

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

Avaliação Experimental do Desempenho de  
Unidades Eólicas Quanto à Geração de Distorções  
Harmônicas

Leandro Pains Moura

Uberlândia

2017

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**

**Avaliação Experimental do Desempenho de**  
**Unidades Eólicas Quanto à Geração de Distorções**  
**Harmônicas**

Dissertação apresentada por Leandro Pains Moura à Universidade Federal de  
Uberlândia para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

**Banca Examinadora:**

José Carlos de Oliveira, PhD. (Orientador) – UFU

Alex Reis, Dr. – UnB

Antônio Carlos Delaiba, Dr. – UFU

Ivan Nunes Santos, Dr. – UFU

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

---

M929a      Moura, Leandro Pains, 1991-  
2017      Avaliação experimental do desempenho de unidades eólicas quanto  
à geração de distorções harmônicas / Leandro Pains Moura. - 2017.  
124 f. : il.

Orientador: José Carlos de Oliveira.  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia eólica - Teses. 3. Distorção  
elétrica - Teses. 4. Sistemas de energia elétrica - Controle de qualidade -  
Teses. I. Oliveira, José Carlos de, 1947- II. Universidade Federal de  
Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III.  
Título.

---

CDU: 621.3

# Avaliação Experimental do Desempenho de Unidades Eólicas Quanto à Geração de Distorções Harmônicas

Leandro Pains Moura

Dissertação apresentada por Leandro Pains Moura à Universidade Federal de  
Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

---

José Carlos de Oliveira, Dr.  
(orientador) – UFU

---

Alexandre Cardoso, Dr. (Coordenador  
do Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica) – UFU



*Dedico este trabalho à minha mãe, Vanúzia,  
ao meu pai, Clayton e a todos que de alguma  
forma contribuíram para esta realização.*

# AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço à Deus pelo objetivo alcançado. Agradeço à Ele também pela boa saúde e bem-estar de meus familiares e amigos.

Dedico este trabalho primeiramente aos meus pais, Clayton e Vanúzia, pela dedicação, incentivo e carinho. Aos demais familiares, agradeço pelo estímulo, amor e por todos os esforços empreendidos na minha educação.

Ao meu orientador, Prof. José Carlos de Oliveira, deixo expresso meus sinceros agradecimentos por toda a confiança, liderança, amizade e constantes ensinamentos, fundamentais para a concretização deste trabalho.

Aos amigos e companheiros de trabalho da Faculdade de Engenharia Elétrica e demais instituições, Afonso Bernardino, Alex Nascimento, Alex Reis, Ana Caroline Costa, André Roger, Andréia Crico, Antônio Carlos Delaiba, Antonio Neto, Arnaldo Rosentino Júnior, Arthur Costa, Camila Chaves, Carlos Eduardo Tavares, Cassio Alves, Cinara Fagundes, Daniel Caixeta, Débora Pereira Salgado, Diego Santana, Eduardo Morais, Ernane Coelho, Fabrício Montes, Fabricio Parra, Fernando Bento, Fernando Cardoso Melo, Guilherme Xavier, Gustavo Santos, Isaque Gondim, Ivan Nunes, Jan Augusto, João Areis, João Paulo Oliveira, Paulo Henrique Rezende, Aloísio de Oliveira, Geraldo Caixeta Guimarães, Henrique Neto, Henrique Tannús, Humberto Pereira, Isabela Peres, José Maria, José Rubens, José Wilson, Kátia, Kézia Garcia, Larissa Marques Peres, Leandro Vilefort, Lucas Pereira Pires, Lucas Rodrigues, Luciano Coutinho, Luiz Carlos Gomes de Freitas, Márcio Arvelos, Marcelo Lynce, Márcio José da Cunha, Marcilia Nascimento, Mauricio Dotalli, Michelly Lima, Murilo Rossi, Natália Reis, Neto Deludi, Patrícia, Pedro Henrique Barra, Priscila Antoneli, Rianne Diniz, Raquel Filiagi, Saulo Garcez, Sérgio Ferreira, Walter Hugo Buso, Wagner Vanço, Willian Chagas, Vinicius Cardoso e Victor Lucas Gomes pelo auxílio e conhecimentos transmitidos, pelo companheirismo, apoio, amizade e agradável convívio proporcionado nos diversos encontros profissionais e pessoais.

À CAPES por ter concedido suporte financeiro à esta pesquisa, por meio de sua bolsa de Pós-Graduação e à FAPEMIG, pelo financiamento da pesquisa através do Projeto TEC APQ 2381-13.

Enfim, a todos aqueles que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho.

---

## RESUMO

A busca de fontes alternativas de energia, visando o atendimento à matriz energética, tem ocasionado um crescimento vertiginoso do uso da energia eólica no Brasil e no mundo, a qual recebe fortes incentivos governamentais e privados, tornando-se uma fonte de energia cada vez mais competitiva e atrativa. Por consequência, a interação entre os parques eólicos e as redes de conexão se mostra uma área de fortes interesses investigativos em virtude das características operacionais desses complexos, os quais, em consonância com as propriedades da fonte primária de energia, se traduzem em uma variabilidade da energia produzida e no emprego de conversores eletrônicos. Em decorrência de tais características operativas, embora haja reconhecimento de que a função básica dos parques eólicos esteja relacionada com o suprimento de potência ativa na frequência fundamental, a operação dessas instalações está vinculada com fenômenos associados com a área da qualidade da energia elétrica, a exemplo das distorções harmônicas de tensão/corrente, que podem interagir e causar impactos nas redes elétricas de conexão. Diante disso, no contexto das interligações ora tratadas, o tema se apresenta com grandes desafios e, de forma pontual, motivou os desenvolvimentos aqui realizados, os quais estão focados em estudos acerca dos fatores determinantes na injeção de distorções harmônicas nos sistemas elétricos, empregando-se, para tanto, a concepção estrutural baseada em geradores síncronos. Os trabalhos considerados nesta dissertação de mestrado contemplam atividades relacionadas com o desenvolvimento de modelos matemáticos, implementação computacional, montagens laboratoriais e estudos de desempenho, visando, sobretudo, complementar e validar elementos de cunho teórico já contempladas em pesquisas anteriores.

Palavras-chave: geração eólica, distorções harmônicas, protótipo em laboratório, qualidade da energia elétrica, sistemas elétricos de potência.

---

## ABSTRACT

The search for alternative sources of energy, aiming the attendance of the energy matrix, has led to a vertiginous increase in the use of wind energy in Brazil and in the world, which receives strong government and private incentives, becoming an increasingly competitive and attractive source of energy. Consequently, the interaction between wind farms and connection networks shows an area of strong research interests due to the operational characteristics of these complexes, which, in consonance with the properties of the primary energy source, translate into a variability of the energy produced and in the use of electronic converters. As a result of these operational characteristics, although there is acknowledgments that the basic function of wind farms is related to the supply of active power at the fundamental frequency, the operation of these installations is linked to phenomena associated with the area of electrical energy quality, such as harmonic voltage/current distortions, which can interact and cause impacts on the electrical connection networks. Therefore, in the context of the interconnections discussed here, the subject presents itself with great challenges and, punctually, motivated the developments carried out here, which are focused on studies about the determinant factors in the injection of harmonic distortions in the electric systems, using, for that, the structural design based on synchronous generators. The works considered in this master's dissertation contemplate activities related to the development of mathematical models, computational implementation, laboratory assemblies and performance studies, aiming, above all, to complement and validate elements of a theoretical nature already contemplated in previous researches.

Keywords: wind generation, harmonic distortions, prototype in the laboratory, power quality, electrical power systems.

---

# SUMÁRIO

## Capítulo I

---

<b>Introdução</b> .....	<b>21</b>
1.1 – Considerações iniciais .....	21
1.2 – Contextualização e motivação .....	23
1.3 – Contribuições.....	33
1.4 – Estrutura da dissertação .....	34

## Capítulo II

---

<b>Modelagem Matemática e Implementação Computacional da Unidade Inversora</b> .....	<b>35</b>
2.1 – Considerações iniciais .....	35
2.2 – Unidade de inversão .....	35
2.3 – Estratégia de controle .....	36
2.4 – Valores de referência das potências ativas e reativas.....	39
2.5 – Sincronização com a rede elétrica .....	41
2.6 – Medição e transformação de grandezas.....	46
2.7 – Ajuste dos controladores .....	47
2.8 – Estratégia de chaveamento .....	51
2.9 – Implementação computacional .....	52
2.10 – Considerações finais .....	54

## Capítulo III

---

<b>Implementação Experimental da Unidade de Geração Eólica e Validação da Estratégia de Controle</b> .....	<b>56</b>
3.1 – Considerações iniciais .....	56
3.2 – Estrutura física do arranjo laboratorial .....	57
3.3 – Ajuste dos controladores digitais e equações discretas .....	64

---

3.4 – Testes de desempenho e validação do modelo computacional .....	66
3.5 – Considerações finais .....	67

## Capítulo IV

---

<b>Fatores de Influência na Geração das Distorções Harmônicas .....</b>	<b>69</b>
4.1 – Considerações iniciais .....	69
4.2 – Distorções harmônicas inerentes ao chaveamento PWM.....	70
4.3 – Distorções harmônicas inerentes ao “tempo morto” .....	73
4.4 – Distorções harmônicas inerentes à conexão com a rede.....	75
4.5 – Determinação do fluxo harmônico resultante.....	76
4.6 – Considerações finais .....	78

## Capítulo V

---

<b>Estudos Experimentais e Computacionais Associados com a Geração de Harmônicos .....</b>	<b>80</b>
5.1 – Considerações iniciais .....	80
5.2 – Definição dos estudos de casos .....	81
5.3 – Resultados e análise - Caso 1 .....	81
5.4 – Resultados e análise - Caso 2 .....	85
5.5 – Resultados e análise - Caso 3 .....	88
5.6 – Considerações finais .....	91

