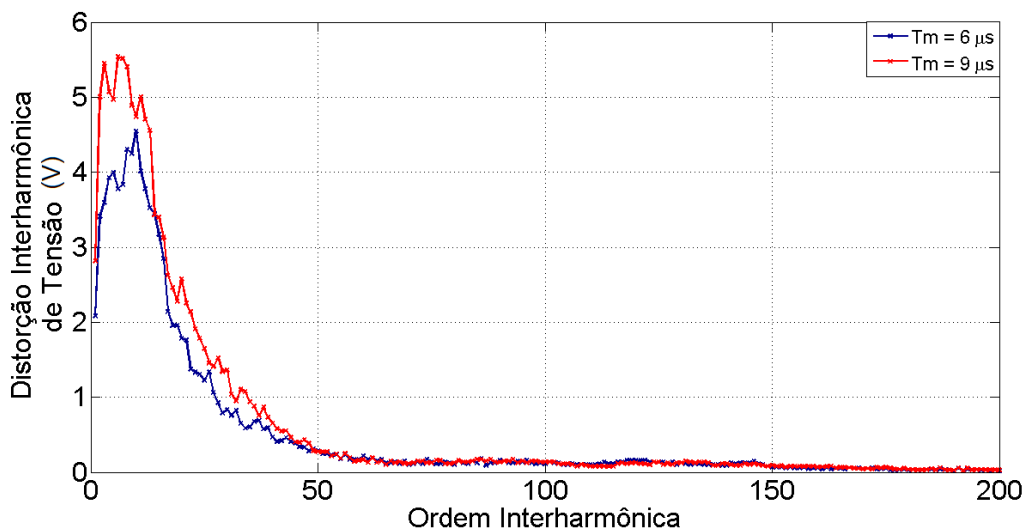


Figura 5.5: Espectro inter-harmônico de tensão para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $F_{sw} = 7920 \text{ Hz}$ ).

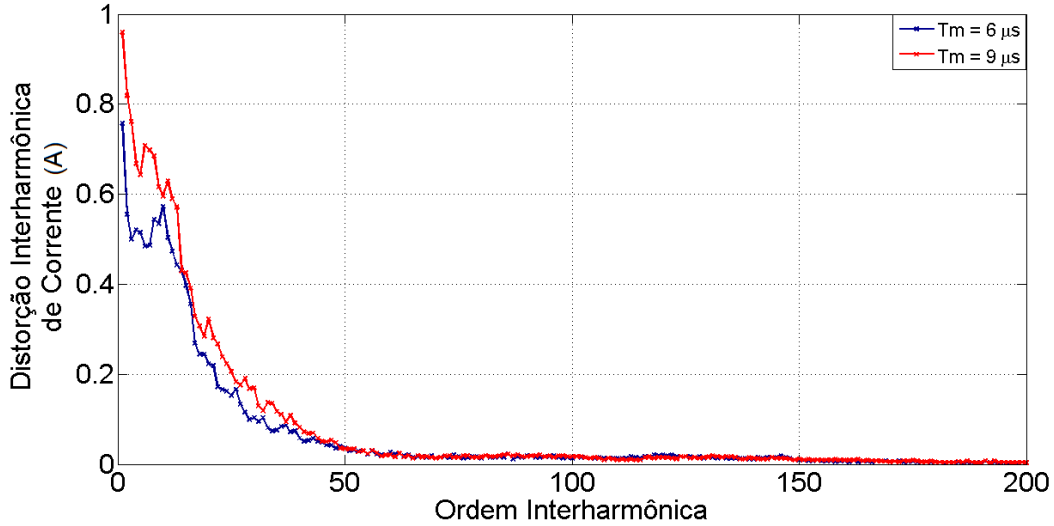


Figura 5.6: Espectro inter-harmônico de corrente para duas condições de tempo morto ( $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $F_{sw} = 7920 \text{ Hz}$ ).

### 5.3 Análise da Influência da Frequência de Chaveamento na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas

Na presente seção, analisa-se as distorções harmônicas oriundas das variações da frequência de chaveamento do conversor *back-to-back*. Para isso, são empregados 19 valores distintos de  $F_{sw}$ , conforme a Tabela 4.1. A Fig. 5.7 apresenta as distorções de tensão e corrente em função da frequência de chaveamento, para  $Tm = 3 \mu s$  e  $V_{CC} = 730 \text{ V}$ .

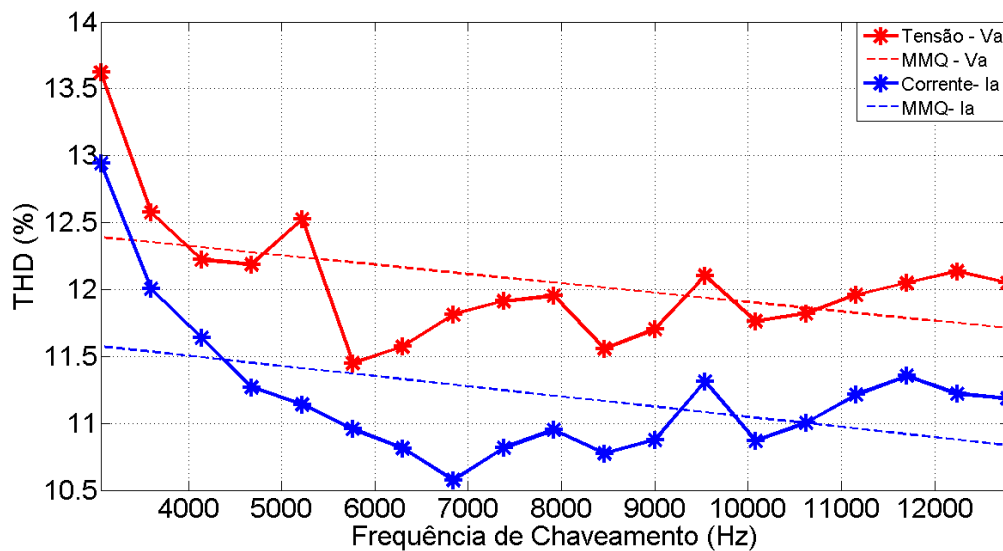


Figura 5.7: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão e corrente em função da frequência de chaveamento -  $THD \times F_{sw}$ , para  $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $Tm = 3 \mu s$ .

Da Fig. 5.7, verificam-se elevações e reduções nos valores das distorções harmônicas. Apesar disso, constata-se um tendência de queda da  $THD$  de tensão e de corrente

com o aumento da frequência de chaveamento. Isso pode ser constatado pelos ajustes de curva empregados, com coeficientes angulares de  $-0.069 \text{ (kHz)}^{-1}$  e  $-0.076 \text{ (kHz)}^{-1}$ , e graus de não-linearidade de 0.567 e 0.655 para tensão e corrente, respectivamente. O cálculo das variações percentuais relativas de  $THD$  para tensão e corrente são de 18.98 % e 22.39 %, respectivamente. A Tabela 5.2 exibe os valores de IDCT para as frequências de chaveamento selecionadas nesse estudo, com  $Tm = 3 \mu s$ .

Da Tabela 5.2, percebe-se um crescimento na degradação do ciclo de trabalho com o aumento da frequência de chaveamento. Na faixa de frequência de 3060 Hz a 12780 Hz, o IDCT variou de 0.918 % a 3.834 %, sendo bem inferior ao IDCT ocasionado pelo tempo morto de  $3 \mu s$  a  $15 \mu s$ , mostrado na Tabela 5.1. Deve-se destacar que, apesar do aumento do IDCT, os níveis de  $THD$  se elevam nessas condições. A redução de tais níveis se deve ao aumento da resolução do sinal  $PWM$ , que permite uma melhor síntese do sinal de tensão na saída do conversor de frequência.

Tabela 5.2: Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho -  $Tm = 3 \mu s$

Frequência de Chaveamento (Hz)	IDCT (%)
3060	0.918
3600	1.080
4140	1.242
4680	1.404
5220	1.565
5760	1.728
6300	1.890
6840	2.052
7380	2.214
7920	2.376
8460	2.538
9000	2.700
9540	2.862
10080	3.024
10620	3.186
11160	3.348
11700	3.510
12240	3.672
12780	3.834

As Figs. 5.8 e 5.9 ilustram os espectros de frequência da tensão e da corrente, respectivamente, na faixa da 2ª a 200ª ordem harmônica, para três condições distintas de  $F_{sw}$ , com  $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $Tm = 9 \mu s$ .

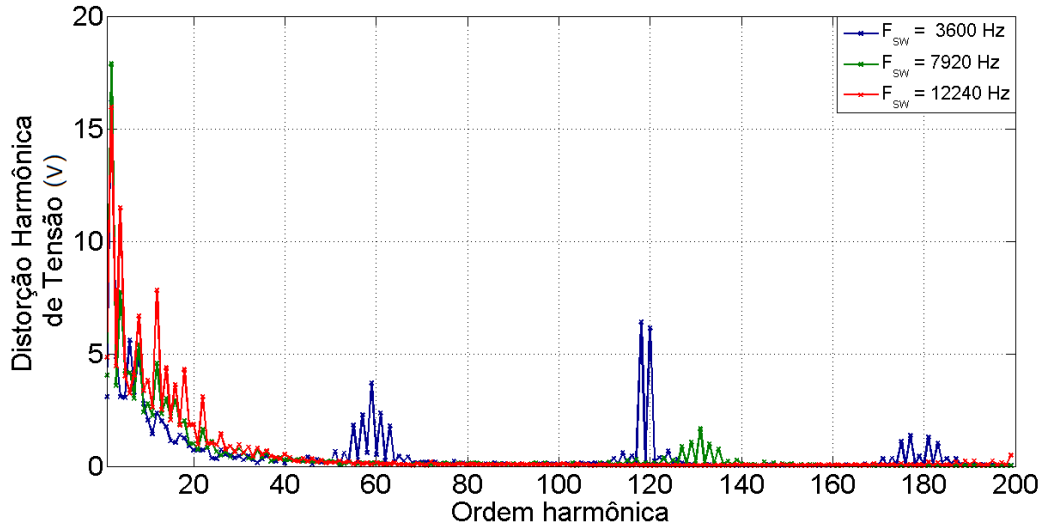


Figura 5.8: Espectro harmônico de tensão para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $T_m = 9 \mu\text{s}$ ).

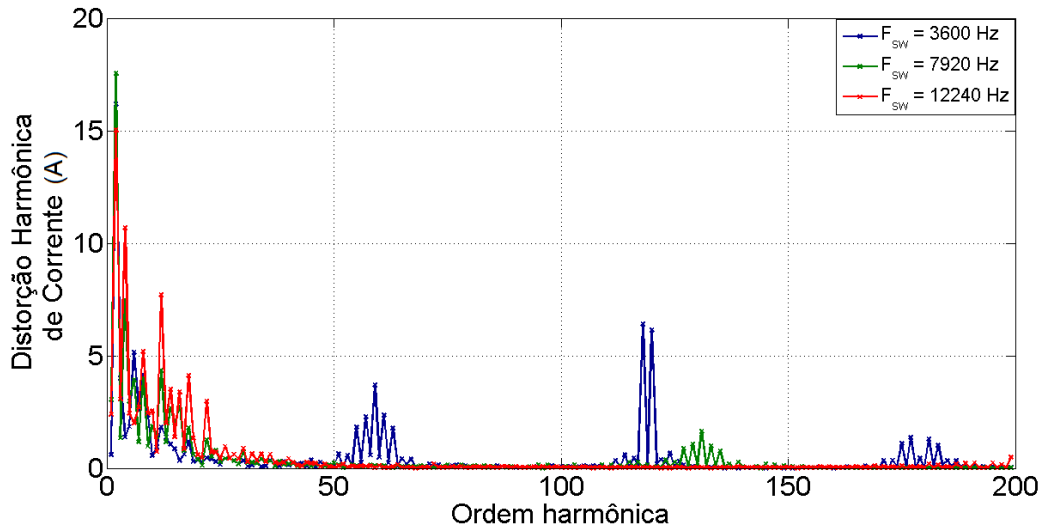


Figura 5.9: Espectro harmônico de corrente para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $T_m = 9 \mu\text{s}$ ).

Nas Figs. 5.8 e 5.9, é possível visualizar que o aumento da frequência de chaveamento ocasiona um crescimento no nível das distorções individuais na faixa inferior à 50<sup>a</sup> harmônica. No entanto, as maiores distorções estão associadas à menor frequência selecionada no estudo, de 3600 Hz. Com isso, nota-se que a frequência de chaveamento altera diretamente o comportamento do espectro de frequência.

Para analisar as distorções inter-harmônicas, apresenta-se a Fig. 5.10, que mostra as  $TID$  de tensão e de corrente em função da frequência de chaveamento, para  $T_m = 3 \mu\text{s}$  e  $V_{CC} = 730 \text{ V}$ .

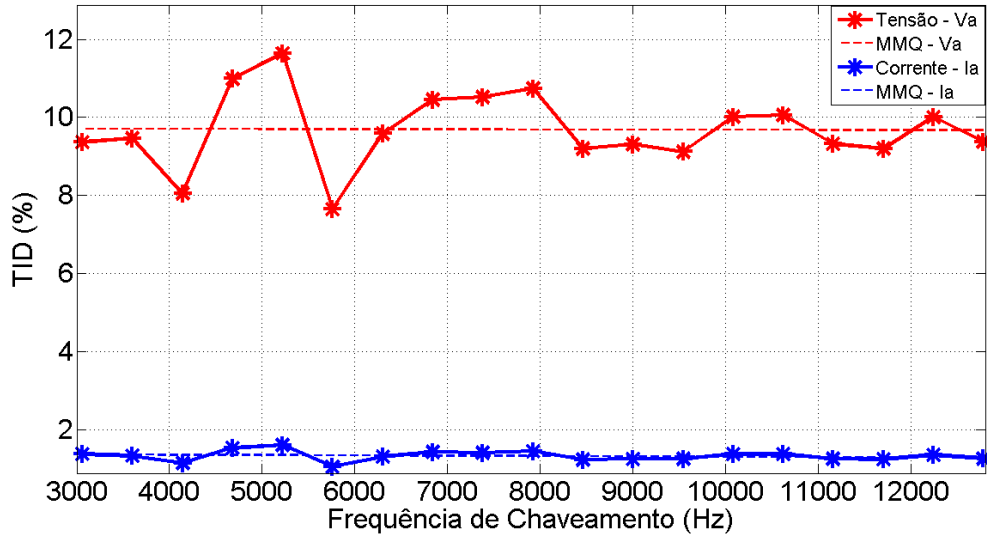


Figura 5.10: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão e corrente em função da frequência de chaveamento -  $TID \times F_{sw}$ , para  $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $T_m = 3 \mu s$ .

Da Fig 5.10, nota-se que o nível de  $TID$  de tensão varia de modo não monotônico, crescendo e reduzindo com o aumento da frequência de chaveamento, sem apresentar um padrão. Apesar dessa variação, o coeficiente angular do ajuste de curva de  $-0.0357 \text{ (kHz)}^{-1}$  e o grau de não linearidade de 0.513, indicam uma baixa sensibilidade em relação à frequência de chaveamento, e uma pequena disposição a redução da  $TID$ . Ainda assim, a variação percentual relativa calculada é de 53.09 %. Para a  $TID$  de corrente, observa-se um comportamento similar, porém, em escala menor. No ajuste de curva da corrente, obtém-se um coeficiente angular de  $-0.0077 \text{ (kHz)}^{-1}$ , com grau de não linearidade de 0.525. Mesmo com a baixa sensibilidade indicada pelo coeficiente angular, a variação percentual relativa obtida é de 53.47 %. Os resultados de  $TID$  analisados, não apontam de modo nítido uma relação com os IDTCs, mostrados na Tabela 5.2.

As Figs. 5.11 e 5.12 apresentam os espectros dos subgrupos de inter-harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, para as frequências de chaveamento de 3600 Hz, 7920 Hz e 12240 Hz.

Nas Figs. 5.11 e 5.12, deve-se destacar a variação dos níveis das componentes espectrais de baixa ordem, ocasionada pela alteração na frequência de chaveamento. Desta forma, não se identifica visualmente o espectro com maior presença de inter-harmônicas. Assim como na análise do tempo morto, as maiores ordens inter-harmônicas possuem nível energético pequenos. O espalhamento espectral entre os subgrupos de harmônicas e inter-harmônicas pode explicar o comportamento variável apresentado.

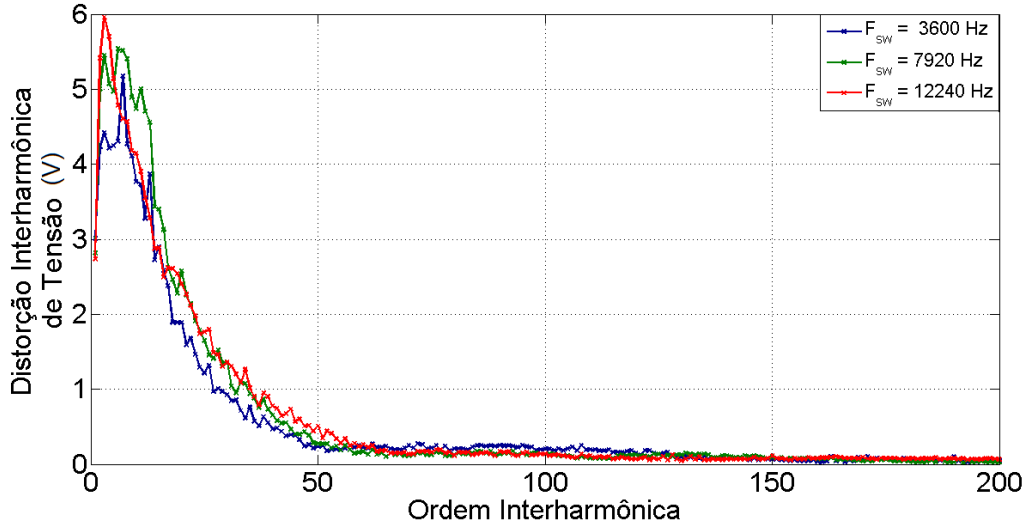


Figura 5.11: Espectro inter-harmônico de tensão para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $T_m = 9 \mu\text{s}$ ).

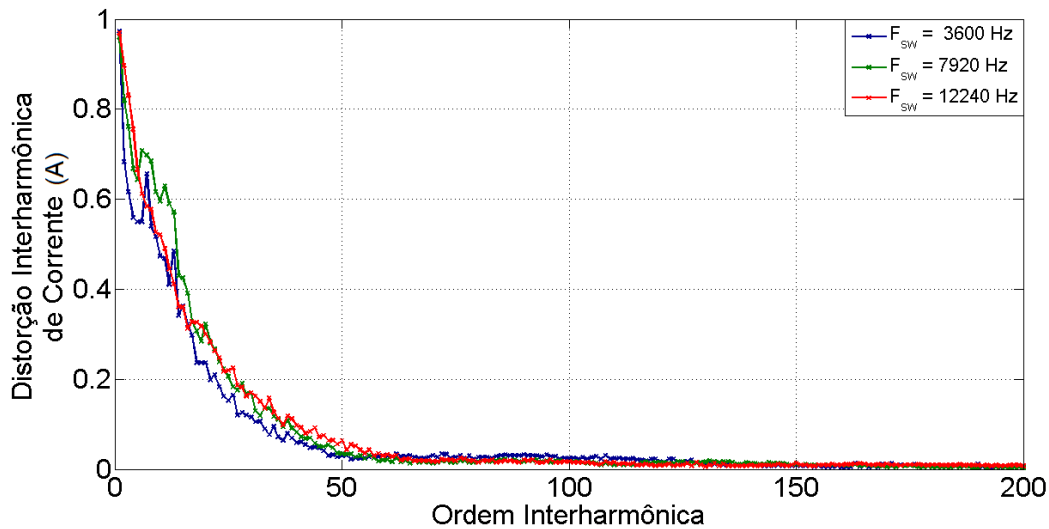


Figura 5.12: Espectro inter-harmônico de corrente para três condições de frequência de chaveamento ( $V_{CC} = 730 \text{ V}$  e  $T_m = 9 \mu\text{s}$ ).

#### 5.4 Análise da Influência da Tensão no Barramento CC na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas

Avalia-se nessa seção, as emissões de distorções na forma de onda inerentes às variações de amplitude da tensão do barramento CC. A Fig. 5.13 mostra as distorções de tensão e corrente em função da tensão do barramento CC, para  $T_m = 3 \mu\text{s}$  e  $F_{sw} = 7920 \text{ Hz}$ .

Na Fig. 5.13, é possível notar que o aumento da tensão no barramento CC tende a ampliar o nível de distorções harmônicas. Os ajustes de curva com coeficientes angulares positivos de  $4.0 \text{ (kV)}^{-1}$  e  $2.5 \text{ (kV)}^{-1}$  para as  $THDs$  de tensão e corrente, respectiva-



mente, constata-se tais comportamentos. Os graus de não linearidade calculados para a tensão e a corrente são de 0.532 e 0.479, respectivamente. A análise da tensão do barramento CC é efetuada pela largura máxima de pulso (LMP) das amostras empregadas. Esses dados são apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Largura Máxima de Pulso - 16 condições de  $V_{CC}$

Tensão no Barramento CC (V)	LMP (%)
650	47.8
660	47.1
670	46.4
680	45.7
690	45.0
700	44.4
710	43.8
720	43.2
730	42.6
740	42.0
750	41.4
760	40.9
770	40.4
780	39.8
790	39.3
800	38.8

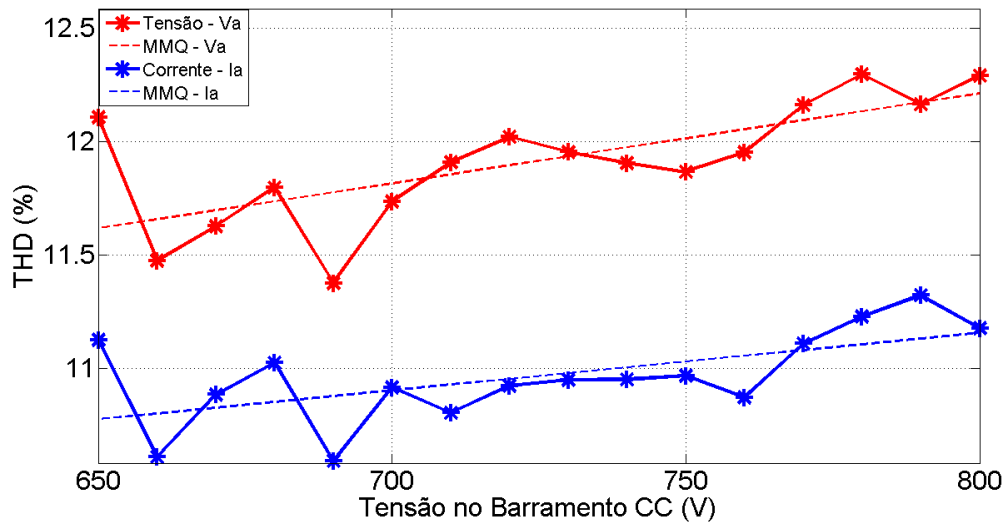


Figura 5.13: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão e corrente em função da tensão do barramento CC -  $THD \times V_{CC}$ , para  $T_m = 3 \mu s$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

Da Tabela 5.3, observa-se que o LMP reduz com o crescimento da tensão no barramento CC. Para a faixa de tensão analisada, de 650 V a 800 V, infere-se que a diminuição da largura máxima de pulso em um ciclo *PWM* esta associada ao propenso crescimento das distorções harmônicas, considerando um IDCT de 2.376 %. Todavia, as alterações nos valores de LMP ocasionaram variações percentuais relativas de 8.08 % e 6.88 %, sendo inferiores em comparação ao tempo morto e à frequência de chaveamento.

Para fortalecer a análise dos índices de distorções *THD*, avalia-se as componentes individuais do espectro de frequência, da 2ª a 200ª harmônica. As Figs. 5.14 e 5.15 apresentam os espectros harmônicos de tensão e corrente, respectivamente, para dois estados de tensão no barramento CC, com  $F_{sw} = 7920$  Hz e  $Tm = 9 \mu s$ .

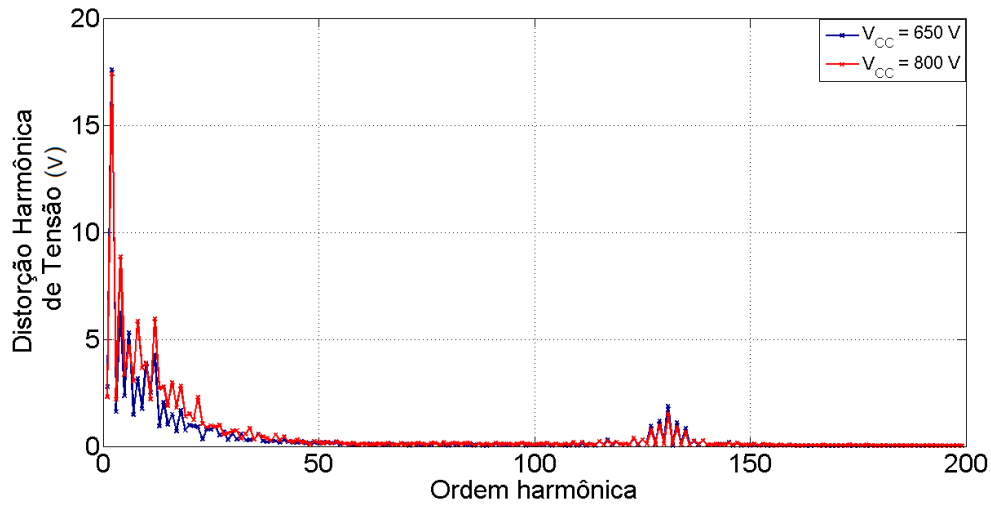


Figura 5.14: Espectro harmônico de tensão para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$  Hz e  $Tm = 9 \mu s$ ).

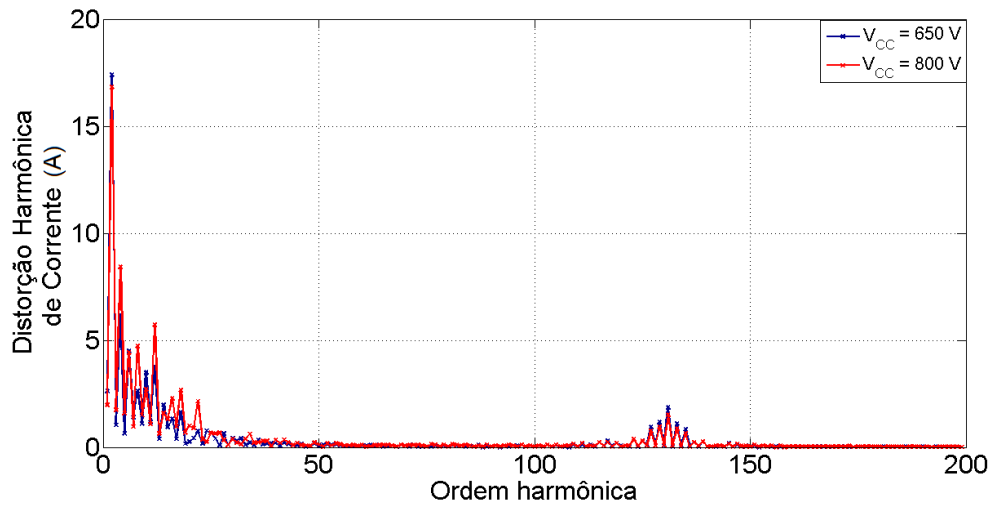


Figura 5.15: Espectro harmônico de corrente para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$  Hz e  $Tm = 9 \mu s$ ).

Da Fig. 5.14, percebe-se pela comparação visual das duas curvas, uma maior amplitude em grande parte das componentes espectrais de ordem inferior à 50ª harmônica, quando a tensão no barramento CC é de 800 V. O mesmo comportamento pode ser observado em relação ao espectro de corrente, mostrado na Fig. 5.15. As distorções superiores à 50ª harmônica são pequenas, com exceção da faixa próxima aos valores múltiplos da  $F_{sw}$ , que apresentam componentes de alta frequência. Apesar da diferença nos níveis das componentes harmônicas ocasionadas pela tensão no barramento CC, deve-se ressaltar que as características espectrais não são alteradas de modo significativo em comparação com a frequência de chaveamento.

Depois de analisar as  $THDs$  e os espectros harmônicos, efetua-se uma avaliação das inter-harmônicas. A Fig. 5.16 exibe as curvas da  $TID$  de tensão e de corrente em função da tensão no barramento CC, para  $Tm = 3 \mu s$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

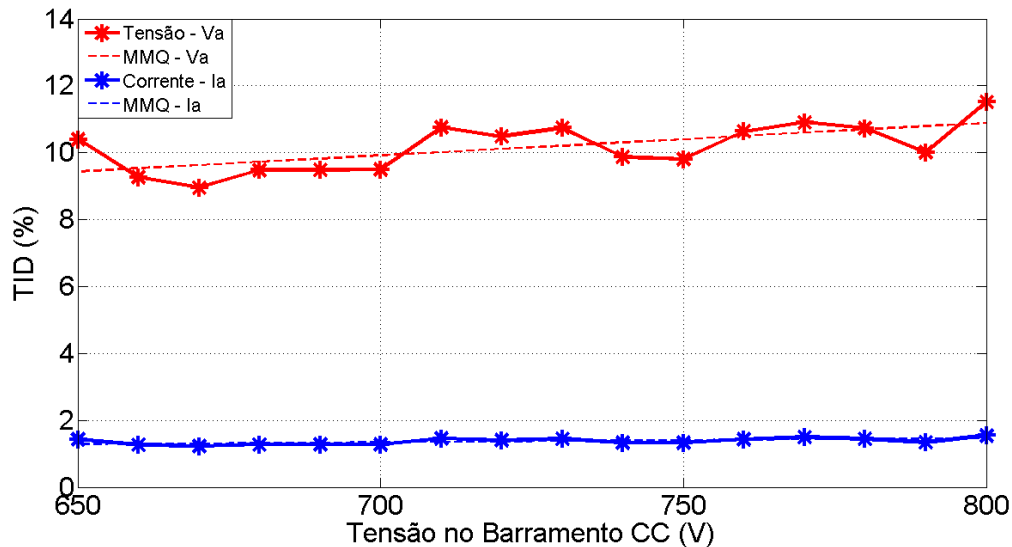


Figura 5.16: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão e corrente em função da tensão no barramento CC -  $TID \times V_{CC}$ , para  $F_{sw} = 7920$  Hz e  $Tm = 3 \mu s$ .