## Capítulo VI

---

<b>Conclusões.....</b>	<b>93</b>
------------------------	-----------

## Referências Bibliográficas

---

<b>Referências Bibliográficas.....</b>	<b>95</b>
--	-----------

---

---

## Apêndices

---

<b>Apêndice I – Controle da unidade inversora (ATP).....</b>	<b>104</b>
<b>Apêndice II – Controle da unidade inversora (DSP).....</b>	<b>112</b>

## Anexos

---

<b>Anexo I – Implementação de sistemas de tempo discreto.....</b>	<b>121</b>
---	------------

---

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Matriz energética brasileira, em GW. ....	22
Figura 1.2 – Capacidade instalada e perspectiva de evolução da geração eólica no Brasil, em MW. ....	22
Figura 1.3 – Arranjo típico de um parque eólico. ....	23
Figura 1.4 – Característica típica de conjugado/velocidade de um sistema de geração eólica do tipo 1. ....	24
Figura 1.5 – Sistema de geração eólica do tipo 1. ....	24
Figura 1.6 – Sistema de geração eólica do tipo 2. ....	25
Figura 1.7 – Característica típica de conjugado/velocidade de um sistema de geração eólica do tipo 2. ....	26
Figura 1.8 – Faixas de extração de potência do vento por um parque eólico dotado de sistemas de velocidade fixa e de velocidade variável. ....	26
Figura 1.9 – Sistema de geração eólica do tipo 3. ....	27
Figura 1.10 – Sistema de geração eólica do tipo 4. ....	28
Figura 1.11 – Participação das diferentes filosofias de geração de energia eólica na potência instalada mundial. ....	29
Figura 1.12 – Diagrama genérico típico dos sistemas de geração eólica. ....	30
Figura 1.13 – Conversores eletrônicos típicos de sistemas de geração eólica. ....	30
Figura 2.1 – Composição física da unidade de inversão e filtro de conexão. ....	36
Figura 2.2 – Estrutura básica da estratégia de controle da unidade de inversão. ....	37
Figura 2.3 – Detalhamento do bloco “Análise dos limites operacionais da unidade inversora”. ....	38
Figura 2.4 – Princípio de transferência de potência ativa através do conversor de conexão. ....	39
Figura 2.5 – Característica <i>droop</i> utilizada. ....	40
Figura 2.6 – Vetores de tensão e eixos considerados pela metodologia DSRF. ....	42
Figura 2.7 – Diagramas para eliminação dos termos oscilantes. ....	44
Figura 2.8 – Diagrama esquemático DDSRF-PLL. ....	45
Figura 2.9 – Resposta do método DDSRF-PLL diante de uma variação da tensão: (a) – tensões trifásicas de entrada; (b) – ângulo de fase detectado; (c) – sinais $dq$ de sequência positiva; (d) – sinais $dq$ de sequência negativa; (e) – tensões de sequência positiva; (f) – tensões de sequência negativa. ....	45
Figura 2.10 – Transformação de grandezas e cálculo da potência reativa. ....	46
Figura 2.11 – Diagrama de blocos genérico de um sistema de controle de malha fechada. ....	47



---

Figura 2.12 – Diagrama para determinação da função de transferência da unidade inversora. ....	48
Figura 2.13 – Comportamento do filtro LCL em função da frequência. ....	48
Figura 2.14 – Diagrama de blocos para controle das correntes de eixo direto e quadratura (malhas de controle externas). ....	49
Figura 2.15 – Diagrama de blocos para controle da tensão do elo de corrente contínua (malha de controle interna). ....	50
Figura 2.16 – Modelo para ajuste do fluxo de potência reativa (malha de controle interna). ....	50
Figura 2.17 – Estratégia de chaveamento utilizada. ....	51
Figura 2.18 – Princípio de funcionamento do SPWM para inversor trifásico de dois níveis; (a) – formas de onda das moduladoras e da portadora; (b) – tensão resultante entre fase $a$ e neutro do inversor; (c) – tensão resultante entre fase $a$ e neutro da carga; (d) – tensão resultante entre fases $a$ e $b$ . ....	52
Figura 2.19 – Diagrama da simulação computacional da unidade inversora. ....	53
Figura 2.20 – Fluxograma simplificado do controle implementado. ....	54
Figura 3.1 – Representação esquemática da estrutura em laboratório. ....	57
Figura 3.2 – Componentes de potência da unidade inversora. ....	58
Figura 3.3 – Braço IGBT LUH100G1201. ....	58
Figura 3.4 – Capacidade de corrente de saída em função da frequência de comutação do inversor (para $V_{CC} = 800$ V). ....	59
Figura 3.5 – <i>Gate driver</i> DRO100D25A. ....	59
Figura 3.6 - Filtro LCL de conexão. ....	60
Figura 3.7 – Transformador de acoplamento (estrela-estrela). ....	60
Figura 3.8 – Microcontrolador TMS320F28335. ....	61
Figura 3.9 - Etapas de processamento das formas de onda de tensão e de corrente medidas. ....	61
Figura 3.10 – Transdutor de tensão LV20-P. ....	62
Figura 3.11 – Transdutor de corrente LA55-P. ....	62
Figura 3.12 – Diagrama esquemático do filtro analógico utilizado. ....	63
Figura 3.13 – Circuito somador. ....	63
Figura 3.14 – Placa de condicionamento de sinais. ....	64
Figura 3.15 – Estrutura laboratorial. ....	66
Figura 3.16 – Formas de onda das correntes injetadas no PAC. ....	67
Figura 3.17 – Formas de onda de tensão fase-fase na saída do inversor ( $V_{ab}$ ). ....	67

---

---

Figura 4.1 – Espectro de frequências das tensões fase-fase de saída do inversor – ordens elevadas. ....	70
Figura 4.2 – Regiões de operação para a definição da tensão fundamental de linha de saída da unidade inversora ( $m_f = 15$ ). ....	71
Figura 4.3 – Formas de onda da tensão de linha de saída da unidade inversora (a vazio) e respectivos espectros de frequências, para $m_f = 41,67$ . ....	72
Figura 4.4 – Pulsos de acionamento considerando o “tempo morto” das chaves. ....	73
Figura 4.5 – Padrão da tensão de saída do conversor de conexão e alterações nas formas de onda devido o “tempo morto”.....	74
Figura 4.6 – Impacto do “tempo morto” das chaves na tensão/corrente de saída. ....	74
Figura 4.7 – Circuito equivalente para frequência fundamental. ....	77
Figura 4.8 – Circuito equivalente para análise harmônica. ....	77
Figura 5.1 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 1 ( $V_{CC} = 450$ - região linear do inversor). ....	82
Figura 5.2 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 1 ( $V_{CC} = 400$ - região limiar do inversor). ....	83
Figura 5.3 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 1 ( $V_{CC} = 370$ - região de sobremodulação do inversor). ....	83
Figura 5.4 – Espectros de frequências das correntes no PAC para as tensões de entrada adotadas. ....	84
Figura 5.5 – Formas de onda das tensões de linha ( $V_{ab}$ ) na saída do inversor – Caso 1 ( $V_{CC} = 450$ ). ....	84
Figura 5.6 – Forma de onda da tensão de linha ( $V_{ab}$ ) na saída do inversor – Caso 1 ( $V_{CC} = 370$ ). ....	85
Figura 5.7 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 2 ( $t_m = 3,0 \mu s$ ). ....	86
Figura 5.8 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 2 ( $t_m = 4,5 \mu s$ ). ....	87
Figura 5.9 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 2 ( $t_m = 6,0 \mu s$ ). ....	87
Figura 5.10 – Espectros de frequências das correntes no PAC para diferentes atrasos de chaveamento – Caso 2. ....	88
Figura 5.11 – Correntes injetadas no PAC com barramento de conexão sem distorções prévias (computacional) – Caso 3. ....	89
Figura 5.12 – Espectros de frequências das tensões pré-existentes no PAC (experimental) – Caso 3. ....	90
Figura 5.13 – Correntes resultantes no PAC para tensões previamente distorcidas (experimental) – Caso 3. ....	90

---

---

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Limites globais de tensão em porcentagem da tensão fundamental segundo o ONS. ....	33
Tabela 5.1 – Relações entre as tensões em CC, índices de modulação e respectivas potências resultantes. ....	81
Tabela 5.2 – Relações entre a grandeza “tempo morto”, índices de modulação e respectivas potências resultantes. ....	85
Tabela 1 - Aproximação digital para equações contínuas. ....	122

---

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PAC – Ponto de Acoplamento Comum;  
GIRGE – Gerador de Indução com Rotor de Gaiola de Esquilo;  
GIRB – Gerador de Indução com Rotor Bobinado;  
DFIG – *Double Fed Induction Generator*;  
GS – Geradores Síncronos;  
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*;  
VSI – *Voltage Source Inverter*;  
NPC – *Neutral-Point Clamped*;  
LVRT – *Low Voltage Ride Through*;  
ONS – Operador Nacional do Sistema;  
SIN – Sistema Interligado Nacional;  
LCL – Indutor-Capacitor-Indutor;  
PI – Proporcional-Integral;  
PLL – *Phase-Locked Loop*;  
FLL – *Frequency-Locked Loop*;  
DDSRF-PLL – *Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*;  
SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*;  
ATP – *Alternative Transient Program*;  
ADC – *Analog to Digital Converter*;  
CCS – *Code Composer Studio*;  
DTI – Distorção Total de Corrente.