Na Fig. 5.16, percebe-se um comportamento semelhante ao exibido na Fig 5.10, onde o nível de  $TID$  de tensão não apresenta um padrão monotônico com o aumento da tensão do barramento CC. A variação percentual relativa obtida é de 28.55 %, com o ajuste dessa curva possuindo um coeficiente angular de  $9.7 (kV)^{-1}$ , e um grau de não-linearidade de 0.379. Da  $TID$  de corrente, observa-se um nível de emissão significativamente inferior em relação a tensão, aparentando possuir um comportamento constante. Contudo, a variação percentual relativa dessa curva é de 25.96 %, com coeficiente angular de  $1.2 (kV)^{-1}$  e grau de não linearidade de 0.454. As características das  $TIDs$  de tensão e corrente em função da tensão no barramento CC não indicam uma relação com o LMP da Tabela 5.3.

As Figs. 5.17 e 5.18 apresentam os espectros dos subgrupos de inter-harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, para as tensões no barramento CC de 650 V e 800 V.

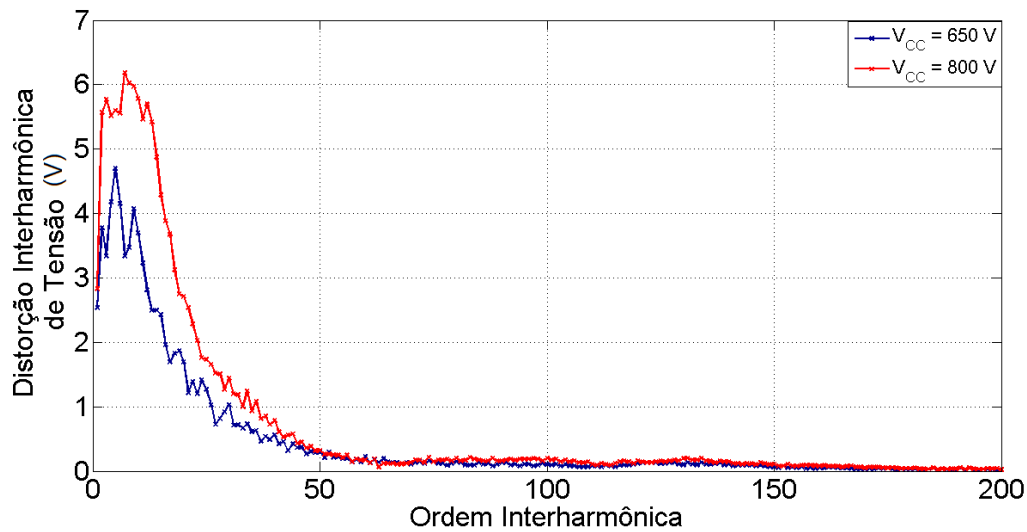


Figura 5.17: Espectro inter-harmônico de tensão para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$  Hz e  $Tm = 9 \mu s$ ).

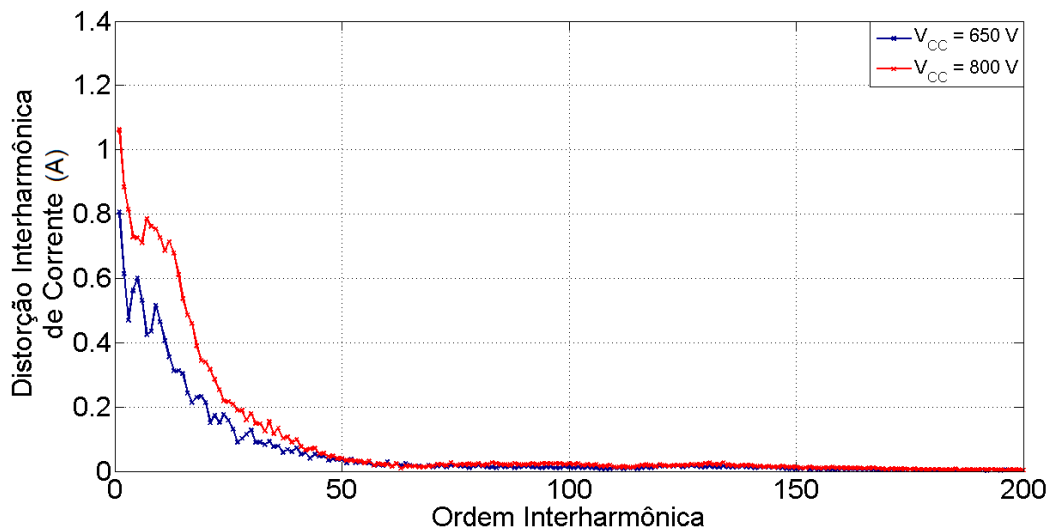


Figura 5.18: Espectro inter-harmônico de corrente para duas condições de tensão no barramento CC ( $F_{sw} = 7920$  Hz e  $Tm = 9 \mu s$ ).

Nas Figs. 5.17 e 5.18, é possível observar que o aumento da tensão no barramento CC é responsável pelo crescimento das componentes de baixa frequência dos espectros inter-harmônicos de tensão e corrente. As ordens inter-harmônicas elevadas mantêm-se em níveis pequenos, não sendo afetada de maneira significativa pela  $V_{CC}$ . As variações comportamentais dos níveis de  $TID$  podem ser justificadas pelo espalhamento espectral entre os subgrupos de harmônicas e inter-harmônicas.

## 5.5 Análise da Correlação dos Fatores de Operação do Conversor de Frequência na Emissão de Distorções Harmônicas e Inter-harmônicas

Após a avaliação da influência individual do tempo morto, da frequência de chaveamento e da tensão no barramento CC, têm-se na presente seção os resultados de uma análise da relação entre tais fatores na emissão de distorções harmônicas e inter-harmônicas de onda é desenvolvida.

### 5.5.1 Avaliação das Distorções Harmônicas

As Figs. 5.19 e 5.20 exibem os gráficos de  $THD$  de tensão e corrente, respectivamente, em função do tempo morto. Isso é realizado para  $V_{CC} = 730V$  e 5 estados de  $F_{sw}$ .

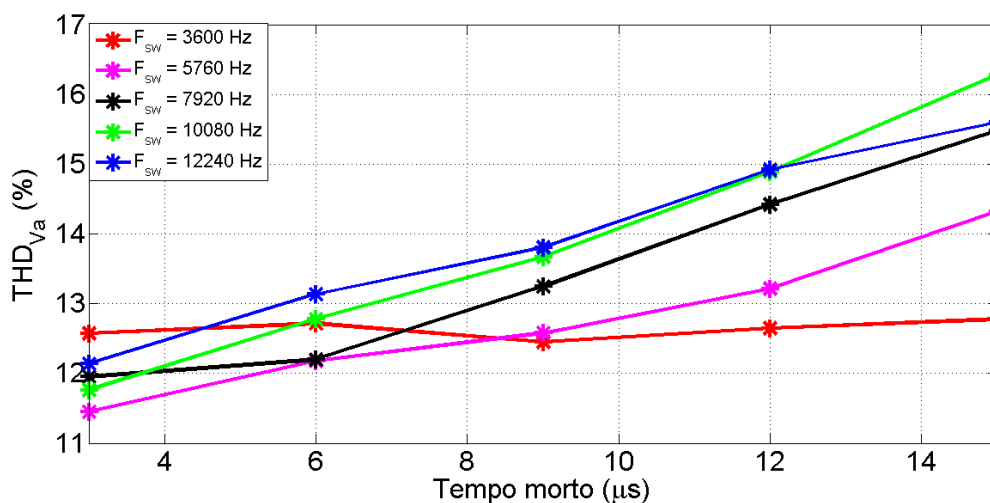


Figura 5.19: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão -  $THD \times T_m$ , para 5 estados de  $F_{sw}$  e  $V_{CC} = 730$  V.

Assim como na Fig. 5.1, é possível observar nas Figs. 5.19 e 5.20 uma tendência de linearidade da relação entre o tempo morto e a  $THD$ . No entanto, deve-se ressaltar a presença de alterações no comportamento das curvas, ocasionadas pela variação da frequência de chaveamento. Para um tempo morto de  $3 \mu s$ , a frequência de 3600 Hz apresenta os maiores valores de distorções de tensão e corrente. Contudo, quando o tempo morto é de  $15 \mu s$ , as maiores distorções de tensão e corrente são associadas às frequências de 10080 Hz e 12240 Hz, respectivamente. A Tabela 5.4 mostra o IDCT para as condições de tempo morto e frequência de chaveamento empregadas nas Figs. 5.19 e 5.20.

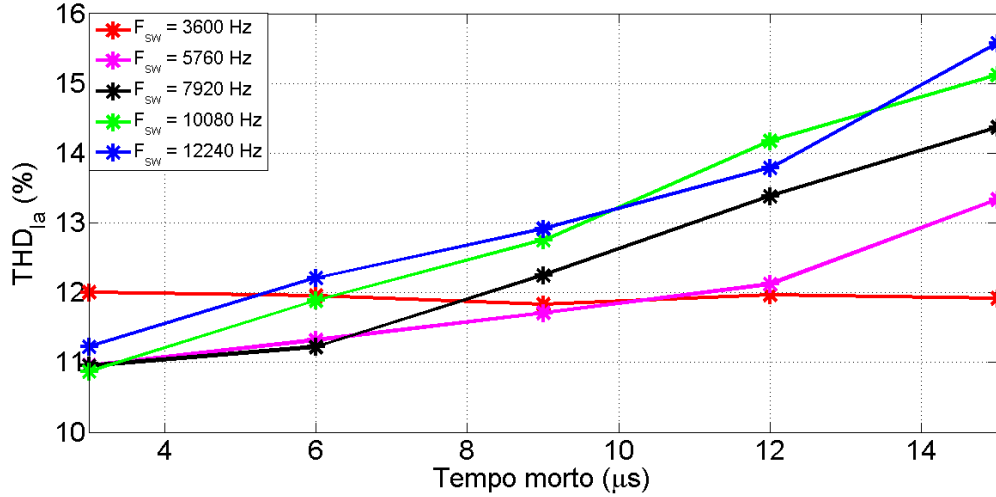


Figura 5.20: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente -  $THD \times T_m$ , para 5 estados de  $F_{sw}$  e  $V_{CC} = 730$  V.

Tabela 5.4: Índice de Degradação do Ciclo de Trabalho: 5 estados de  $F_{sw}$

Índice	Tempo Morto ( $\mu s$ )				
	3	6	9	12	15
$IDCT_{3600Hz}$ (%)	1.080	2.160	3.240	4.320	5.400
$IDCT_{5760Hz}$ (%)	1.728	3.456	5.184	6.912	8.642
$IDCT_{7920Hz}$ (%)	2.376	4.752	7.128	9.504	11.880
$IDCT_{10080Hz}$ (%)	3.024	6.048	9.072	12.096	15.120
$IDCT_{12240Hz}$ (%)	3.672	7.344	11.0160	14.688	18.360

Da Tabela 5.4, evidencia-se um crescimento na degradação do ciclo de trabalho quando a frequência de chaveamento e o tempo morto são elevados. Tal comportamento se deve à redução do período entre os pulsos, o que aumenta a influência do tempo morto na comutação das chaves. Desta forma, a crescente degradação do ciclo de trabalho é responsável pelo aumento na emissão das distorções harmônicas. Apesar dessa constatação, o IDCT não é o único fator responsável pela ampliação da  $THD$ . A modulação  $PWM$  com menores frequências de chaveamento dispõem de uma menor resolução na síntese da senoide, o que ocasiona deformações na forma de onda. Além disso, devido a utilização de filtros indutivos passa-baixa, permite-se a injeção de corrente de uma determinada faixa espectral de baixa ordem, limitada pela frequência de corte do filtro.

A fim de mensurar as características dos dados retratados nas Figs. 5.19 e 5.20, as variações percentuais relativas, os coeficientes angulares e os graus de não-linearidade das curvas de ajuste são expostos na Tabela 5.5.

Na Tabela 5.5, as distorções harmônicas de tensão e corrente, para a frequência de

Tabela 5.5: Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de  $THD$ : 5 estados de  $F_{sw}$

Índices	Frequência de Chaveamento (Hz)				
	3600	5760	7920	10080	12240
$a_{V_A} (\mu s)^{-1}$	0.010	0.226	0.309	0.371	0.290
$\phi_{N_{V_A}}$	0.564	0.076	0.099	0.046	0.037
$\Delta THD_{REL}^{V_A} \%$	2.62	25.10	29.47	38.40	28.53
$a_{I_A} (\mu s)^{-1}$	0.005	0.185	0.300	0.359	0.342
$\phi_{N_{I_A}}$	0.607	0.141	0.092	0.049	0.088
$\Delta THD_{REL}^{I_A} \%$	1.45	21.70	31.24	39.12	38.80

chaveamento de 3600 Hz, apresentam as menores variações percentuais relativas, iguais a  $\Delta THD_{REL}^{V_A} = 2.62 \%$  e  $\Delta THD_{REL}^{I_A} = 1.45 \%$ . As baixas sensibilidades obtidas, com  $a_{V_A} = 0.010 (\mu s)^{-1}$  e  $a_{I_A} = 0.005 (\mu s)^{-1}$ , evidenciam tais características. As maiores variações das distorções de tensão e de corrente,  $\Delta THD_{REL}^{V_A} = 38.40 \%$  e  $\Delta THD_{REL}^{I_A} = 39.12 \%$ , estão associadas às frequências elevadas de 10080 Hz e 12240 Hz.

Por meio da caracterização efetuada, é possível identificar a relação entre o tempo morto e a frequência de chaveamento na emissão de distorções harmônicas. A escolha de altos valores de  $F_{sw}$  estabelece uma maior precisão para a síntese da senoide. Todavia, a geração de harmônicas ocasionadas pelo tempo morto se eleva, pois o período de chaveamento é reduzido. Para os menores valores de  $F_{sw}$  analisados, a influência do  $T_m$  no aumento de  $THD$  é menor. Porém, a modulação  $PWM$  com menos resolução pode ocasionar uma maior discrepância na síntese da fundamental, responsável por maiores níveis de distorções. Com base nessa análise, deve-se destacar a importância do tempo morto na seleção da frequência de chaveamento do conversor *back-to-back*, de modo a reduzir a  $THD$  em sua saída. As Figs. 5.21 e 5.22 ilustram o comportamento das distorções harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, em função da frequência de chaveamento, para diferentes valores de tempo morto.