---

## LISTA DE SÍMBOLOS

$n_s$	– Velocidade síncrona, em rotações por minuto (rpm);
$R$	– Resistência, em ohms ( $\Omega$ );
$V$	– Tensão, em volts (V);
$DTH\%$	– Distorção de tensão harmônica total;
$L$	– Indutância, em henry (H);
$C$	– Capacitância, em farad (F); Capacitância do <i>link</i> CC do inversor;
$P_{(ref)}$	– Potência ativa de referência, em pu;
$P_{(med)}$	– Potência ativa medida, em pu;
$I_{d(ref1)}, I_{d(ref2)}$	– Corrente de eixo direto de referência, em pu;
$Q_{(ref)}$	– Potência reativa de referência, em pu;
$Q_{(med)}$	– Potência reativa medida, em pu;
$I_{q(ref1)}, I_{q(ref2)}$	– Corrente de eixo direto de referência, em pu;
$I_{(nominal)}$	– Corrente nominal do inversor, em pu;
$V_d$	– Tensão de eixo direto de referência, em pu;
$V_q$	– Tensão de eixo em quadratura de referência, em pu;
$e_d, E_d$	– Tensão de eixo direto a ser sintetizada, em pu; Tensão de eixo direto de entrada do filtro LCL;
$e_q, E_q$	– Tensão de eixo em quadratura a ser sintetizada, em pu; Tensão de eixo em quadratura de entrada do filtro LCL;
$I_{CC}', I_{CC}''$	– Corrente contínua no <i>link</i> CC do conversor de conexão, em ampère (A);
$V_{CC(med)}, V_{CC}$	– Tensão medida no <i>link</i> CC, em volt (V);
$V_{CC(ref)}$	– Tensão de referência no <i>link</i> CC, em volt (V);
$V_{PAC}$	– Tensão de linha no PAC, em volt (V);
$V_n$	– Tensão de linha nominal no PAC, em volt (V);
$Q_n$	– Potência reativa a ser produzida na condição de tensão nominal $V_n$ , em pu;
$K_v$	– Ganho da curva <i>droop</i> ;
$V_{m\acute{a}x}$	– Tensão máxima admissível no PAC para ajuste do despacho de potência reativa, em pu;
$V_{m\acute{i}n}$	– Tensão mínima admissível no PAC para ajuste do despacho de potência reativa, em pu;

---

$Q_{máx,cap}$	– Limite para fornecimento de potência reativa, em pu;
$Q_{máx,ind}$	– Limite para absorção de potência reativa, em pu;
$V_{min,op}$	– Tensão mínima admissível no PAC para despacho de potência reativa, em pu;
$\theta'$	– Ângulo obtido através do PLL, em radianos/segundo (rad/s);
$\omega, \omega_{rede}$	– Frequência angular da rede elétrica, em radianos/segundo (rad/s);
$t$	– Tempo, em segundo (s);
$v_{\alpha\beta}$	– Tensões no sistema de referência $\alpha\beta$ ;
$T_{\alpha\beta}$	– Matriz de transformação do sistema de referência $\alpha\beta$ ;
$v^+$	– Vetor de sequência positiva de $v$ ;
$v^-$	– Vetor de sequência negativa de $v$ ;
$v_{dq}^+$	– Tensões de sequência positiva de eixo direto e de eixo em quadratura, em volt (V);
$v_{dq}^-$	– Tensões de sequência negativa de eixo direto e de eixo em quadratura, em volt (V);
$V^+$	– Amplitude da tensão de sequência positiva, em volt (V);
$V^-$	– Amplitude da tensão de sequência negativa, em volt (V);
$T_{dq}^+$	– Matriz de transformação do sistema de referência $dq$ de sequência positiva;
$T_{dq}^-$	– Matriz de transformação do sistema de referência $dq$ de sequência negativa;
$\bar{v}_{dq}^+$	– Termos constantes das tensões de sequência positiva de eixo direto e de eixo em quadratura, em volt (V);
$\bar{v}_{dq}^-$	– Termos constantes das tensões de sequência negativa de eixo direto e de eixo em quadratura, em volt (V);
$\tilde{v}_{dq}^+$	– Termos oscilantes das tensões de sequência positiva de eixo direto e de eixo em quadratura, em volt (V);
$\tilde{v}_{dq}^-$	– Termos oscilantes das tensões de sequência negativa de eixo direto e de eixo em quadratura, em volt (V);
$\phi^+$	– Ângulo do vetor de tensão de sequência positiva, em radianos/segundos (rad/s);

---

---

$\phi^-$	– Ângulo do vetor de tensão de sequência negativa, em radianos/segundos (rad/s);
$\bar{v}_{dq}^{+(f)}$	– Termos $\bar{v}_{dq}^+$ filtrados;
$\bar{v}_{dq}^{-(f)}$	– Termos $\bar{v}_{dq}^-$ filtrados;
$\omega_f$	– Frequência de corte do filtro passa-baixa PLL, em radianos/segundos (rad/s);
$\theta$	– Ângulo real da tensão da rede elétrica, em radianos por segundo (rad/s);
$v_{abc}$	– Tensões de fase do sistema de referência $abc$ ; Tensões de saída do filtro LCL;
$v_{abc}^+$	– Tensões de fase de sequência positiva do sistema de referência $abc$ ;
$v_{abc}^-$	– Tensões de fase de sequência negativa do sistema de referência $abc$ ;
$v_{dq}$	– Tensões no sistema de referência $dq$ ; Tensões de saída do filtro LCL;
$V_{d(med)}$	– Tensão de eixo direto medida;
$V_{q(med)}$	– Tensão de eixo em quadratura medida;
$I_{d(med)}$	– Corrente de eixo direto medida;
$I_{q(med)}$	– Corrente de eixo em quadratura medida;
$I_{d(med)}^{(f)}$	– Termo $I_{d(med)}$ filtrado;
$I_{q(med)}^{(f)}$	– Termo $I_{q(med)}$ filtrado;
$Q_{(med)}^{(f)}$	– Termo $Q_{(med)}$ filtrado;
$i_1$	– Corrente de entrada do filtro LCL, em ampères (A);
$i_2, I_2$	– Corrente de saída do filtro LCL, em ampères (A);
$e, E$	– Tensão produzida nos terminais de saída do inversor, em ampères (A);
$R_1$	– Resistência total do lado do inversor (filtro LCL), em ohms ( $\Omega$ ); Resistência de ajuste do filtro <i>anti-aliasing</i> e do circuito somador;
$R_2$	– Resistência total do lado da rede (filtro LCL), em ohms ( $\Omega$ ); Resistência de ajuste do filtro <i>anti-aliasing</i> e do circuito somador;
$L_1$	– Indutância total do lado do inversor (filtro LCL), em henry (H);
$L_2$	– Indutância total do lado da rede (filtro LCL), em henry (H);
$C_f$	– Capacitância do filtro LCL, em farad (F);
$R_3$	– Resistência de amortecimento do filtro LCL, em ohms ( $\Omega$ ); Resistência de ajuste do circuito somador;
$R_f$	– Resistência total do filtro LCL, em ohms ( $\Omega$ );

---

---

$L_f$	– Indutância total do filtro LCL, em henry (H);
$i_{abc}$	– Correntes de fase do sistema de referência $abc$ ; Correntes de saída do filtro LCL;
$i_{dq}, I_{dq}$	– Correntes no sistema de referência $dq$ ; Correntes de saída do filtro LCL;
$e_{abc}$	– Tensões de entrada do filtro LCL, no sistema de referência $abc$ ;
$K_p$	– Constante da parcela proporcional do controlador PI;
$T_i, K_i$	– Constante da parcela integral do controlador PI;
$T_m$	– Constante de tempo de realimentação;
$I_{d,q(ref)}$	– Correntes de eixo direto e de eixo em quadratura de referência;
$i_{dq(med)}, I_{dq(med)}$	– Correntes de eixo direto e de eixo em quadratura medidas;
$v_{mod(abc)}$	– Moduladoras;
$v_p$	– Portadora;
$f_{(saida)}$	– Frequência fundamental de saída do inversor, em hertz (Hz);
$V_{(saida)}$	– Tensão de linha de saída do inversor, em volt (V);
$f_a$	– Frequência de amostragem, em hertz (Hz);
$f_{máx.}$	– Frequência máxima contida em um sinal a ser amostrado, em hertz (Hz);
$f_N$	– Frequência de Nyquist, em hertz (Hz);
$f_c$	– Frequência de corte do filtro passa baixa da placa de condicionamento de sinais, em hertz (Hz);
$K$	– Ganho do filtro passa baixa da placa de condicionamento de sinais;
$v_{(entrada)}$	– Tensão de entrada do circuito analógico, em volt (V);
$v_{(saida)}$	– Tensão de saída, em volt (V);
$V_{CC}$	– Tensão contínua em circuito analógico, em volt (V);
$R_4$	– Resistência de ajuste do circuito somador, em ohm ( $\Omega$ );
$T_a$	– Período de amostragem, em segundos (s);
$\omega'$	– Frequência angular da rede elétrica calculada pelo PI-PLL, em radianos/segundo (rad/s);
$m_f$	– Índice de modulação de frequência;
$m_a$	– Índice de modulação de amplitude;
$f_p$	– Frequência da portadora, em hertz (Hz);
$f_m$	– Frequência das moduladoras, em hertz (Hz);
$V_p$	– Amplitude da portadora, em volt (V);
$V_m$	– Amplitude das moduladoras, em volt (V);

---



---

$h$	– Ordem harmônica;
$l, k$	– Constantes numéricas auxiliares;
$V_h$	– Amplitude da componente harmônica de ordem $h$ da moduladora, em volt (V);
$\Delta V$	– Variação da amplitude da tensão de saída do inversor devido ao tempo morto, em volt (V);
$M$	– Número de chaveamentos em um ciclo;
$t_m$	– Tempo morto, em segundo (s);
$T$	– Período de chaveamento, em segundo (s);
$i_{abc(med)}$	– Correntes instantâneas de linha medidas, em ampère (A);
$I_1$	– Amplitude da corrente fundamental, em ampère (A);
$I_h, I_{(h)}$	– Amplitude da corrente harmônica de ordem $h$ , em ampère (A);
$\varphi$	– Defasagem entre tensão e corrente, em radianos/segundo (rad/s);
$DTI\%$	– Distorção harmônica total de corrente;
$DTT\%$	– Distorção harmônica total de tensão;
$E_{(h)}$	– Corresponde a tensão harmônica de ordem $h$ sintetizada nos terminais do inversor
$V_{s(h)}$	– Tensão harmônica de ordem $h$ existente no ponto de conexão;
$Z_{L1(h)}$	– Impedância harmônica de ordem $h$ do indutor do lado do inversor;
$Z_{L2(h)}$	– Impedância harmônica de ordem $h$ do indutor do lado da rede;
$Z_C(h)$	– Impedância harmônica de ordem $h$ do capacitor do filtro de conexão;
$Z_{th(h)}$	– Impedância do filtro LCL na ordem harmônica $h$ ;
$Z_s(h)$	– Impedância equivalente do sistema elétrico vista pelo aerogerador, para a ordem harmônica $h$ ;
$V_{PAC(h)}$	– Tensão harmônica resultante no PAC, de ordem $h$ .

## Introdução

### 1.1 – Considerações iniciais

Os sistemas elétricos de potência são alvos, no momento, de grandes quebras de paradigmas e modernização dos processos voltados para a geração da energia elétrica. De fato, mudanças nas tecnologias de geração, transmissão, distribuição e consumo são cada vez mais evidentes. Tal processo se deve principalmente às crescentes preocupações com as mudanças climáticas, à sustentabilidade, aos altos preços da energia, às questões relacionadas à segurança energética, à possibilidade de escassez em curto ou médio período de algumas fontes de energia convencionais, dentre outros.

Sendo assim, a sociedade preza pelo uso inteligente e sustentável dos recursos naturais e, como consequência, a geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis. Nesse contexto, a busca pelo aproveitamento desses recursos tem incorporado diversas fontes de energia nos sistemas elétricos, as quais se destacam por se tratarem de fontes de energia renovável e por trazerem maior diversificação da matriz energética.

O recurso renovável cuja utilização cresce de forma mais acentuada atualmente, no Brasil, é a energia eólica. Ao longo dos últimos anos, devido aos incentivos econômicos, tornou-se possível o desenvolvimento de novas concepções e tecnologias para a construção de aerogeradores e, por consequência, a redução gradual e expressiva dos custos de implantação. Assim, o aproveitamento da energia eólica como alternativa para geração de energia elétrica atingiu uma escala de contribuição mais significativa, em termos de geração, para os sistemas elétricos, como reportado em [1].

Em um contexto mundial, o Brasil está numa posição de destaque por possuir grande disponibilidade de recursos hídricos, ao passo que empreendimentos eólicos ainda são emergentes no

cenário nacional, como aponta as informações contidas na Figura 1.1 [2]. Vale, todavia, destacar que estudos recentes são indicativos de uma tendência de esgotamento do potencial hidrelétrico aproveitável e o aumento das energias renováveis não hidráulicas [3], fato este que, certamente, irá impactar fortemente na composição da matriz energética nacional num futuro próximo.

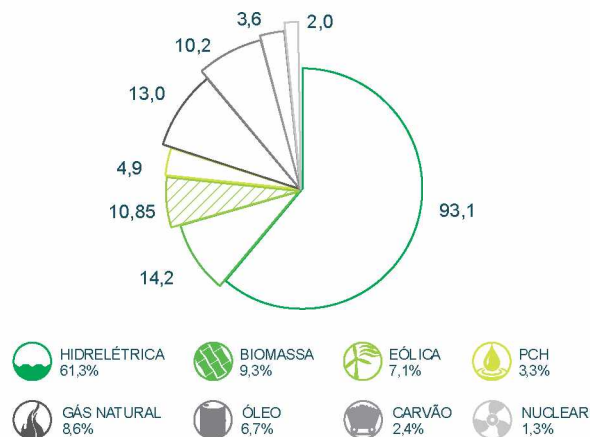


Figura 1.1 – Matriz energética brasileira, em GW.

Analisando pelo lado quantitativo, a participação da energia eólica no contexto brasileiro, ao final do mês de fevereiro do ano de 2017, atingiu uma potência instalada de 10,85 GW, o que representou cerca de 7,1% da capacidade de geração elétrica do país. A curva da capacidade instalada de geração eólica mostrada na Figura 1.2, cuja composição dos dados é feita através da consolidação das capacidades contratadas nos ambientes de contratação livre e regulado, evidencia o crescimento virtuoso dos aproveitamentos em pauta, ao longo dos anos passados e vindouros.

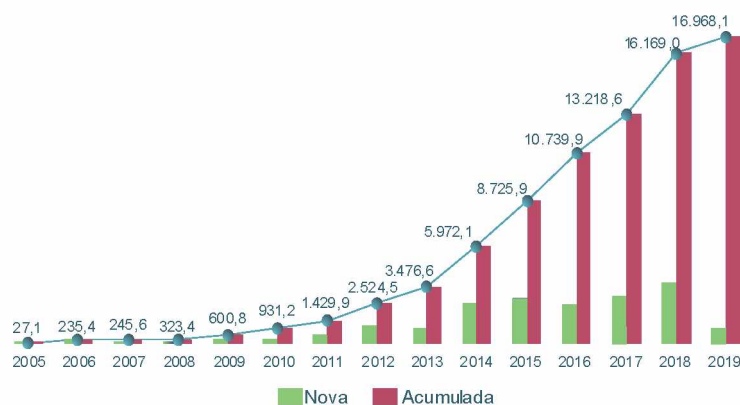


Figura 1.2 – Capacidade instalada e perspectiva de evolução da geração eólica no Brasil, em MW.

A luz destes dados, percebe-se que o crescimento acentuado do potencial de geração eólica nacional acenderá discussões cada vez mais pertinentes relacionadas com o tema e, inserido neste cenário, também crescerá as discussões atreladas com a evolução de critérios específicos para a regulamentação do acesso de parques eólicos ao sistema elétrico, o desenvolvimento de novas tecnologias relacionadas aos aerogeradores, estudos dos impactos no sistema elétrico devido a operação dos geradores empregados, dentre outras.

## 1.2 – Contextualização e motivação

Com a finalidade de estudar impactos da operação dos parques eólicos nos sistemas elétricos, é necessária, primeiramente, uma discussão acerca das principais características desses aproveitamentos, uma vez que as tecnologias empregadas nesses complexos estão diretamente relacionadas com o desempenho das fazendas eólicas. Destaca-se então, na sequência, as informações mais relevantes sobre os aproveitamentos eólicos dentro do tema em discussão.

### a) Quanto à estrutura física dos parques eólicos e topologias de geração empregadas

Como ponto de partida, apresenta-se na Figura 1.3 a disposição física típica dos principais elementos que constituem uma fazenda eólica.

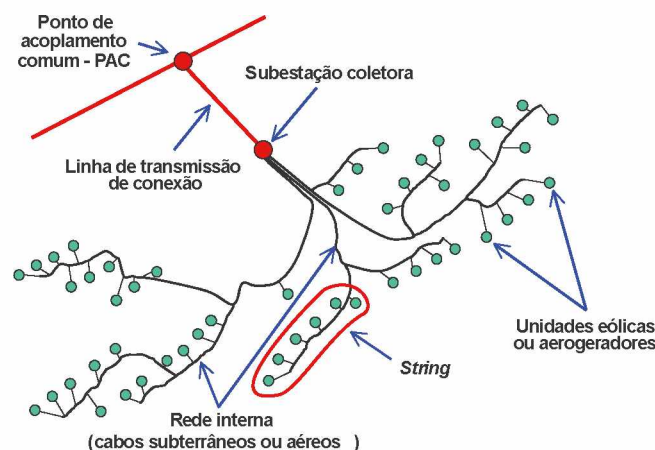


Figura 1.3 – Arranjo típico de um parque eólico.

As unidades eólicas, ou aerogeradores, agrupados nas chamadas *strings*, são responsáveis pela extração de potência dos ventos e pela transformação da mesma em potência elétrica, a qual é conduzida à subestação coletora através das redes internas do parque eólico. Utiliza-se ainda uma linha de transmissão para interligação do parque eólico ao Ponto de Acoplamento Comum – PAC, junto à rede elétrica existente nas imediações da instalação.

No que diz respeito aos aerogeradores e suas filosofias de operação existentes na atualidade, as principais topologias se dividem, basicamente, em 4 grupos distintos, classificados de acordo com seus princípios de funcionamento e de operação [4]-[13].

#### ➤ Sistema de geração eólica do tipo 1

O sistema de geração eólica do tipo 1 é caracterizado pela conexão direta do gerador eólico à rede elétrica, método que comumente é denominado “conceito dinamarquês”. Este sistema é também denominado de sistema de geração eólica de velocidade fixa, uma vez que só pode operar dentro de uma faixa relativamente estreita de velocidades, como indicado pela Figura 1.4.

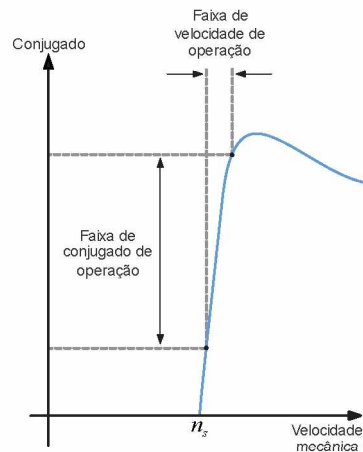


Figura 1.4 – Característica típica de conjugado/velocidade de um sistema de geração eólica do tipo 1.

Essa topologia faz uso de Geradores de Indução com Rotor de Gaiola de Esquilo – GIRGE, uma vez que o mesmo é capaz de fornecer potência à rede elétrica mesmo quando há variações na velocidade de seu eixo mecânico. As conexões usualmente adotadas para este sistema são exemplificadas pela Figura 1.5.

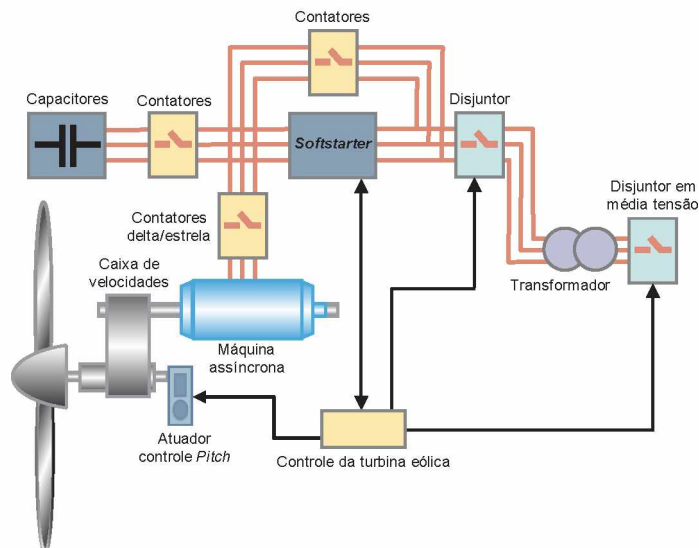


Figura 1.5 – Sistema de geração eólica do tipo 1.