As Figs. 5.21 e 5.22 ratificam que a frequência de chaveamento esta associada diretamente com as distorções harmônicas inerentes ao tempo morto.

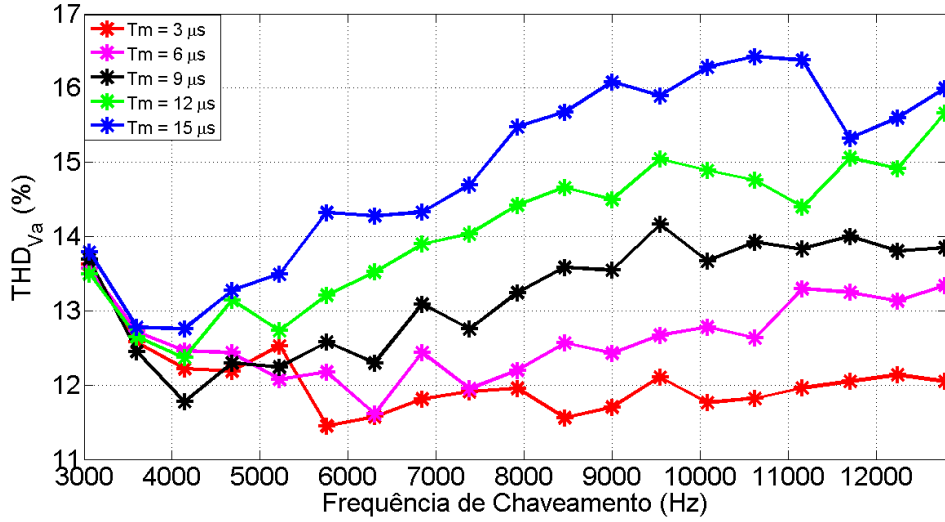


Figura 5.21: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão -  $THD \times F_{sw}$ , para 5 estados de  $T_m$  e  $V_{CC} = 730$  V.

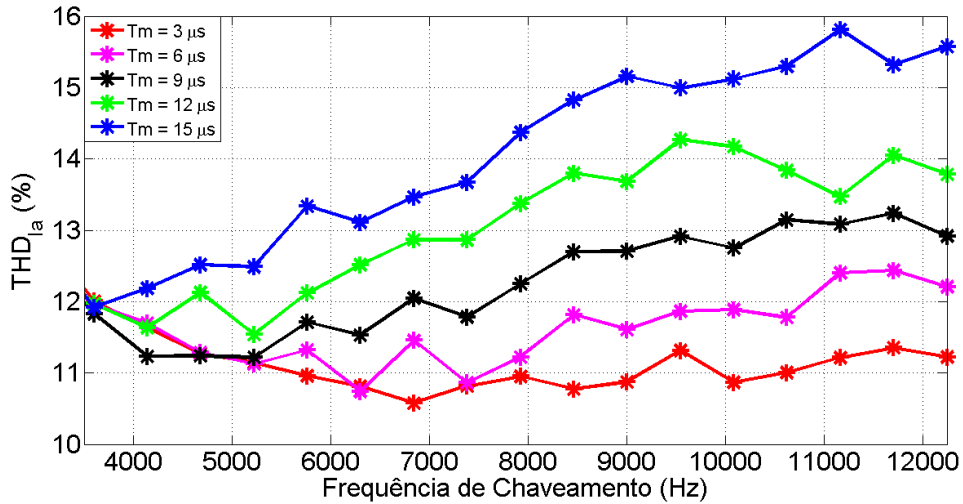


Figura 5.22: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente -  $THD \times F_{sw}$ , para 5 estados de  $T_m$  e  $V_{CC} = 730$  V.

A Fig. 5.23 apresenta o gráfico de  $THD$  de tensão em relação ao tempo morto, com  $F_{sw} = 7920$  Hz, e 5 estados de tensão no barramento CC. O mesmo é realizado para a  $THD$  de corrente, mostrada na Fig. 5.24.

As Figs. 5.23 e 5.24 permitem inferir novamente uma tendência linear do crescimento de  $THD$  no tocante ao tempo morto. Nota-se também, que apesar da elevação do nível de  $THD$  para os diferentes valores de  $V_{CC}$ , o comportamento das curvas são semelhantes. Para analisar a influência da tensão do barramento CC, aplica-se a métrica LMP, apresentada na Tabela 5.6.



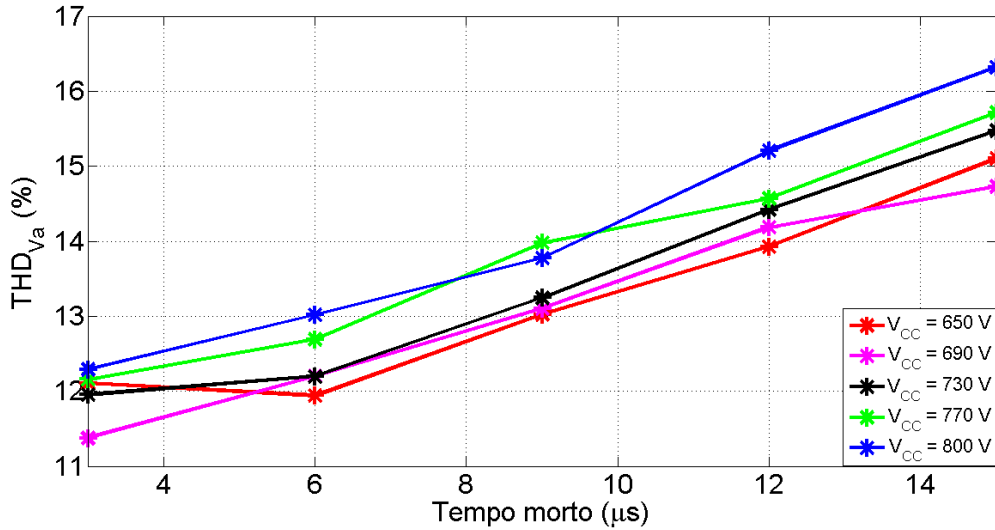


Figura 5.23: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão -  $THD \times T_m$ , para 5 estados de  $V_{CC}$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

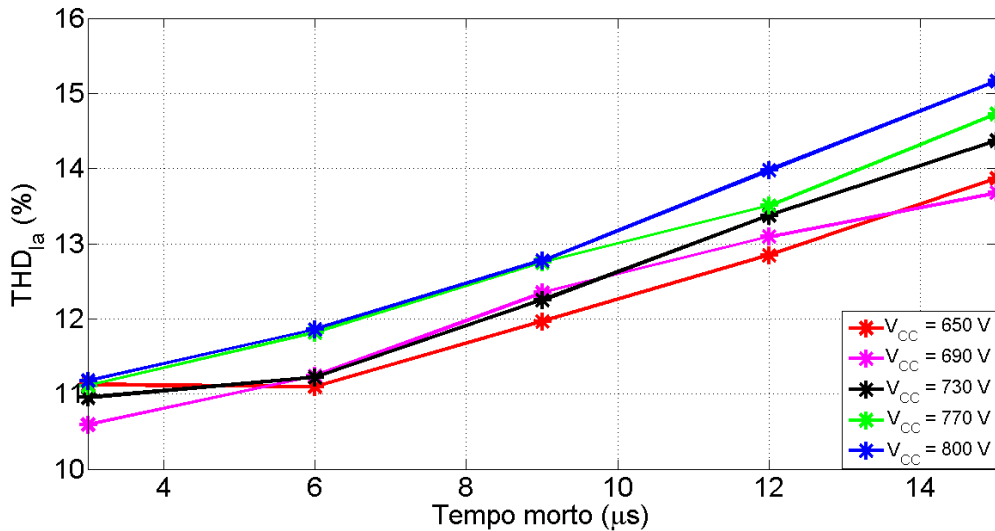


Figura 5.24: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente -  $THD \times T_m$ , para 5 estados de  $V_{CC}$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

A Tabela 5.6 traz os valores máximos das larguras de pulso de um ciclo de trabalho para os 5 estados de  $V_{CC}$  citados. A tensão no barramento CC é uma das responsáveis pelo tempo em que a chave permanecerá acionada. Com isso, maiores valores de  $V_{CC}$  reduzem o tempo ativo das chaves. De fato, constata-se que a menor condição de  $V_{CC}$  apresentada, de 650 V, possui 47.86 % de LMP, enquanto uma  $V_{CC}$  de 800 V resulta em um LMP de 38.89 %. Conforme sugerem a Tabela 5.6 e as Figs. 5.23 e 5.24, o aumento da tensão no barramento CC eleva o nível da  $THD$ . O comportamento das curvas é caracterizado por meio da variação percentual relativa, dos graus de não-linearidade e dos coeficientes angulares dos ajustes de curva, que são expressos na Tabela 5.7.

Tabela 5.6: Largura Máxima de Pulso - 5 condições de  $V_{CC}$ 

Índice	Tensão no Barramento CC (V)				
	650	690	730	770	800
LMP (%)	47.86	45.09	42.62	40.40	38.89

Da Tabela 5.7, nota-se que sensibilidade de tensão varia na faixa de 0.265 e 0.341, para  $V_{CC} = 650$  V, e  $V_{CC} = 800$  V, com graus de não linearidade de 0.152 e 0.086, respectivamente. Na mesma banda de tensão, a sensibilidade de corrente varia no intervalo de  $0.241 (\mu s)^{-1}$  e  $0.336 (\mu s)^{-1}$ , com  $\phi_{N_{I_A} 650V} = 0.152$  e  $\phi_{N_{I_A} 800V} = 0.054$ . As maiores variações percentuais relativas de tensão e corrente obtidas são, respectivamente, de 32,79 % e 35.66 %, e estão atreladas a  $V_{CC} = 800$  V. Para  $V_{CC} = 650$  V, identifica-se as menores variações de  $\Delta THD_{REL}^{V_A} = 26.45$  % e  $\Delta THD_{REL}^{I_A} = 24.97$  %. Depreende-se a partir desses resultados, que a variação da sensibilidade indica uma baixa influência da tensão do barramento CC nas distorções harmônicas, em comparação à frequência de chaveamento. Ainda assim, ressalta-se que o aumento de  $V_{CC}$  ocasiona uma elevação na  $THD$ .

Tabela 5.7: Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de  $THD$ : 5 estados de  $V_{CC}$ 

Índices	Tensão no Barramento CC (V)				
	650	690	730	770	800
$a_{V_A} (\mu s)^{-1}$	0.265	0.289	0.309	0.299	0.341
$\phi_{N_{V_A}}$	0.152	0.058	0.099	0.065	0.086
$\Delta THD_{REL}^{V_A} \%$	26.45	29.48	29.47	29.22	32.79
$a_{I_A} (\mu s)^{-1}$	0.241	0.267	0.300	0.297	0.336
$\phi_{N_{I_A}}$	0.141	0.050	0.092	0.046	0.054
$\Delta THD_{REL}^{I_A} \%$	24.97	29.10	31.24	32.54	35.66

Com base no comportamento apresentado, verifica-se que os maiores níveis de  $THD$  estão atrelados aos menores valores de LMP. Salienta-se que as pequenas larguras de pulso são mais afetadas pelo tempo morto, ocasionando maiores alterações no ciclo de trabalho. Entretanto, a redução do período entre os pulsos influencia de modo mais significativo as distorções harmônicas em relação à tensão no barramento CC. Isso explica as menores variações resultantes nessas condições. As Figs. 5.25 e 5.26 apresentam as distorções harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, em função da tensão no barramento CC, para diferentes valores de tempo morto.

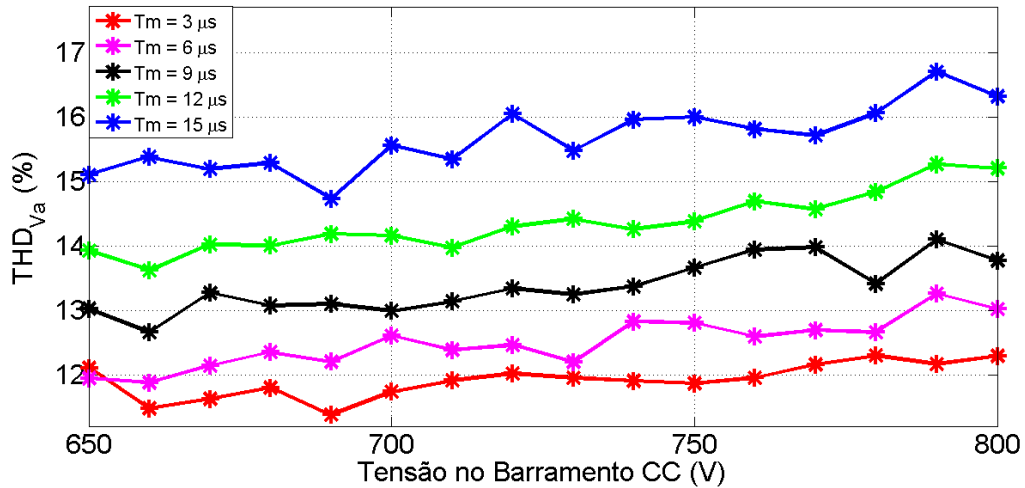


Figura 5.25: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de tensão -  $THD \times V_{CC}$ , para 5 estados de  $T_m$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

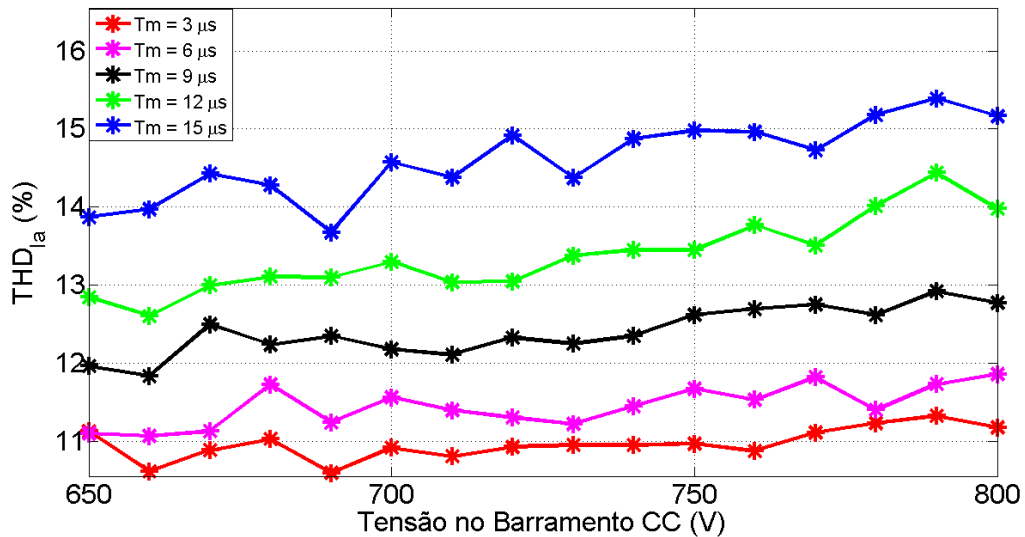


Figura 5.26: Gráfico dos resultados de distorções harmônicas de corrente -  $THD \times V_{CC}$ , para 5 estados de  $T_m$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

As Figs. 5.25 e 5.26 constatarem as características analisadas da tensão do barramento CC em relação ao tempo morto e à emissão de distorções harmônicas. A análise efetuada determina que o tempo morto é o fator mais significativo nessa análise, influenciando diretamente o ciclo de trabalho sintetizado por meio do chaveamento  $PWM$  e da tensão no barramento CC.

### 5.5.2 Avaliação das Distorções Inter-harmônicas

As Figs. 5.27 e 5.28 apresentam os gráficos de  $TID$  de tensão e corrente, respectivamente, em relação ao tempo morto. Isso é efetuado para 5 estados de  $F_{sw}$  e  $V_{CC} = 730V$ .

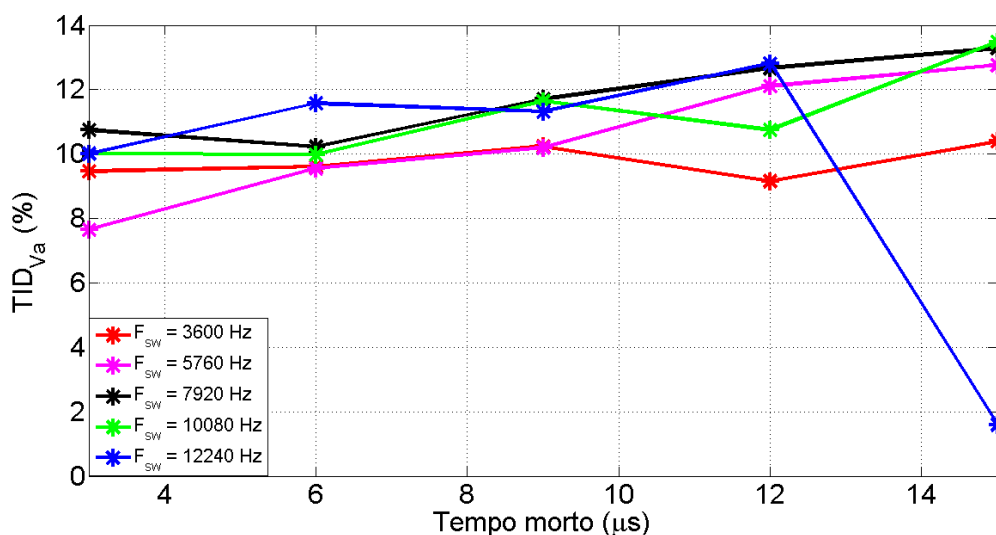


Figura 5.27: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão -  $TID \times Tm$ , para 5 estados de  $F_{sw}$  e  $V_{CC} = 730$  V.

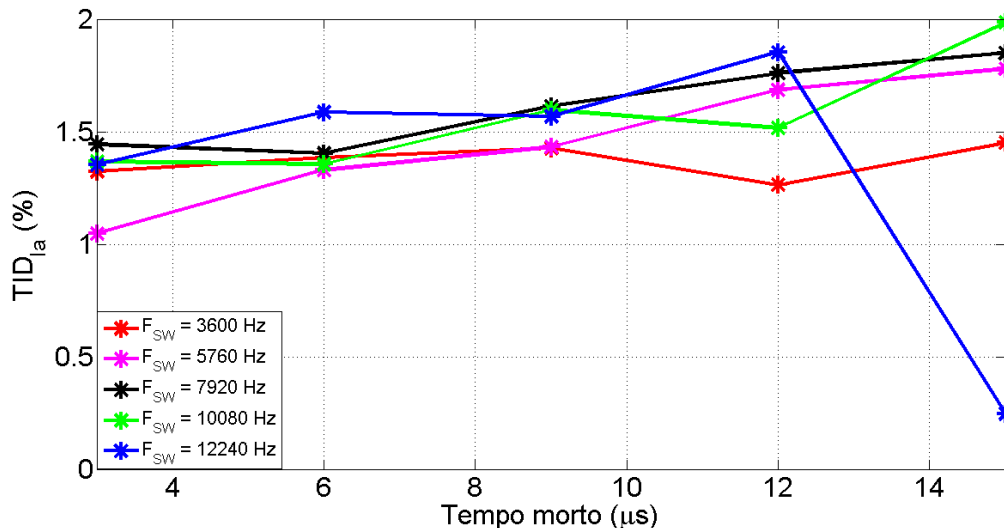


Figura 5.28: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente -  $TID \times Tm$ , para 5 estados de  $F_{sw}$  e  $V_{CC} = 730$  V.

Da Fig. 5.27, verificou-se um crescimento propenso da  $TID$  causado pelo aumento do tempo morto, com exceção à  $F_{sw} = 12240$  Hz. No entanto, as variações são compostas de elevações e quedas no nível da  $TID$ , o que indica um comportamento não monotônico. Ressalta-se a queda abrupta das inter-harmônicas entre os tempos mortos de  $12 \mu s$  à  $15 \mu s$ , para  $F_{sw} = 12240$  Hz. O mesmo comportamento é observado para a  $TID$  de

corrente, mostrado na Fig. 5.27, apesar do nível de emissão ser inferior. As variações mostradas nos gráficos e a indeterminação de padrões impedem relacionar as inter-harmônicas com os valores de IDCT exibidos na Tabela 5.4. Os coeficientes angulares, os graus de não-linearidade e as variações percentuais relativas que caracterizam as curvas de  $TID$  são exibidas na 5.8.

Tabela 5.8: Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de  $TID$ : 5 estados de  $F_{sw}$

Índices	Frequência de Chaveamento (Hz)				
	3600	5760	7920	10080	12240
$a_{V_A} (\mu s)^{-1}$	0.047	0.426	0.250	0.256	-0.519
$\phi_{N_{V_A}}$	0.375	0.073	0.170	0.220	0.437
$\Delta TID_{REL}^{V_A} \%$	13,61	66.87	29.89	35.06	701.95
$a_{I_A} (\mu s)^{-1}$	0.004	0.060	0.039	0.046	-0.649
$\phi_{N_{I_A}}$	0.297	0.076	0.142	0.224	0.452
$\Delta TID_{REL}^{I_A} \%$	14.80	69.97	31.81	46.50	651.62

Da Tabela 5.8, percebe-se que as menores variações percentuais relativas de tensão e corrente, de  $\Delta TID_{REL}^{V_A} = 13.61 \%$  e  $\Delta TID_{REL}^{I_A} = 14.80 \%$ , ocorrem para o menor valor de frequência de chaveamento analisado, de 3600 Hz. As maiores variações, de  $\Delta TID_{REL}^{V_A} = 701.95 \%$  e  $\Delta TID_{REL}^{I_A} = 651.62 \%$ , estão associadas ao maior valor de  $F_{sw}$ , de 12240 Hz. Contudo, a discrepância dos valores de variação e os coeficientes angulares negativos, de  $a_{V_A} = -0.519 (\mu s)^{-1}$  e  $a_{I_A} = -0.649 (\mu s)^{-1}$ , dificultam a análise da causa do comportamento desse parâmetro.

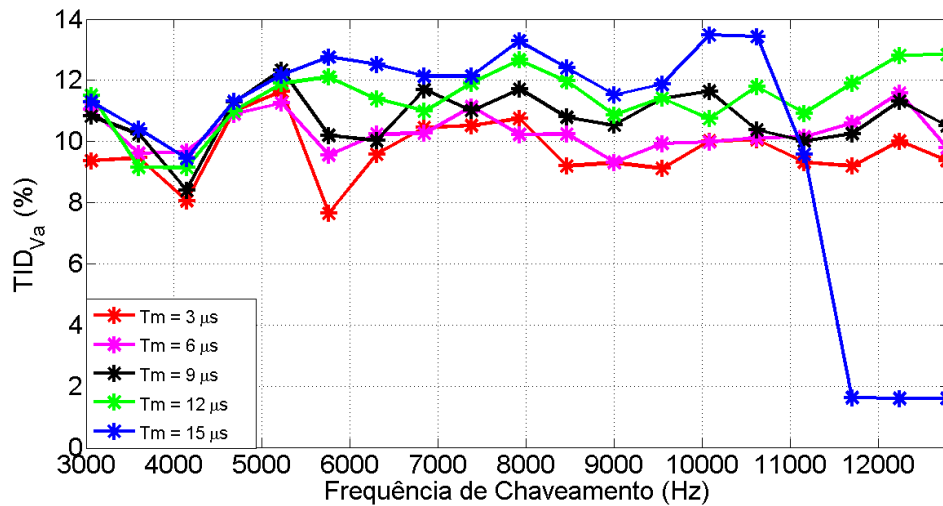


Figura 5.29: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão -  $TID \times F_{sw}$ , para 5 estados de  $Tm$  e  $V_{CC} = 730 V$ .

As Figs. 5.29 e 5.30 ilustram o comportamento das distorções inter-harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, em função da frequência de chaveamento, para diferentes valores de tempo morto.

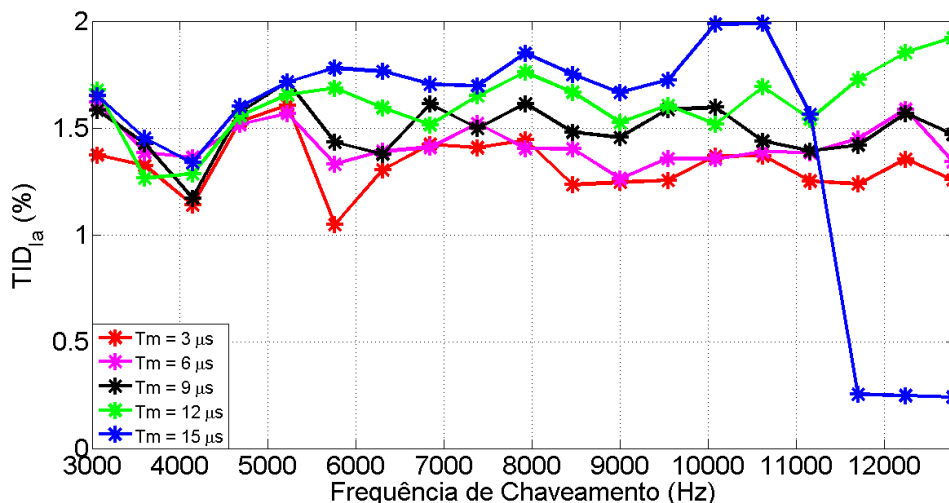


Figura 5.30: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente -  $TID \times F_{sw}$ , para 5 estados de  $Tm$  e  $V_{CC} = 730$  V.

Nas Figs. 5.29 e 5.30, percebe-se uma queda acentuada após a frequência de chaveamento de 10620 Hz, para um tempo morto de 15 μs. Tal comportamento assemelha-se ao das Figs. 5.27 e 5.28. Também é possível evidenciar novamente as elevações e reduções de níveis de  $TID$ . Contudo, não se identifica visualmente um padrão comportamental da grandeza em questão. Isso pode caracterizar um espalhamento entre os espectros harmônicos e inter-harmônicos.

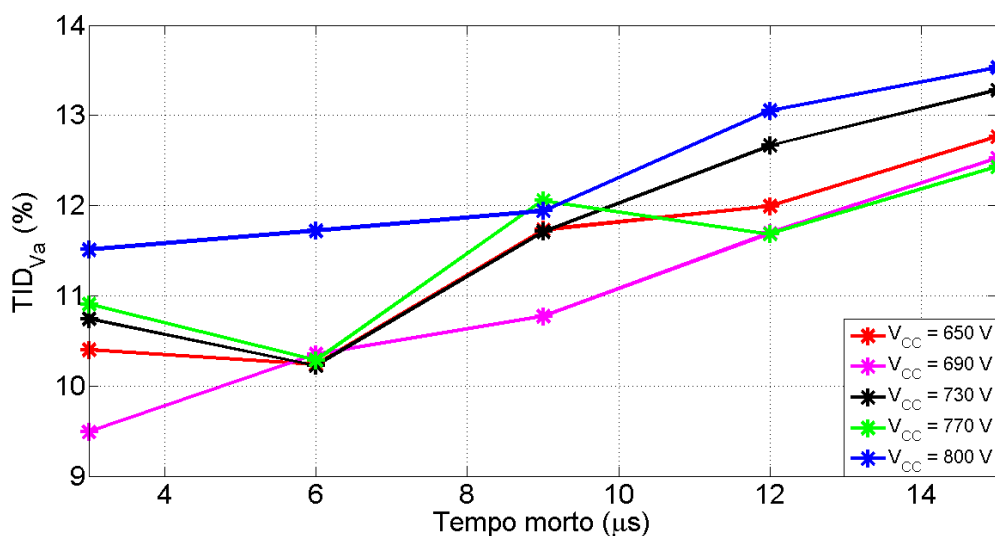


Figura 5.31: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão -  $TID \times Tm$ , para 5 estados de  $V_{CC}$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

A Fig. 5.31 mostra o gráfico de  $TID$  de tensão em relação ao tempo morto, com  $F_{sw} = 7920$  Hz, e 5 estados de tensão no barramento CC. O mesmo é realizado para a  $TID$  de corrente, exposta na Fig. 5.32.

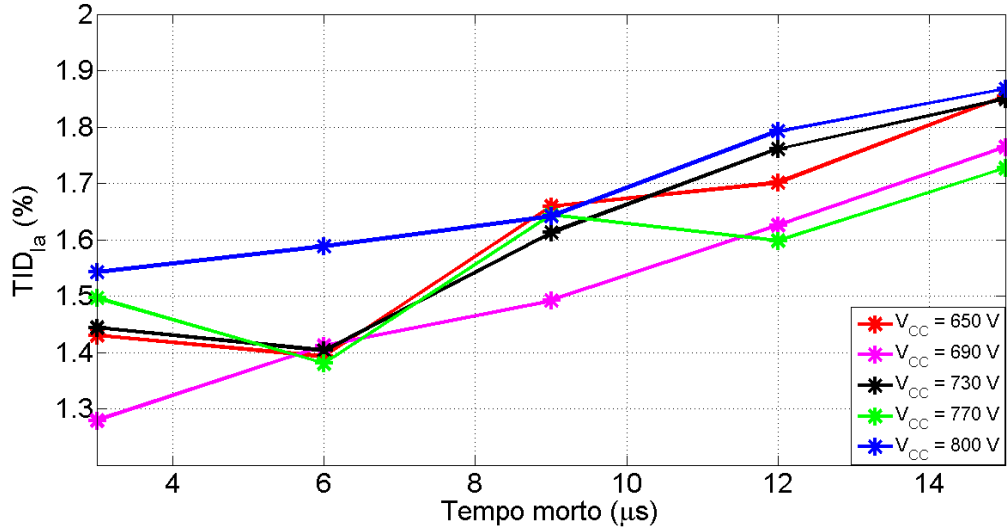


Figura 5.32: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente -  $TID \times Tm$ , para 5 estados de  $V_{CC}$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

Da Fig. 5.31, nota-se uma tendência crescente da  $TID$  com o aumento da tensão no barramento CC. Todavia, em algumas situações, o nível da  $TID$  varia entre elevação e queda. Esse comportamento também é identificado para as distorções inter-harmônicas de corrente, visualizadas na Fig. 5.32. A Tabela 5.9 apresenta os coeficientes angulares, os graus de não-linearidade e as variações percentuais relativas que caracterizam as curvas de  $TID$ .