Vale ressaltar que, apesar de o gerador estar conectado diretamente à rede elétrica, são empregados dispositivos que suavizam sua partida, como é o caso *softstarter* indicado. Tais dispositivos, por uma questão de custo, possuem capacidade nominal e térmica limitada, e por isso são retirados do sistema assim que a conexão do gerador com a rede é concluída.

Sendo assim, os sistemas de geração eólica do tipo 1 possuem construção simples e barata, sem a necessidade de dispositivos de sincronização ou de controle do gerador. No entanto, pela falta de dispositivos que façam a intermediação entre o gerador e a rede elétrica, essa topologia possui como uma de suas principais desvantagens o fato de que as variações de velocidade do vento são diretamente traduzidas em flutuações de tensão e de potência no ponto de conexão com o sistema



elétrico, sendo o controle mecânico da turbina o único meio de limitação da potência gerada, controle que não é rápido o suficiente para minimização desses efeitos.

Uma vez que os geradores de indução, em sua essência, consomem reativos, os mesmos não são capazes de promover a regulação dinâmica da tensão. Desse modo é perfeitamente compreensível que, se nenhum dispositivo complementar de compensação de reativos for empregado, os parques eólicos dotados desses sistemas de geração poderão comprometer os níveis de tensão no ponto de acoplamento. Sendo assim, além do componente auxiliar de partida, são empregados bancos de capacitores conectados em paralelo com cada uma das unidades de geração dos parques eólicos, como indicado pela Figura 1.5.

### ➤ Sistema de geração eólica do tipo 2

Assim como a topologia já mencionada, o sistema de geração eólica do tipo 2 é dotado de um Gerador de Indução com Rotor Bobinado – GIRB conectado diretamente na rede elétrica. Os enrolamentos do rotor do gerador, nesse tipo de sistema, são dotados de dispositivos, sejam estes passivos ou ativos, que variam a resistência total do circuito (Figura 1.6).

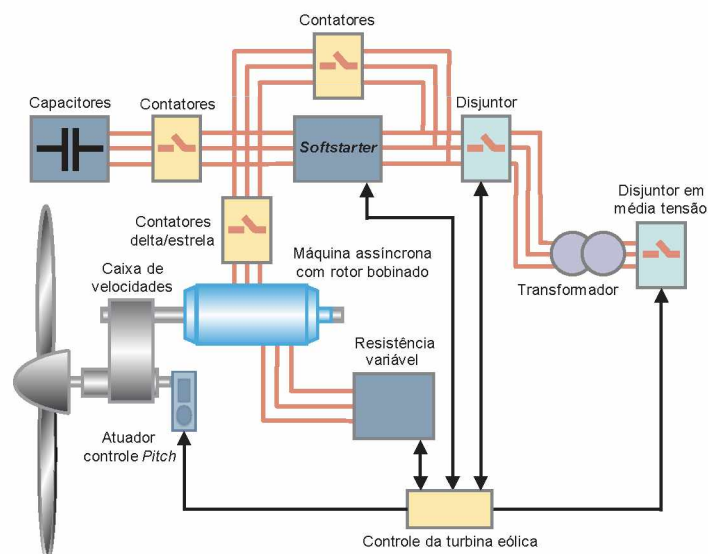


Figura 1.6 – Sistema de geração eólica do tipo 2.

Como indicado pela Figura 1.7, com o ajuste da resistência total dos enrolamentos do rotor do gerador, é possível controlar seu conjugado com base em seu carregamento mecânico, o que dá maior flexibilidade quanto à faixa de velocidades de operação da turbina, quando comparada com a topologia do tipo 1. Esse método de controle de conjugado, no entanto, possui baixa eficiência, uma vez que toda a potência entregue aos enrolamentos do rotor do gerador é dissipada em forma de calor pelas resistências.

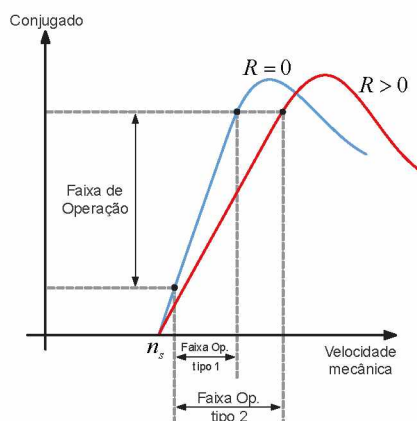


Figura 1.7 – Característica típica de conjugado/velocidade de um sistema de geração eólica do tipo 2.

Por possuir maior flexibilidade de operação que o sistema do tipo 1, o sistema do tipo 2 é também denominado sistema de geração eólica de velocidade semi-variável.

### ➤ Sistema de geração eólica do tipo 3

Muito embora ainda haja instalações que fazem uso de sistemas de geração eólica do tipo 1 e 2, atualmente, reconhece-se grandes esforços para o aprimoramento das tecnologias voltadas para os sistemas de geração eólica do tipo 3 e do tipo 4, ou sistemas de velocidade variável, cujos arranjos operam com velocidades que dependem do vento e empregam turbinas concebidas para extrair a máxima potência numa ampla faixa de velocidades, como indicado na Figura 1.8.

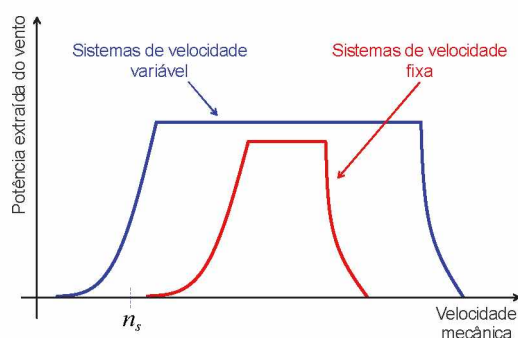


Figura 1.8 – Faixas de extração de potência do vento por um parque eólico dotado de sistemas de velocidade fixa e de velocidade variável.

Quanto ao acoplamento das unidades de geração de velocidade variável com a rede elétrica, ressalta-se que as variações na velocidade do vento são responsáveis por rotações não controladas dos geradores e por variações da frequência das tensões geradas, fato este determinante para o emprego de conversores eletrônicos destinados à adequação e conexão dos complexos eólicos e suprimento de cargas.

Outro aspecto relevante está no fato de que em sistemas de geração eólica com as características supra postas, a conversão da energia mecânica em elétrica se apoia no uso de geradores síncronos e assíncronos. Neste contexto, encontra-se o sistema de geração eólica do tipo 3, o qual faz uso de um GIRB, cuja denominação comumente adotada e advinda do inglês é DFIG – *Double Fed*

*Induction Generator*. O termo "duplamente excitado", ou "duplamente alimentado", reflete ao fato de que o estator da máquina é alimentado pela rede elétrica, ao mesmo tempo que seu rotor é suprido por um conversor de potência, assim como indicado na Figura 1.9.

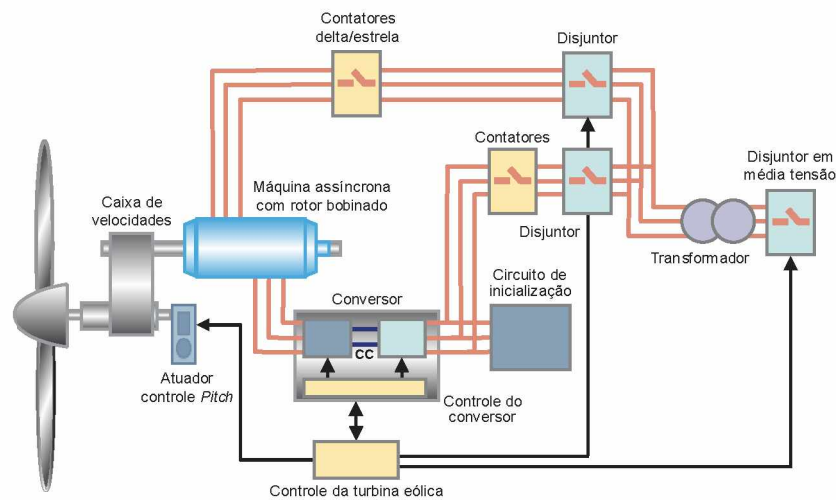


Figura 1.9 – Sistema de geração eólica do tipo 3.

No que diz respeito aos conversores de potência, os mesmos são necessários para que a máquina de indução opere como gerador independente da velocidade do eixo mecânico. Basicamente, a principal função do conversor conectado do lado do rotor é controlar o conjugado eletromagnético da máquina de indução, enquanto que a principal tarefa do conversor do lado da rede é manter a tensão do barramento ou *link* CC constante, fornecendo ou extraíndo potência dos enrolamentos do rotor do gerador, dependendo da velocidade do eixo mecânico.

Muito embora a topologia DFIG seja vulnerável aos curtos-circuitos ocorridos na rede elétrica [14], a mesma se mostra vantajosa quando se trata do custo dos conversores eletrônicos, os quais possuem capacidade nominal significativamente menor do que a máquina de indução empregada. Geralmente, a potência dos conversores dos sistemas de geração eólica à máquina de indução duplamente excitada corresponde apenas a um terço da potência nominal da máquina. No entanto, vale ressaltar que a fração de potência dos conversores eletrônicos em relação à máquina de indução depende da faixa de velocidade de operação do conjunto, com valores típicos em torno de  $\pm 30\%$  em torno da velocidade síncrona.

Percebe-se através da Figura 1.9 a ausência do banco de capacitores, os quais foram citados nos sistemas de geração do tipo 1 e 2. Sua ausência é perfeitamente compreensível, uma vez que os sistemas de geração do tipo 3 são dotados de conversores eletrônicos, os quais podem auxiliar na promoção da regulação de tensão do ponto de acoplamento do parque eólico. Neste contexto, a capacidade de fornecimento ou absorção de potência reativa dos conversores das unidades de geração depende, basicamente, da capacidade nominal dos mesmos e do carregamento de cada unidade em



um determinado instante de tempo, uma vez que sua prioridade é auxiliar o gerador de indução a transferir toda a potência ativa convertida pela turbina eólica para o sistema elétrico.

#### ➤ Sistema de geração eólica do tipo 4

Finalmente, destaca-se a essência do sistema de geração eólica do tipo 4, que se trata de um sistema de velocidade variável que faz uso de Geradores Síncronos – GS para conversão eletromecânica de energia. Esses sistemas são caracterizados pela conexão do gerador eólico à rede elétrica através de um conversor, denominado conversor pleno ou *full converter*, uma vez que toda a potência produzida pela turbina eólica é transmitida pelo mesmo (Figura 1.10).

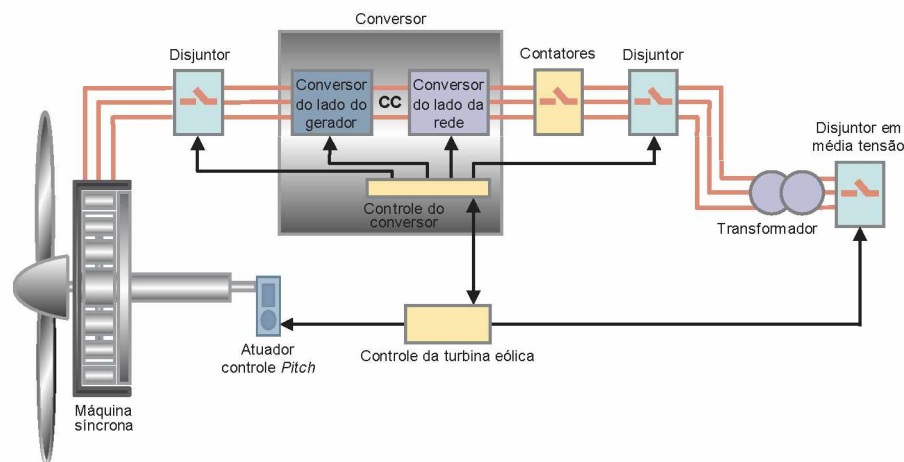


Figura 1.10 – Sistema de geração eólica do tipo 4.

Uma característica notável dos sistemas de geração eólica do tipo 4 é o abandono do uso da caixa de velocidades, que até então foi utilizada para adaptar a velocidade de rotação do rotor da turbina (baixa velocidade de rotação) para a operação do gerador (alta velocidade de rotação). Tal prática utilizada nos sistemas do tipo 1, 2 e 3 era indispensável, uma vez que o estator do gerador de indução era conectado diretamente na rede elétrica, sendo sua velocidade síncrona definida pela frequência do sistema elétrico.

Como consequência direta da não utilização da caixa de velocidades, as tensões induzidas no estator do gerador síncrono possuem frequência e amplitude variáveis, as quais são determinadas pela velocidade da turbina eólica, que por sua vez é definida pela velocidade do vento. Assim, os conversores de potência fazem a adaptação das tensões de saída da unidade de geração eólica e, uma vez que não é necessário adaptar as velocidades mecânicas envolvidas, o sistema de geração eólica do tipo 4 possui a mais ampla faixa de operação dentre todos os outros tipos, possuindo melhor eficiência de conversão da energia dos ventos [8].

Assim como nos sistemas de geração eólica do tipo 3, os conversores de conexão dos sistemas do tipo 4 podem fornecer ou absorver potência reativa para o auxílio na regulação de tensão no ponto de acoplamento do parque eólico [15]. Possuindo maior capacidade nominal, os conversores de

conexão dos sistemas do tipo 4 podem participar da regulação de tensão mesmo em momentos em que a turbina eólica esteja trabalhando próxima de sua capacidade nominal.

Apesar das notáveis qualidades apresentadas por essa topologia, a mesma possui algumas limitações. Por se tratar de um sistema dotado de conversores plenos, os custos iniciais são elevados. Ainda, do ponto de vista mecânico e elétrico, a inexistência da caixa de velocidades reduz a inércia mecânica total do sistema de geração, a qual se faz importante para estabilidade do sistema elétrico no qual a unidade de geração eólica se encontra conectada, servindo de reserva de energia rotacional durante distúrbios.

Contudo, não obstante a crescente utilização da tecnologia que fazem uso das máquinas síncronas, não se pode ignorar que as máquinas de indução, diante de seus fortes atrativos econômicos, ainda se mantêm competitivas e amplamente empregadas, seguidos dos sistemas de geração do tipo 4, como indicado pela Figura 1.11 [16]-[20].

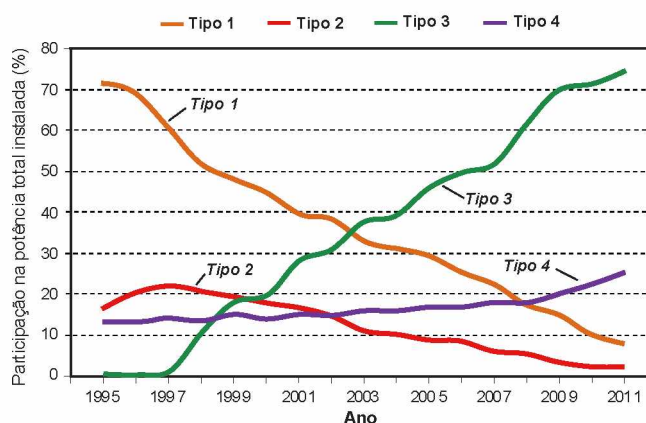


Figura 1.11 – Participação das diferentes filosofias de geração de energia eólica na potência instalada mundial.

Vale ressaltar que existem outras topologias que cumprem as funções básicas de um sistema de geração eólica, mas não são comercialmente utilizadas ou possuem pouca expressão no mercado.

### b) Quanto à composição dos conversores de conexão empregados

Uma vez que cada tipo de sistema de geração de energia eólica possui características distintas, as quais foram brevemente mencionadas, é perfeitamente compreensível que haja diversas topologias de conversores de conexão, os quais atendem as necessidades de cada tipo de sistema. De forma geral, a Figura 1.12 apresenta um diagrama esquemático das conexões típicas de sistemas geração eólica que podem adotar geradores de indução e geradores síncronos, os quais podem fornecer potência para cargas locais, redes de distribuição ou para a rede básica de um sistema integrado.

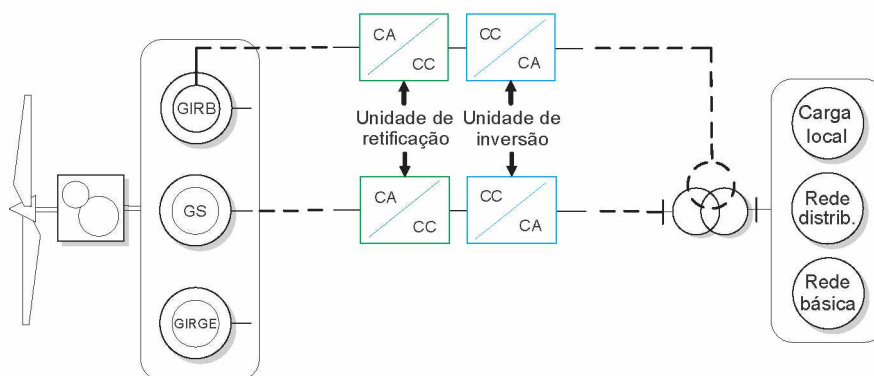


Figura 1.12 – Diagrama genérico típico dos sistemas de geração eólica.

A seguir, são apresentadas as principais topologias de conversores de conexão empregados pelos principais fabricantes do mercado [6], [8], [9], [11], [12]:

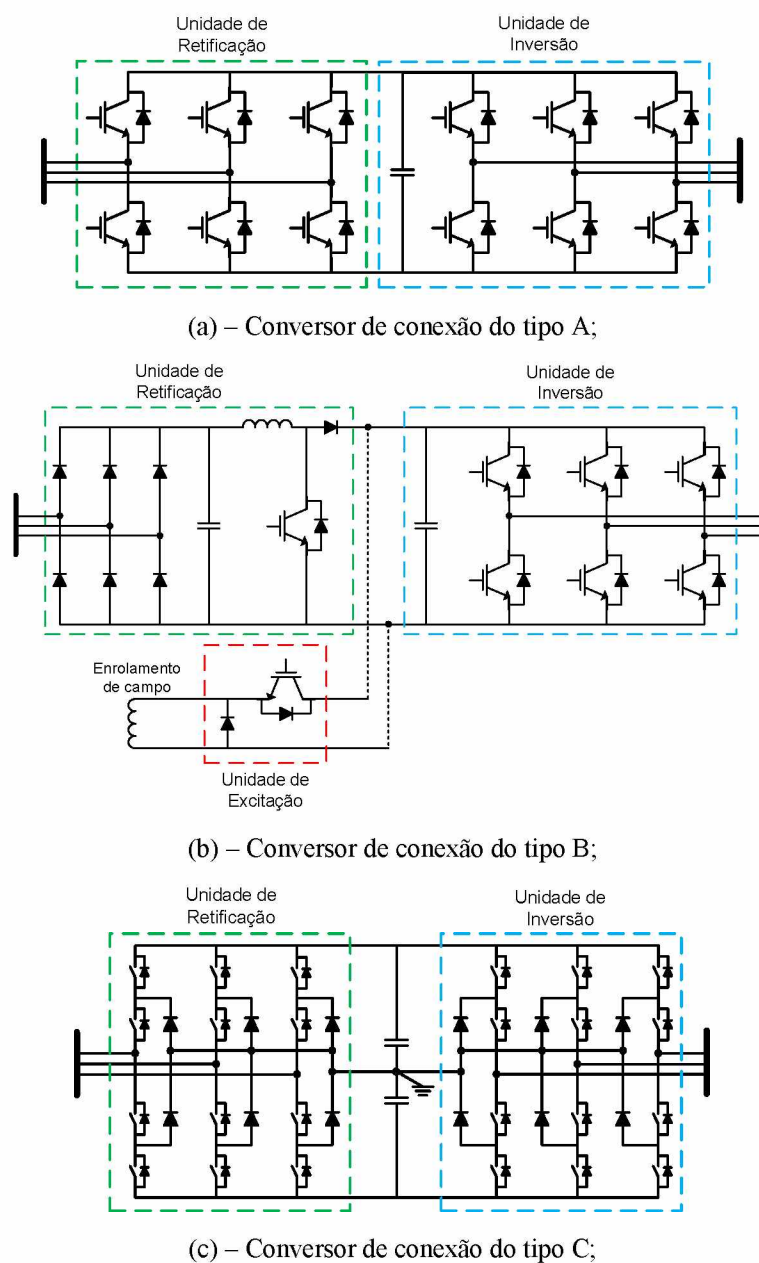


Figura 1.13 – Conversores eletrônicos típicos de sistemas de geração eólica.