Tabela 5.9: Coeficientes angulares, graus de não-linearidade e variações percentuais relativas das curvas de  $TID$ : 5 estados de  $V_{CC}$

Índices	Tensão no Barramento CC (V)				
	650	690	730	770	800
$a_{V_A} (\mu s)^{-1}$	0.215	0.250	0.247	0.148	0.180
$\phi_{N_{V_A}}$	0.121	0.042	0.170	0.273	0.116
$\Delta TID_{REL}^{V_A} \%$	24.63	31.98	29.89	20.82	17.57
$a_{I_A} (\mu s)^{-1}$	0.038	0.040	0.039	0.023	0.029
$\phi_{N_{I_A}}$	0.117	0.032	0.142	0.215	0.083
$\Delta TID_{REL}^{I_A} \%$	33.13	37.95	31.81	25.11	21.10

Na Tabela 5.9, é possível notar que as maiores variações percentuais relativas de tensão e corrente, de  $\Delta TID_{REL}^{V_A} = 31.98 \%$  e  $\Delta TID_{REL}^{I_A} = 37.95 \%$ , estão atreladas à tensão no barramento CC de 690 V, e LMP de 45,09 %. Tais variações estão associadas aos maiores coeficientes angulares, de  $a_{V_A} = 0.250 (\mu s)^{-1}$  e  $a_{I_A} = 0.040 (\mu s)^{-1}$ , e aos menores graus de não-linearidade,  $\phi_{N_{V_A}} = 0.042$  e  $\phi_{N_{I_A}} = 0.032$ . As menores variações

percentuais relativas, de  $\Delta TID_{REL}^{V_A} = 17.57\%$  e  $\Delta TID_{REL}^{I_A} = 21.10\%$ , ocorrem para a tensão no barramento CC de 800 V, e LMP de 38.89 %, com coeficientes angulares de  $a_{V_A} = 0.180 (\mu s)^{-1}$  e  $a_{I_A} = 0.029 (\mu s)^{-1}$ . Apesar dessa caracterização, as relações das distorções inter-harmônicas com a LMP são incertas.

As Figs. 5.33 e 5.34 apresentam as distorções inter-harmônicas de tensão e corrente, respectivamente, em função da tensão no barramento CC, para diferentes valores de tempo morto.

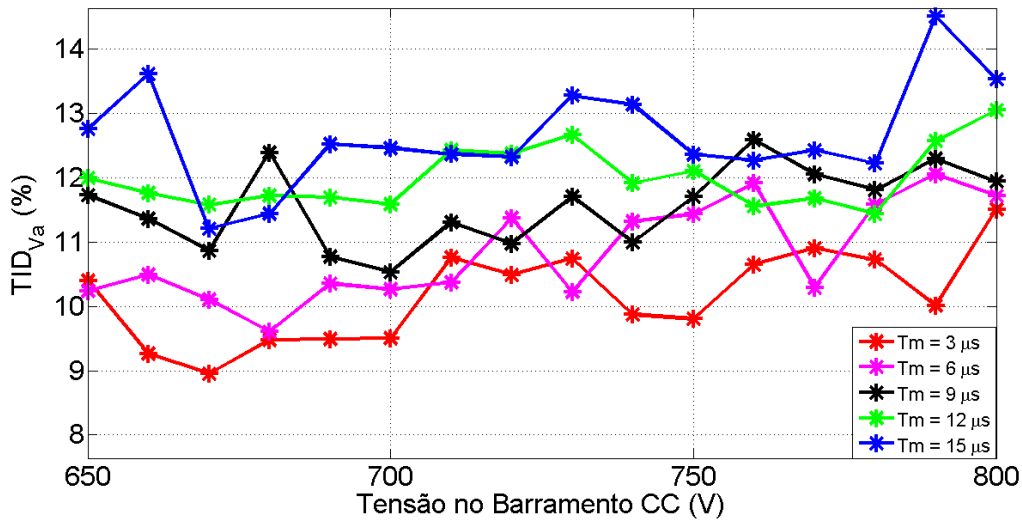


Figura 5.33: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de tensão -  $TID \times V_{CC}$ , para 5 estados de  $Tm$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.

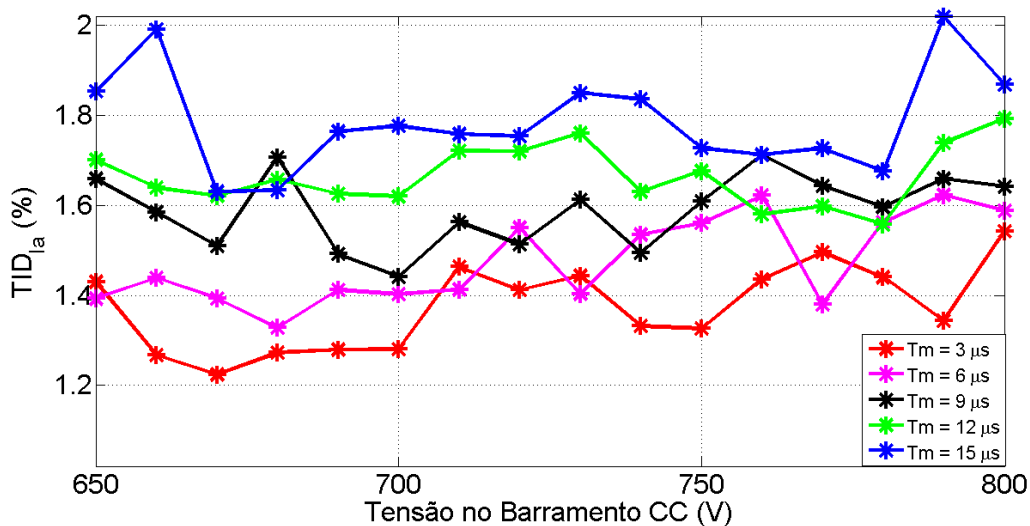


Figura 5.34: Gráfico dos resultados de distorções inter-harmônicas de corrente -  $TID \times V_{CC}$ , para 5 estados de  $Tm$  e  $F_{sw} = 7920$  Hz.



Das Figs. 5.33 e 5.34, evidencia-se a ausência de uma padrão de atuação da tensão do barramento CC na emissão de inter-harmônicas. Contudo a elevação de  $Tm$  eleva o nível médio de  $TID$ . Os comportamentos apresentados pelas distorções inter-harmônicas frente às variações do tempo morto e da tensão no barramento CC, e a dificuldade de associação dos índices IDCT e LMP com os parâmetros em análise, justificam a ausência de identificação das causas das mudanças das  $TIDs$ .

É importante destacar que, tanto para a análise das harmônicas quanto das inter-harmônicas, as faixas de frequências elevadas, acima de 10 kHz, dificilmente são aplicadas experimentalmente. Isso se deve as perdas de chaveamento e as limitações dos hardwares empregados. Ainda assim, por ser uma avaliação comparativa entre a influência de três fatores de operação, tais valores se mostram relevantes.

## 5.6 Considerações Finais

Os resultados apresentados permitem analisar o comportamento das distorções na forma de onda para as diferentes condições dos três principais fatores de operação avaliados. Isso é efetuado de modo a identificar a influência de cada fator na emissão de harmônicas e inter-harmônicas. A metodologia de análise proposta é composta pela variação percentual relativa, o coeficiente angular do ajuste de curvas, o grau de não linearidade, o IDCT e a LMP, permitindo a caracterização desse estudo. Os gráficos dos índices de distorções em função dos fatores de operação, e dos espectros de frequência, são coerentes com o comportamento indicado pelas métricas adotadas, complementando as análises realizadas.

O comportamento demonstrado nos gráficos de  $THD$  em função do  $Tm$  constata que o aumento do tempo morto é responsável pelo crescimento das emissões de harmônicas. As variações percentuais relativas de  $THD$  de 29.47 % e 31.25 %, para tensão e corrente, respectivamente, ratificam tal comportamento. Os espectros de frequência exibidos nas Figs. 5.2 e 5.3 evidenciam que o acréscimo do tempo morto eleva a amplitude das componentes de baixa ordem harmônica, inferiores a 50<sup>a</sup> ordem. Essas características são provenientes da degradação do ciclo de trabalho ocasionado pelo tempo morto.

As características da  $TID$  com a variação do  $Tm$  é similar ao da  $THD$ , apesar do baixo nível de inter-harmônicas de corrente. Isso pode ser constatado pela variação do tempo morto, que ocasiona variações percentuais relativas de 29.89 % e 31.81 %, respectivamente.

para as  $TID$  de tensão e de corrente, respectivamente. A elevação das componentes inter-harmônicas de baixa ordem do espectro de frequência, mostradas nas Figs. 5.5 e 5.6, reforçam os indícios que o crescimento do tempo morto aumenta as distorções inter-harmônicas, nas condições analisadas.

Em relação à frequência de chaveamento, o IDCT calculado na faixa de 3060 Hz a 12240 Hz, para  $Tm = 3 \mu s$ , é inferior ao calculado pela variação de tempo morto entre  $3 \mu s$  e  $15 \mu s$ , para  $F_{sw} = 7920$  Hz. As variações percentuais relativas de  $THD$  calculadas para tensão e corrente são de, respectivamente, 18.98 % e 22.39 %. Apesar disso, o comportamento da  $THD$  em função da frequência de chaveamento é distinto do exibido quando da investigação deste parâmetro em função do tempo morto. Os gráficos mostraram uma tendência de queda da  $THD$  com o aumento da frequência de chaveamento. Tal comportamento se deve a maior resolução do sinal  $PWM$ , sintetizando uma senoide mais precisa na saída do conversor de frequência. Os espectros de frequência, ilustrados nas Figs. 5.8 e 5.9, explicam tal comportamento. Nota-se que a frequência de chaveamento altera o comportamento das componentes espectrais. As harmônicas de baixa ordem são ampliadas com o aumento de  $F_{sw}$ , enquanto as de alta frequência são reduzidas. Essas características se devem à redução do período entre ciclo  $PWM$ .

No tocante às inter-harmônicas, o comportamento exposto pelas curvas não indicou um padrão de elevação ou queda dos níveis de  $TID$  com o aumento de  $F_{sw}$ . Na caracterização das curvas, obtêm-se variações percentuais relativas elevadas, de 53.09 % e 53.47 %, para tensão e corrente, respectivamente. Ainda assim, a variação comportamental apresentada não permitiu associar, adequadamente, a  $TID$  com a frequência de chaveamento e o IDCT. O espalhamento espectral é um fator que justifica tal comportamento.

Dos fatores de operação analisados, a tensão no barramento CC apresenta as menores variações das distorções harmônicas. A  $THD$  de tensão obtém um aumento relativo de 8.08 % enquanto a  $THD$  de corrente cresce em 6.88 %. O comportamento das componentes espectrais, mostrado nas Figs. 5.14 e 5.15, indica que a tensão no barramento aumenta o nível das harmônicas de baixa ordem, porém, não altera as características do espectro.

Na análise da  $TID$  em relação a tensão no barramento CC, verifica-se um comportamento semelhante as variações ocasionadas pela frequência de chaveamento. As curvas

de  $TID$  de tensão e corrente apresentam variações relativas percentuais de 28.55 % e 25.96 %. Apesar disso, a ausência de um padrão monotônico dificulta a associação das inter-harmônicas com a tensão no barramento CC e o LMP.

A análise da correlação entre fatores de operação na emissão de harmônicas está em consonância com a avaliação individual efetuada, além de evidenciar outros aspectos. As características apresentadas indicam que a influência do tempo morto na geração de distorções é afetada diretamente pelo aumento da frequência de chaveamento. Isso é constatado pelo aumento da variação percentual relativa de 2.62 % para 28.53 % da  $THD$  de tensão, mostrado na Tabela 5.5. A redução do período do ciclo  $PWM$ , que eleva a significância das alterações ocasionada pelo tempo morto na comutação das chaves, justifica essas características. Embora valores elevados de  $F_{sw}$  culminem em maiores distorções, os menores valores de frequência também são responsáveis por níveis altos de  $THD$ . Tal comportamento se deve a menor precisão da modulação  $PWM$  e os filtros passa baixa, que permitem a passagem com menor atenuação dessa faixa espectral. No tocante à tensão do barramento CC, sabe-se que o tempo morto causa maiores alterações no ciclo de trabalho para menores larguras de pulso. Essas menores larguras ocorrem com maior regularidade para maiores amplitudes de  $V_{CC}$ , resultando em maiores níveis de  $THD$ . O aumento da  $V_{CC}$  de 650 V para 800 V, ocasiona uma elevação de 6.41 % na variação percentual relativa, como mostrada na Tabela 5.7. Apesar disso, as alterações provocadas pela tensão no barramento CC são menos significativas se comparadas à frequência de chaveamento e ao tempo morto. Desta forma, deve-se ressaltar a importância do tempo morto na escolha da frequência de chaveamento aplicada, com intuito de se evitar a emissão elevada de harmônicas.

Considerando o mesmo contexto para a análise das inter-harmônicas, percebe-se uma alta discrepância em comparação ao comportamento das harmônicas. No que se refere à relação entre o tempo morto e a frequência de chaveamento na emissão de  $TID$ , verifica-se um tendência de crescimento com o aumento de seus valores. Contudo, são identificadas variações crescentes e decrescentes da  $TID$ , tanto com o aumento do tempo morto quanto da frequência de chaveamento. Destaca-se as quedas abruptas que ocorrem para  $F_{sw}$  maior que 10800 Hz e  $Tm$  de 15  $\mu s$ . Devido a isso, as variações percentuais relativas obtidas são de  $\Delta TID_{REL}^{VA} = 701.95 \%$  e  $\Delta TID_{REL}^{IA} = 651.62 \%$ , com coeficientes angulares negativos. A respeito da tensão no barramento CC, em relação ao tempo morto, nota-se que as maiores amplitudes tendem a aumentar o nível de  $TID$ . O mesmo vale para o aumento do tempo morto, que eleva a média de emissão das inter-harmônicas. Nessas situação, as maiores variações percentuais

relativas observadas são de  $\Delta TID_{REL}^{VA} = 31.98 \%$  e  $\Delta TID_{REL}^{IA} = 37.95 \%$ , para  $V_{CC} = 690 \text{ V}$ , enquanto as menores são de  $\Delta TID_{REL}^{VA} = 17.57 \%$  e  $\Delta TID_{REL}^{IA} = 21.10 \%$ , ocorrem para  $V_{CC} = 800 \text{ V}$ . Apesar disso, os comportamentos apresentados nas Figs. 5.31, 5.32, 5.33 e 5.34, indicam variações não monotônicas e sem padrões de atuação. Desta forma, as variações nos comportamentos da *TID* dificultam uma identificação clara de vínculos entre as inter-harmônicas e os fatores de operação analisados. As características apontadas podem ser interpretadas como espalhamentos espectrais entre os subgrupos de harmônicas e inter-harmônicas.

## 6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 Conclusões

O presente trabalho apresentou os resultados de uma análise da influência dos fatores operacionais na produção de distorções harmônicas e inter-harmônicas em centrais eólicas constituídas por geradores síncronos à imãs permanentes (*PMSG*) e conversores *back-to-back*. Para isso, estudos de casos foram executados por meio de simulações computacionais do SCEE, o que permitiu a identificação dos resultados das *THD* e *TID* para diferentes condições de tempo morto, frequências de chaveamento e tensão no barramento CC. Desta forma, foi possível associar tais fatores operativos às distorções harmônicas e inter-harmônicas da corrente e da tensão.

O capítulo 1 descreveu o contexto das pesquisas desenvolvidas nas áreas de geração eólica e QEE, de modo a justificar o objetivo do trabalho e a sua estrutura. No capítulo 2, foram apresentados todos os aspectos teóricos sobre SCEE, conversores de frequência, e distorções na forma de onda. Tais aspectos fundamentaram os princípios necessários para o entendimento e aplicação do trabalho. Com base nessas informações, identificou-se as relações entre as distorções nas formas de onda e os fatores de operação do conversor *back-to-back*.

No capítulo 3, detalhou-se a concepção da estrutura laboratorial desenvolvida para esse estudo, assim como a metodologia de análise empregada. Essa metodologia adotou as seguintes métricas: a variação percentual relativa, o IDCT, a LMP, o coeficiente angular do ajuste de curvas e o grau de não linearidade. A variação percentual relativa e o coeficiente angular do ajuste de curva, permitiram quantificar o quanto o nível de *THD* foi alterado devido ao crescimento do fator de operação analisado, o que determina a sua influência. O grau de não linearidade mediu a discrepância da curva analisada em relação ao comportamento linear. O IDCT possibilitou associar o tempo morto e a frequência de chaveamento com a degradação ocasionada ao ciclo de trabalho, o que gera distorções na forma de onda. De modo similar, o LMP proporcionou vincular a tensão no barramento CC com a largura de pulso do ciclo *PWM*. Desta forma, foi possível estabelecer a caracterização dos resultados obtidos nesse estudo.

Os resultados do trabalho foram apresentados no capítulo 4. Com base na metodologia descrita, a análise foi efetuada para quatro casos distintos. Inicialmente, os três fatores de operação foram analisados individualmente, e ao final avaliou-se a correlação entre eles. Observou-se que o aumento do tempo morto ocasionou um crescimento no nível da *THD*. As principais elevações ocorreram nas harmônicas de baixa ordem, inferiores à 50<sup>a</sup>. Comparando o IDCT com a variação percentual relativa, constatou-se que a degradação ocasionada pelo tempo morto no ciclo de trabalho é responsável pelo aumento das distorções harmônicas.

Na análise da influência da frequência de chaveamento nas distorções da forma de onda, verificou-se que os IDCTs, nas condições analisadas, são similares aos encontrados para o tempo morto. Contudo, o comportamento da *THD* em função da frequência de chaveamento é distinto frente ao tempo morto. Os resultados indicaram que o aumento das frequências adotadas correspondem a uma redução nos valores de *THD*. Isso se deve à maior resolução da modulação *PWM*, que sintetiza uma senoide mais precisa. Deve-se ressaltar que o baixo valor de tempo morto, de 3  $\mu s$ , ocasionou um crescimento inferior do IDCT.

A respeito da tensão do barramento CC, infere-se por meio da análise efetuada, que o seu crescimento ocasiona altos níveis de *THD*. Isso se deve ao aumento de componentes espectrais de baixa ordem. No entanto, nas condições analisadas, as variações proporcionadas pela tensão no barramento CC são inferiores em comparação à frequência de chaveamento e ao tempo morto. Isso indica que  $V_{DC}$  é o fator de operação com menor influência na emissão de harmônicas.

No tocante à análise da correlação entre os fatores de operação, constatou-se que a influência do tempo morto na geração de distorções é afetada diretamente pelo aumento da frequência de chaveamento. Com a redução do período do ciclo *PWM*, o tempo morto é responsável por maiores alterações na comutação das chaves, elevando o IDCT e as distorções harmônicas. Devido a isso, as frequências de chaveamento elevadas podem ocasionar maiores níveis de *THD*, dependendo do valor do tempo morto. No que se refere a tensão no barramento CC, tem-se que o tempo morto causa maiores alterações no ciclo de trabalho para menores larguras de pulso. Essas menores larguras estão atreladas aos maiores valores de  $V_{CC}$  empregados nesse estudo, o que resultou em maiores níveis de *THD*. Todavia, os resultados salientaram que a tensão no barramento CC é menos influente que os demais fatores na emissão de harmônicas. Por fim, constatou-se que o tempo morto é o fator mais significativo dentre os analisados,

sendo o principal responsável por elevar o nível da *THD*. Desta forma, para se evitar uma emissão elevada de distorções na forma de onda, é importante considerar o valor do tempo morto na escolha da frequência de chaveamento aplicada ao conversor *back-to-back*.

Esse trabalho também apresentou resultados vinculados às distorções inter-harmônicas. Os comportamentos identificados foram analisados e caracterizados pelas mesmas métricas aplicadas na investigação das distorções harmônicas. A ausência de padrões e as irregularidades comportamentais inviabilizaram a identificação de aspectos que permitam generalizar a relação entre os fatores de operação analisados e as emissões de *TID*. Isso se deve ao espalhamento espectral entre as componentes harmônicas e inter-harmônicas.

## 6.2 Trabalhos Futuros

1) *Avaliar a influência da variação dinâmica do vento e da turbina eólica nas distorções da forma de onda*

Os resultados obtidos nesse trabalho consideram apenas as emissões harmônicas inerentes ao conversor *back-to-back*. Na verdade, analisa-se os fatores de operação responsáveis pelas distorções harmônicas. No entanto, o comportamento dinâmico do vento e as características mecânicas da turbina eólica são fatores que influenciam a geração da senoide. Desta forma, é preciso investigar a influência das grandezas mecânicas associadas ao vento e a turbina nas distorções da forma de onda.

2) *Investigar os efeitos ocasionados pelas distorções preexistentes, variações de potência e o ripple na tensão do barramento CC*

Além do tempo morto, da frequência de chaveamento e da tensão no barramento CC, outros fatores de operação se mostraram relevantes na emissão de distorções na forma de onda, a saber: distorções preexistentes, variação de potência e *ripple* no barramento CC. Devido a isso, recomenda-se pesquisar os efeitos ocasionados por tais fatores na geração eólica.

3) *Empregar estratégias de controle para a mitigação de harmônicas*

Sugere-se refazer os estudos apresentados nesta dissertação, quando do emprego de estratégias de controle voltadas à mitigação das harmônicas.

4) *Intensificar as investigações relacionadas às inter-harmônicas*

Os resultados comportamentais das distorções inter-harmônicas apresentados nesse trabalho evidenciaram a necessidade de estudos mais detalhados desse parâmetro.

5) *Analisar outros parâmetros de qualidade da energia*

De modo semelhante à análise efetuada para as distorções da forma de onda, sugere-se analisar outros parâmetros de qualidade da energia, como os desequilíbrios de tensão, os *flickers*, as variações de tensão de curta duração e as variações de tensão de longa duração.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABEEOLICA, A. B. d. E. E. *Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEOLICA) relatório 2016*. 2016: Acessado em Junho, 2016. 2016 p.

ANEEL. Procedimentos de distribuição - prodist. In: \_\_\_\_\_. Brasília: [s.n.], 2011. cap. Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica.

AXELSSON, U. et al. Propagation of harmonics emission from the turbines through the collection grid to the public grid. *International Conference on Electricity Distribution - CIRED 2013*, p. 1–6, 2013.

BAJRACHARYA, C. *Control of VSC-HVDC for wind power*. 75 p. Dissertação (Mestrado) — Norwegian University of Science and Technology, Norwegian, 2008.

BAJRACHARYA, C. et al. Understanding of tuning techniques of converter controllers for vsc-hvdc. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE)*, 2008.

BENTLEY, J. P. *Principles of measurement systems*. [S.l.]: Pearson Education India, 1995.

BERNARDES, T. A. *Análise e Controle de Gerador Síncrono de Imã Permanente Aplicado a Sistemas de Conversão de Energia Eólica*. 192 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

BOLLEN, M. H. et al. Harmonic and interharmonic distortion due to a windpark. *Power and Energy Society General Meeting, IEEE*, p. 1–6, 2010.

BONELLI, A. F. *Modelagem e Simulação de Unidade Eólica para Estudos de Indicadores de Qualidade de Energia*. 199 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2010.

BONELLI, A. F.; VITORIO, Z. S. A laboratory structure for dynamic and power quality studies of wind farms. *Power Electronics Conference (COBEP)*, p. 1–6, 2011.

BUBSHAIT, A. S. et al. Power quality achievement using grid connected converter of wind turbine system. *IEEE Industry Applications Society Annual Meetings - IASAM*, p. 1–8, 2015.

CARVALHO, B. C. *Desenvolvimento de Modelo Computacional de Sistemas Eólicos Utilizando Geradores Síncronos para Estudo de Desempenho no Contexto da Qualidade de Energia Elétrica*. 232 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2006.

- DUONG, M. Q. et al. Comparison of power quality in different grid-integrated wind turbines. *16th International Conference on HARMONICS AND QUALITY OF POWER. - ICHQP*, p. 448–452, 2014.
- ENERGIA, B. *Cenário da Energia Eólica 2014/2015*. [S.l.]: Acessado em Junho, 2015. 2016 p.
- ERRAMI, Y.; OUASSAID, M.; MAAROUFI, M. A performance comparison of a nonlinear and a linear control for grid connected pmsg wind energy conversion system. *International Journal Electrical Power and Energy Systems*, v. 68, p. 180–194, 2015.
- GILAT, A. Métodos numéricos para engenheiros e cientistas. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 2008. cap. 5.
- HANZELKA, Z.; BIÉN, A. Power quality application guide section 3.1.1: Harmonics and interharmonics. *Leonardo Power Quality Initiative (Org. & Ed.). AGH University of Science and Technology*, 2004.
- 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, 1999.
- HSIEH, G.-C.; HUNG, J. C. Phase-locked loop techniques - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 43, n. 6, p. 609–615, 1996.
- IEC, I. E. C. Iec61000-4-7: Electromagnetic compatibility (emc). In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.]. cap. Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.
- IEC, I. E. C. Iec61400-21: Wind turbine generator systems. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.]. cap. Part 21: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines.
- IEEE, I. o. E. E. E. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems, chapter = 2014, In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.].
- JEONG, S.-G.; PARK, M.-H. The analysis and compensation of dead-time effects in pwm inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 38, n. 2, p. 108–114, 1991.
- JIANG, D.; WANG, F. Variable switching frequency pwm for three-phase converters based on current ripple prediction. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 28, n. 11, p. 4951–4961, 2013.
- JINBO, M. et al. Sistemas eólicos de velocidade variável com pmsg conectado à rede elétrica. *Blucher Mathematical Proceedings*, v. 1, n. 1, p. 487–496, 2015.
- KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Transactions Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1263–1270, 2004.

- KAY, S. M. Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory. In: \_\_\_\_\_. [S.l.]: Volume 2, 1993.
- LIU, S. Y. *Controle Direto de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado*. 194 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- LIU, S. Y.; FERREIRA, L. T.; ROCHA, S. Estudo dos harmônicos e inter-harmônicos relacionados ao gerador de indução duplamente excitado. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE*, p. 1–6, 2012.
- MAKINEN, A.; TUUSA, H. Analysis, comparison and performance evaluation of wind turbine grid synchronizing methods. *IEEE EUROCON*, p. 1108–1115, 2013.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. Power electronics converters application design. In: \_\_\_\_\_. Brasília: [s.n.], 2003. cap. 8, p. 200–243.
- MOLINAS J. A. SUUL, T. M. U. M. Tuning of control loops for grid connected voltage source converters. *IEEE International Conference on Power and Energy*, 2008.
- MUKHERJEE, R.; PATRA, A.; BANERJEE, S. Impact of a frequency modulated pulsewidth modulation (pwm) switching converter on the input power system quality. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 25, n. 6, p. 1450–1459, 2010.
- OGATA, H. Engenharia de controle moderno, k. ogata. In: \_\_\_\_\_. Brasília: 5<sup>a</sup>, 2011. cap. 5, p. 101–134.
- OLIVEIRA, R. G. *Contribuição ao Controle de um Sistema de Geração a Velocidade Variável Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado*. 242 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.
- OLIVEIRA, W. R. d. *Uma Contribuição para a Medição de Distorções Harmônicas e Inter-Harmônicas em Instalações de Geração Fotovoltaica*. 101 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, Brasília, 2015.
- OLIVEIRA, W. R. d. et al. Avaliação de metodologias para medição de harmônicas e inter-harmônicas em instalações fotovoltaicas. *Congresso Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE)*, p. 1–6, 2015.
- ONS. Procedimentos de rede. In: \_\_\_\_\_. Brasília: [s.n.], 2010. cap. Sub-módulo 2.8: Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes.
- PARREIRAS, T. M.; SILVA, S. R. Distorções harmônicas geradas por um parque de turbinas eólicas. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE*, p. 1–6, 2012.
- PEREIRA, H. A. et al. Influence of pll in wind parks harmonic emissions. *IEEE PES Conference On Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA)*,, p. 1–8, 2013.
- PEREIRA, H. A. et al. Harmonic propagation study in wind farm through time and frequency domain analysis. *Proceedings of the 10th International Conference on Industry Applications, Fortaleza, Brazil*, v. 57, p. 1–8, 2012.