O conversor de conexão do tipo A apresentado na Figura 1.13 – (a), também denominado conversor “*back to back*”, é constituído de uma unidade de retificação e de uma unidade de inversão, ambas empregando o IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor* em sua concepção. À unidade de retificação é atribuída a responsabilidade da extração da máxima potência disponível no vento, enquanto que a unidade de inversão trabalha como uma fonte de tensão, sendo denominada de VSI – *Voltage Source Inverter* de dois níveis, a qual mantém constante a tensão no elo de corrente contínua. Esses conversores são indispensáveis para o funcionamento dos sistemas de geração eólica do tipo 3, uma vez que necessitam de um conversor com fluxo de potência ativa bidirecional [21]-[23].

Apesar dos conversores do tipo A também serem empregados em sistemas de geração eólica do tipo 4, o custo dos mesmos pode ser significativo, uma vez que a potência nominal dos equipamentos desse sistema de geração é expressivamente maior. Dessa forma, geralmente, utiliza-se um conversor de conexão do tipo B, apresentado pela Figura 1.13 – (b), cuja unidade de retificação é constituída por uma ponte retificadora trifásica não-controlada auxiliada por um conversor CC/CC do tipo *boost*. Vale ressaltar que, dependendo da potência do aerogerador, vários conversores *boost* são utilizados em paralelo, em respeito aos valores nominais do equipamento. É importante salientar a necessidade da presença do conversor CC/CC para controle da extração de potência da turbina eólica, uma vez que a ponte retificadora em pauta não é capaz de exercer tal função. Já a unidade de inversão é idêntica às utilizadas em conversores do tipo A.

Caso se trate de um sistema de geração, são utilizados geradores síncronos de rotor bobinado, fazendo-se presente, também, um conversor CC/CC do tipo *buck*, o qual supre a corrente do enrolamento de campo do gerador. Tal configuração é empregada por alguns fabricantes como uma alternativa ao uso de alguns materiais aplicados na confecção do rotor de ímã permanente. No entanto, essa topologia também possui suas desvantagens, uma vez que a mesma necessita de anéis coletores para acesso ao rotor do gerador, aumentando a complexidade da proteção dos circuitos auxiliares, tornando a configuração menos atraente [8], [24].

Atualmente, algumas tecnologias alternativas surgem com fortes atrativos operacionais. Tais tecnologias fazem parte de um grupo de conversores de potência denominado conversores multiníveis, cujo conceito é proporcionado por técnicas de geração de tensões senoidais a partir de um determinado número de níveis de tensão em corrente contínua [11], [12], [25]. Sua principal vantagem é o aumento da tensão de saída, o que possibilita em alguns casos a eliminação do transformador de potência utilizado nos sistemas de geração eólica convencionais. Além disso, utiliza-se estratégias de chaveamento com velocidades de comutação inferiores, o que se traduz em menores perdas de comutação, tornando assim o conjunto mais eficiente [26]. A Figura 1.13 – (c) traz um exemplo de conversor multinível, o chamado *Neutral-Point Clamped* – NPC [27]. Uma vez que a quantidade de chaves semicondutoras necessárias para constituição de conversores multiníveis

é alta, seu custo é demasiadamente elevado para sistemas de geração eólica com baixa potência, o que torna os conversores de conexão multiníveis mais atrativos para aplicações *offshore*.

### c) Quanto aos aspectos regulatórios

O aumento da participação de fontes eólicas nas matrizes energéticas de diversos países levou os operadores de sistemas elétricos ao desenvolvimento de critérios específicos para a regulação do acesso destas gerações às redes elétricas. O estabelecimento de tais condições tem por objetivo regular o comportamento de um parque eólico em diferentes condições de funcionamento.

De uma forma geral, os principais requisitos para a conexão de unidades eólicas às redes elétricas encontram-se vinculados com os seguintes indicadores de desempenho:

- Operação em condições anormais de frequência;
- Controle de potência ativa;
- Controle de potência reativa;
- Atendimento aos limites para os indicadores de distorções harmônicas e flutuações de tensão;
- Suportabilidade aos afundamentos de tensão (LVRT – *Low Voltage Ride Through*).

A regulamentação do acesso de parques eólicos varia consideravelmente de país para país e, muitas vezes, é difícil encontrar justificativas técnicas para os limites e metodologias de análise adotadas. Certamente, os diferentes níveis de participação de energia eólica de diferentes sistemas elétricos são determinantes para o nível de severidade das regulamentações em diferentes países.

No Brasil, cabe ao Operador Nacional do Sistema – ONS, dentre suas atribuições, realizar o gerenciamento do desempenho da rede básica do Sistema Interligado Nacional – SIN. Dentre os indicadores a serem gerenciados encontram-se aqueles relativos à conformidade da forma de onda, e dentre estes a distorção harmônica, o desequilíbrio de tensão e a flutuação de tensão. De acordo com o Submódulo 2.8 dos Procedimentos de Rede, quando ocorrem solicitações de acesso de consumidores livres, agentes de geração, de distribuição, de importação e de exportação, cujos empreendimentos eólicos possam comprometer o desempenho da rede básica, devem ser realizadas análises fundamentadas em indicadores de qualidade da energia elétrica [28].

Em se tratando de distorções harmônicas, dentro do contexto da qualidade da energia elétrica e dos interesses do presente trabalho, a regulamentação vigente exige a realização de estudos computacionais e de medições para aceitação de novos acessos de parques eólicos [29]. Os estudos são necessários para avaliação de condições problemáticas de conexão entre os empreendimentos eólicos e o sistema elétrico, problemas que podem ter origem tanto no interior dos parques eólicos quanto na rede de conexão.

Para avaliação do impacto da instalação do acessante na rede, o operador do sistema atribui os limites indicados pela Tabela 1.1.



Tabela 1.1 - Limites globais de tensão em porcentagem da tensão fundamental segundo o ONS.

$V < 69 \text{ kV}$				$V \geq 69 \text{ kV}$			
ÍMPARES		PARES		ÍMPARES		PARES	
ORDEM	VALOR	ORDEM	VALOR	ORDEM	VALOR	ORDEM	VALOR
3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup>	5%			3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> e 7 <sup>a</sup>	2%		
		2 <sup>a</sup> , 4 <sup>a</sup> e 6 <sup>a</sup>	2%			2 <sup>a</sup> , 4 <sup>a</sup> e 6 <sup>a</sup>	1%
9 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup>	3%			9 <sup>a</sup> , 11 <sup>a</sup> e 13 <sup>a</sup>	1,5%		
		$\geq 8^a$	1%			$\geq 8^a$	0,5%
15 <sup>a</sup> a 25 <sup>a</sup>	2%			15 <sup>a</sup> a 25 <sup>a</sup>	1%		
$\geq 27^a$	1%			$\geq 27^a$	0,5%		
<i>DTHT95% = 6</i>				<i>DTHT95% = 3</i>			

#### d) Quanto aos estudos sobre as distorções harmônicas em parques eólicos

Como visto, as distorções de tensão no PAC são apontadas pelos agentes reguladores como sendo grandezas determinantes para a avaliação da qualidade de energia elétrica de empreendimentos eólicos quando esses estão em operação. Neste contexto, qual seja, a questão da produção de harmônicos por unidades eólicas, ressaltam-se em inúmeras referências [30]-[39].

Não obstante ao grande número de publicações, vale reconhecer que recentemente, através do trabalho referenciado como [40], o tema da geração de distorções harmônicas pelas instalações de geração em foco foi minuciosamente contemplado. Este trabalho, num aspecto mais abrangente, foi centrado em questões do controle operativo de unidades eólicas à máquina síncrona e conversores plenos, visando que tais complexos participem do processo de regulação de tensão em seu ponto de conexão e também no processo direto da mitigação das distorções harmônicas produzidas pela própria instalação geradora. Em relação a esta última questão, foram tecidas considerações de cunho teórico, estabelecida uma proposta de modelagem e realizados estudos computacionais com vistas a determinação dos conteúdos harmônicos das tensões e correntes vinculadas com a operação compartilhada de parques eólicos com a rede CA de conexão.

### 1.3 – Contribuições

Não obstante aos resultados elucidativos advindos das simulações conduzidas em [40], reconhece-se que estes ficaram restritos ao campo teórico. Sendo assim, a presente dissertação de mestrado encontra-se direcionada para complementação do trabalho ora referido por meio da implementação experimental de uma unidade eólica, empregando-se, para tanto, uma estrutura laboratorial em escala reduzida. Assim procedendo, torna-se factível a ratificação laboratorial das interdependências entre a operação do dispositivo eletrônico de conexão e os fenômenos vinculados com a produção das componentes harmônicas de tensão e corrente, quer sob condições ideais como não-ideais de operação.