- RAMOS, M. C. de L. *Análise de Comportamento de Aero geradores Frente a Afundamentos Momentâneos de Tensão*. 142 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.
- REIS, A. *Uma Contribuição para o Controle Operativo de Unidades Eólicas: Modelagem, Regulação de Tensão e Minimização das Distorções Harmônicas*. 193 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2015.
- REIS, A.; OLIVEIRA, J. C. Uma análise dos fatores de influência na geração de distorções harmônicas em unidades eólicas. *Congresso Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE)*, 2015.
- RESENDE, J. W. Apostila de qualidade de energia. In: \_\_\_\_\_. Uberlândia: Universidade Federal de Uberlândia, 2003. cap. Introdução à Qualidade da Energia.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for synchronization of power converters under faulty grid conditions. *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'06. 37th IEEE*, v. 37, p. 1–7, 2006.
- SANCHES, D. L. F. I. J. Métodos numéricos. In: \_\_\_\_\_. [S.l.: s.n.], 2007. cap. 7.
- SANTOS, G. V. *Sistemas de Controle Aplicados a Aero geradores Síncronos com Conversores Back-to-Back*. 158 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2015.
- SILVA, J. L. da. *Estratégia de Controle e Supervisão de um Gerador de Indução Duplamente Excitado para Turbinas Eólicas*. 87 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.
- SOARES, L. T. et al. Modelagem e controle de um conversor back-to-back para aplicação em geração de energia eólica. *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE*, p. 1–6, 2012.
- SOARES, L. T. F. *Contribuição ao Controle de um Conversor Reversível Aplicado a um Aero gerador Síncrono a Imãs Permanentes*. 166 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2012.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M. et al. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.
- WWEA, W. W. E. A. *World wind energy association report 2015*. 2016: Acessado em Junho, 2016. 2016 p.
- YANG, K.; BOLLEN, M. H.; WAHLBERG, M. Comparison of harmonic emissions at two nodes in a windpark. *Proceedings of the 15th IEEE international conference on harmonics and quality of power (ICHQP'12), Hong Kong*, p. 17–20, 2012.

## APÊNDICES

## A APÊNDICE A - TRANSFORMADAS DE PARK APLICADAS NOS MODELOS DO CLR E DO CLG

A dinâmica do Conversor do Lado da Rede (CLR), apresentada na equação 2.18, é representada matricialmente da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} V_{a_r} \\ V_{b_r} \\ V_{c_r} \end{bmatrix} = -R_r \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} - L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{a_r,conv} \\ V_{b_r,conv} \\ V_{c_r,conv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

A transformada direta de Park, que passa a tensão ou a corrente do domínio trifásico  $abc$  para o domínio bifásico síncrono  $dq$ , é definida por  $T_{dq}$  em (A.2).

$$T_{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Aplicando a transformada de Park em (A.1), temos:

$$T_{dq} \begin{bmatrix} V_{a_r} \\ V_{b_r} \\ V_{c_r} \end{bmatrix} = -R_r T_{dq} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} - L_r \frac{d}{dt} \left( T_{dq} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} \right) + T_{dq} \begin{bmatrix} V_{a_r,conv} \\ V_{b_r,conv} \\ V_{c_r,conv} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{d_r} \\ V_{q_r} \end{bmatrix} = -R_r \begin{bmatrix} I_{d_r} \\ I_{q_r} \end{bmatrix} - L_r T_{dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d_r,conv} \\ V_{q_r,conv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Por meio da regra da cadeia, o termo diferencial pode ser expresso da seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} \left( T_{dq} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} \right) = T_{dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} + \frac{dT_{dq}}{dt} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix}$$

$$T_{dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_r}}{dt} \\ \frac{dI_{q_r}}{dt} \end{bmatrix} - \frac{dT_{dq}}{dt} \begin{bmatrix} I_{a_r} \\ I_{b_r} \\ I_{c_r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Derivando a transformada de Park o seguinte termo é obtido:

$$\frac{dT_{dq}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \omega \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Empregando essas expressões (A.4) e (A.5) na equação (A.3), formula-se a dinâmica do CLR no domínio  $dq$ , como mostrado em 2.19 e 2.20. A representação matricial das dessa dinâmica é apresentada em (A.6).

$$\begin{bmatrix} V_{d_r} \\ V_{q_r} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_r}}{dt} \\ \frac{dI_{q_r}}{dt} \end{bmatrix} - \omega L_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{q_r}}{dt} \\ -\frac{dI_{d_r}}{dt} \end{bmatrix} - R_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_r}}{dt} \\ \frac{dI_{q_r}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d_r,conv} \\ V_{q_r,conv} \end{bmatrix}$$

$$L_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_r}}{dt} \\ \frac{dI_{q_r}}{dt} \end{bmatrix} = -R_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_r}}{dt} \\ \frac{dI_{q_r}}{dt} \end{bmatrix} + \omega L_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{q_r}}{dt} \\ -\frac{dI_{d_r}}{dt} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{d_r} \\ V_{q_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d_r,conv} \\ V_{q_r,conv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

De modo similar, o mesmo processo algébrico é adotado no cálculo da dinâmica do CLG no domínio  $dq$ . As diferenças entre os modelos esta associada ao sentido da

corrente, que altera os valores dos sinais. Desta forma, o CLG é representado, em formato matricial, pela expressão (A.7).

$$L_r \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_g}}{dt} \\ \frac{dI_{q_g}}{dt} \end{bmatrix} = -R_g \begin{bmatrix} \frac{dI_{d_g}}{dt} \\ \frac{dI_{q_g}}{dt} \end{bmatrix} + \omega L_g \begin{bmatrix} \frac{dI_{q_g}}{dt} \\ -\frac{dI_{d_g}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d_g} \\ V_{q_g} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{d_g,conv} \\ V_{q_g,conv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$



## B APÊNDICE B - REDUÇÃO DE ORDEM DA MALHA DE CORRENTE

A malha de corrente é definida por uma função de transferência de segunda ordem. Considerando um fator de amortecimento de  $\psi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , as equações (2.41) e (2.40) definem a seguinte expressão para a dinâmica da malha interna:

$$Y_v(s) = \frac{1}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} \quad (\text{B.1})$$

De modo a simplificar o controle da tensão, a função de transferência da malha de corrente é reduzida para a primeira ordem por meio de uma constante de tempo equivalente, conforme a equação (2.34).

A constante de tempo equivalente ( $T_{eq}$ ) da função de transferência é calculada mediante a uma aproximação com as funções de erro ( $Err(S)$ ) das duas funções de transferência. Tomando uma função degrau na entrada, as equações (B.2) e (B.3) mostram os erros associados a cada representação da malha interna.

$$Err_1(s) = \frac{1}{s} - \left( \frac{1}{s} \frac{1}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} \right) = \frac{2T_a^2 s + 2T_a}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} \quad (\text{B.2})$$

$$Err_2(s) = \frac{1}{s} - \left( \frac{1}{s} \frac{1}{T_{eq} s + 1} \right) = \frac{T_{eq}}{T_{eq} s + 1} \quad (\text{B.3})$$

Para a função equivalente de primeira ordem possua uma proximidade dinâmica de segunda ordem, é necessário que a integral de ambas sejam iguais no tempo de 0 a  $\infty$ , como mostrado em (B.4).

$$\int_0^{\infty} Err_1(t) dt = \int_0^{\infty} Err_2(t) dt \quad (\text{B.4})$$

Pela definição da transformada de Laplace, verifica-se que:

$$\mathbb{L}[Err_1(t)] = Err_1(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} Err_1(t) dt \quad (\text{B.5})$$

Tomando o limite  $s \rightarrow 0$ , a equação B.5 estabelece a seguinte igualdade:

$$\lim_{s \rightarrow 0} Err_1(s) = \int_0^{\infty} Err_1(t) dt \quad (\text{B.6})$$

Aplicando a mesma lógica para  $Err_2$ , a condição para a igualdade entre as duas funções pode ser estabelecida por:

$$\lim_{s \rightarrow 0} Err_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} Err_2(s) \quad (\text{B.7})$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{2T_a^2 s + 2T_a}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_{eq}}{T_{eq} s + 1} \quad (\text{B.8})$$

Logo, a igualdade entre as duas funções é obtida quando:

$$T_{eq} = 2T_a \quad (\text{B.9})$$

## C APÊNDICE C - LINEARIZAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DO *DC-LINK*

A dinâmica do barramento CC (*DC-Link*) é não linear. Para possibilitar o emprego desse modelo, é necessário uma lineariza-lo. Para isso, aplica-se uma expansão em série de Taylor na equação (2.36).

A fórmula da série de Taylor para uma função de 3 variáveis, como (2.36), é expressa em (C.1).

$$\frac{dx}{dt} = F(x, y, z) \longrightarrow \frac{dx}{dt} = \frac{\partial \Delta F}{\partial x} \Big|_{y=y_0, z=z_0} \Delta x + \frac{\partial \Delta F}{\partial y} \Big|_{x=x_0, z=z_0} \Delta y + \frac{\partial \Delta F}{\partial z} \Big|_{x=x_0, y=y_0} \Delta z \quad (\text{C.1})$$

Sabendo que:

$$I_{DC} = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (\text{C.2})$$

Empregando a série de Taylor (C.1) na equação (2.36), temos:

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{V_{d_0}}{V_{DC_0}} \Delta I_d + \frac{3}{2} \frac{I_{d_0}}{V_{DC_0}} - \left( \frac{3}{2} \frac{V_{d_0} I_{d_0}}{V_{DC_0}} \right) \Delta V_{DC} - \Delta I_L \quad (\text{C.3})$$

A expressão (C.3) é simplificada, de modo a considerar apenas  $I_d$  como entrada de interesse. Desta forma, a linearização da dinâmica do *DC-Link* é representada pela seguinte equação:

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{V_{d_0}}{V_{DC_{REF}}} \Delta I_d \rightarrow T(S) \rightarrow \frac{\Delta V_{DC}(s)}{\Delta I_d(S)} = \frac{3}{2} \frac{V_{d_0}}{V_{DC_0}} \frac{1}{sC} \quad (\text{C.4})$$

## D APÊNDICE D - SINTONIA PELO MÉTODO *SYMMETRICAL OPTIMUM*

Para a aplicação do método de sintonia *Symmetrical Optimum* é preciso empregar a função de transferência de malha aberta  $F_{v_{ma}}$ , que é expressa em (2.38). Constata-se que tal equação apresenta 2 polos na origem.

O *Symmetrical Optimum* tem por função maximizar a margem de fase ( $\Phi_M$ ) do sistema, aumentando a sua estabilidade a atrasos e entradas de distúrbios. Trata-se de um processo de otimização do sistema de controle em relação perturbações.

De modo a simplificar a equação (2.38), as seguintes considerações são efetuadas:

$$K = \frac{V_{d0}}{V_{DC0}} \quad (\text{D.1})$$

$$T_c = C \quad (\text{D.2})$$

Com isso, a função de transferência de malha aberta pode ser escrita como:

$$F_{v_{ma}}(s) = K_{p_v} \left( \frac{1 + T_{i_v} s}{T_{i_v} s} \right) \frac{K}{1 + T_{e_q}} \left( \frac{1}{s T_c} \right) \quad (\text{D.3})$$

O ajuste dos parâmetros dos controladores estará de acordo com o *Symmetrical Optimum* apenas se o critério de estabilidade de Nyquist for atendido. Isso ocorre quando:

$$\| F_{v_{ma}}(j\omega) \| = 1 \quad (\text{D.4})$$

$$\angle F_{v_{ma}}(j\omega) = -180^\circ + \Phi_M \quad (\text{D.5})$$

A diferenciação do critério de ângulo, expresso em (D.6), em relação a  $\omega$ , estabelece as condições para o valor máximo da fase marginal, dado por  $\omega_d$ , denominado frequência de cruzamento.

$$\angle F_{v_{ma}}(j\omega) = -180^\circ + \tan^{-1}(\omega T_{i_v}) - \tan^{-1}(\omega T_{e_q}) \quad (\text{D.6})$$

$$\frac{d\theta}{d\omega} = 0 \longrightarrow \omega_d = \frac{1}{\sqrt{T_{i_v} T_{e_q}}} \quad (\text{D.7})$$

Logo, a margem de fase é definida como:

$$\Phi_M = \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{T_{i_v}}{T_{e_q}}}\right) - \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{T_{e_q}}{T_{i_v}}}\right) \quad (\text{D.8})$$

Desta forma, o critério angular de estabilidade de Nyquist é atendido quando a constante de tempo é calculada de acordo com a equação (D.9).

$$T_{i_v} = T_{e_q} \left( \frac{1 + \sin(\Phi_M)}{1 - \sin(\Phi_M)} \right) \quad (\text{D.9})$$

A frequência característica resultante da malha aberta terá uma margem de fase máxima na frequência de cruzamento ( $\omega_d$ ), simétricos em relação a  $\frac{1}{T_{i_v}}$  e  $\frac{1}{T_{e_q}}$ . Então, pela propriedade simétrica, temos:

$$T_{i_v} = a^2 T_{e_q} \quad (\text{D.10})$$

Onde:

$a$  é igual a distância simétrica entre  $T_{i_v}^{-1}$  e  $T_{e_q}^{-1}$ .

Aplica-se a condição de amplitude do critério de Nyquist em conjunto com o parâmetro  $T_{i_v}$  do controlador, calculado pela condição de ângulo, para ajustar o valor do ganho

proporcional  $K_{p_v}$ . A equação (D.11) apresenta condição de amplitude necessária para empregar o *Symmetrical Optimum*.

$$\| F_{v_{ma}}(j\omega) \| = \frac{K_{p_v} K}{\omega_d^2 T_{i_v} T_c} \sqrt{\frac{(\omega_d T_{i_v} + 1)^2 + 1}{(\omega_d T_{e_q} + 1)^2 + 1}} = 1 \quad (\text{D.11})$$

Ao substituir (D.7) e (D.10) em (D.11), obtém-se a expressão para determinar o ganho proporcional da malha de tensão, mostrada em (D.12).

$$K_{p_v} = \frac{T_c}{K \sqrt{T_{i_v} T_{e_q}}} \quad (\text{D.12})$$

## **E APÊNDICE E - PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO**

### *Parâmetros da Simulação*

Tempo de amostragem da simulação de potência =  $2.5 \mu s$

Tempo de amostragem da simulação do controle =  $100 \mu s$

### *Grandezas do sistema de potência*

Potência nominal do lado do gerador = 20 kW

Tensão de Linha Nominal do lado do gerador = 380 V

Potência de Curto Circuito da rede = 50 kW

Tensão de Linha Nominal do lado da rede = 537.4 V

Razão entre a reatância X e resistência R da rede = 7

Frequência da Fundamental do Sistema Elétrico = 60 Hz

Frequência do Gerador = 60 Hz

Tensão de fase do lado da rede = 220 V

Resistência da impedância do lado do gerador = 0.1580 ohm

Indutância da impedância do lado do gerador = 4.4 mH

Capacitância do Barramento CC = 6 mF

Resistência do filtro indutivo do lado da rede = 0.05 ohm

Indutância do filtro indutivo do lado da rede = 4 mH

Potência da carga ligada a rede elétrica = 18 kW

*Grandezas do conversor de frequência*

Frequência de Chaveamento do Conversor = 7920 Hz **variável de análise**

Período de Chaveamento do Conversor (s) =  $1/T_{sw}$

Tempo de atraso do *PWM* =  $T_{sw}/2$

Frequência de Corte do Filtro Anti-Aliasing = 6600 Hz

Margem de fase =  $\pi/3$  rad

Distância síncrona =  $\sqrt{3}$

Tempo morto de chaveamento (s) =  $6 \mu s$  **variável de análise**

Valores de referência para os controladores

Tensão no Barramento DC de referência = 700 V **variável de análise**

Corrente de eixo de quadratura de referência do CLR = 0

Corrente de eixo direto de referência do CLG = 0.7 pu

Corrente de eixo de quadratura da rede de referência do CLR = 0