## 1.4 – Estrutura da dissertação

Além do capítulo introdutório, o presente trabalho encontra-se estruturado da seguinte forma:

**Capítulo II      Modelagem Matemática e Implementação Computacional da Unidade Inversora**

Este capítulo apresenta a estratégia básica de controle da unidade de inversão, bem como a fundamentação matemática para sincronização, medição de grandezas e ajuste de controladores. O capítulo inclui também a implementação computacional na plataforma computacional escolhida.

**Capítulo III     Implementação Experimental da Unidade de Geração Eólica e Validação da Estratégia de Controle**

Esta unidade encontra-se voltada para descrição geral da composição do arranjo laboratorial, o qual é composto pelas unidades de potência e de controle do protótipo. É feita, ainda, uma descrição relacionada com a discretização dos controladores e do método de sincronização do inversor com a rede elétrica, tomando como base a teoria clássica de controle digital.

**Capítulo IV     Fatores de Influência na Geração das Distorções Harmônicas**

O capítulo é destinado para caracterização do comportamento das unidades eólicas quanto à geração de correntes harmônicas.

**Capítulo V      Estudos Experimentais e Computacionais Associados com a Geração de Harmônicos**

Uma vez apresentadas as informações necessárias, este capítulo é direcionado para a avaliação das características operacionais no que tange às distorções harmônicas da unidade inversora.

**Capítulo VI     Conclusões**

Por fim, nesta unidade conclusiva, são sintetizados os principais aspectos relacionados com os trabalhos desenvolvidos, as implementações computacionais, resultados dos estudos de desempenho e validação da eficácia dos processos nos termos propostos pela pesquisa.

# Modelagem Matemática e Implementação Computacional da Unidade Inversora

## 2.1 – Considerações iniciais

Em consonância com os propósitos postos, uma vez que este trabalho se encontra direcionado para estudos de harmônicos produzidos por unidades eólicas constituídas por geradores síncronos, no presente capítulo são tecidas considerações para a modelagem matemática e implementação computacional, no domínio do tempo, destes complexos, focando, especificamente, questões como:

- Caracterização física do arranjo modelado;
- Definição de uma estratégia básica de controle da unidade de inversão com vistas ao controle da potência ativa e reativa;
- Fundamentação matemática para sincronização, medição de grandezas e ajuste de controladores objetivando sua conexão com a rede CA existente;
- Implementação computacional na plataforma ATP.

## 2.2 – Unidade de inversão

Como apresentado no Capítulo 1, um sistema de geração de energia eólica é composto por diversos componentes que perfazem o complexo como um todo. No entanto, em consonância com os objetivos desta dissertação, a unidade de inversão se apresenta como a unidade de maior importância aos estudos relacionados com o acoplamento do aerogerador com a rede elétrica. Dentro deste contexto, a Figura 2.1 fornece uma ideia completa da estrutura e também ressalta o dispositivo que



se apresenta como cerne da pesquisa, o qual é composto por um conversor dotado de chaves do tipo IGBT [41], [42]. Como dispositivo complementar, utiliza-se, ainda, um filtro de saída do tipo Indutor-Capacitor-Indutor – LCL, conforme proposto em [43]-[47]. Esse conjunto é necessário para garantir um comportamento indutivo na saída da unidade inversora (na frequência fundamental), para atenuar as componentes harmônicas de alta frequência produzidas pelo processo de chaveamento dos semicondutores empregados e para proporcionar maior estabilidade ao sistema de controle, característica indispensável para operação satisfatória da unidade de inversão.

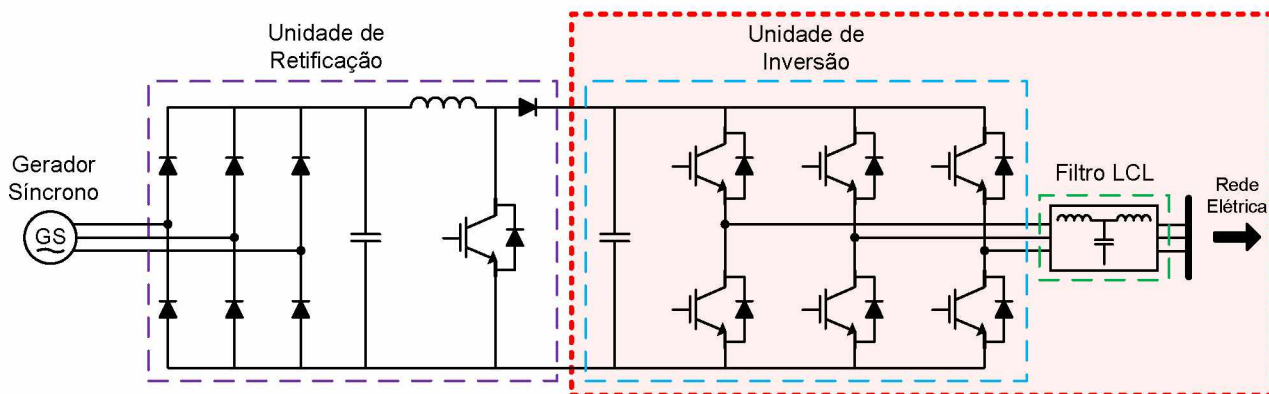


Figura 2.1 – Composição física da unidade de inversão e filtro de conexão.

### 2.3 – Estratégia de controle

Antes de se tecer comentários sobre a estratégia de controle propriamente dita, é importante ressaltar que todo o tratamento matemático imposto aos estudos encontra embasamento na transformação das grandezas elétricas do sistema físico trifásico, em componentes derivadas de métodos amplamente conhecidos e aplicados na área. Dentre as opções disponibilizadas na literatura, especial atenção é dada ao emprego da denominada transformada de Park, a qual correlaciona um dado conjunto de grandezas de um sistema trifásico ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ) em variáveis transformadas  $d$ ,  $q$  e  $\theta$ . Os fundamentos sobre este tema podem ser encontrados em [40].

Para a transformação das variáveis supramencionadas do sistema físico em grandezas mais adequadas aos procedimentos requeridos pelas filosofias de controle a serem estabelecidas, a obtenção das variáveis de eixo direto e de eixo em quadratura são obtidas por meio da equação (2.1). Esta reflete o procedimento aplicável às tensões e, de forma similar, são também utilizadas para as correntes.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A partir das grandezas  $d$ ,  $q$  e  $\theta$ , atreladas com as tensões e correntes advindas dos sinais amostrados da rede física, torna-se factível a obtenção de expressões para as potências ativas e reativas em função destas variáveis, conforme será tratado na seção 2.6, quando então serão apresentadas as correlações ora referidas.

Tendo como base essas informações, adequação do fluxo de potência entre gerador eólico e rede elétrica é realizada através do controle da corrente produzida pela unidade de inversão, como explorado em [40]. Esta referência esclarece que, para controle da corrente de saída, atua-se sobre a amplitude e ângulo de fase das tensões trifásicas sintetizadas nos terminais de saída do dispositivo. Para promoção dessa metodologia de controle, a Figura 2.2 apresenta a estrutura básica da estratégia de controle do inversor:

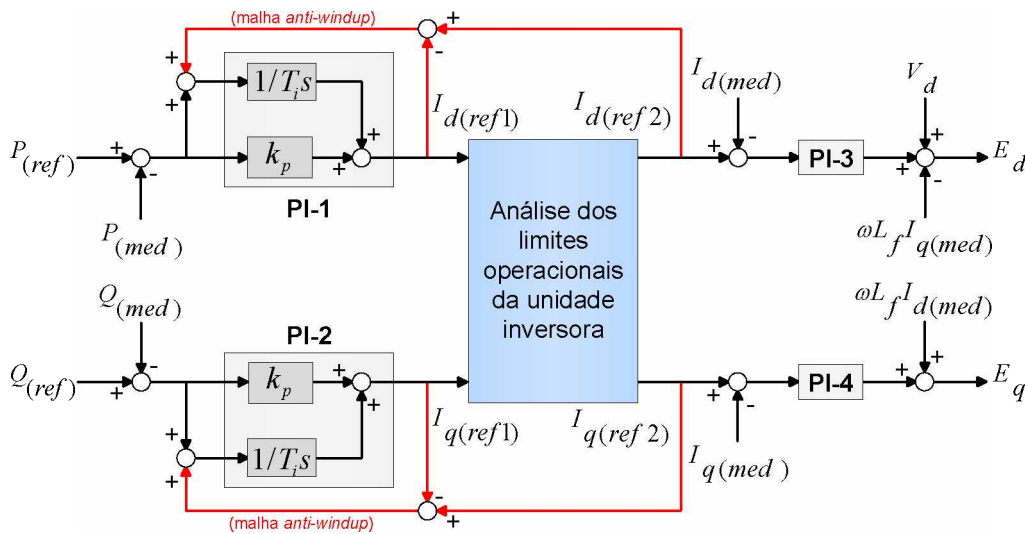


Figura 2.2 – Estrutura básica da estratégia de controle da unidade de inversão.

Conforme apresentado, a potência ativa de referência  $P_{(ref)}$  é comparada com o valor medido  $P_{(med)}$  e o erro resultante é utilizado como variável de entrada do controlador PI-1, o qual provê referência inicial para a corrente de eixo direto  $I_{d(ref1)}$  que se traduzirá em uma referência para potência ativa a ser transferida pela unidade inversora.

Ao mesmo tempo, para a malha inferior, o valor de referência  $Q_{(ref)}$  é comparado com a potência reativa  $Q_{(med)}$ . Por sua vez, o erro proveniente dessa comparação é submetido ao controlador

PI-2, o qual gera um sinal de referência inicial para a corrente de eixo em quadratura  $I_{q(ref1)}$ , que se traduzirá em uma referência para potência reativa a ser fornecida/absorvida pela unidade inversora.

Considerando que as referências de corrente de eixo direto e de eixo em quadratura correspondem às correntes a serem produzidas pela unidade inversora, surge a necessidade de verificar se tais valores não implicam na violação de sua capacidade térmica. Sendo assim, os sinais gerados pelos controladores PI-1 e PI-2 constituem as variáveis de entrada do bloco identificado na Figura 2.2 e detalhado na Figura 2.3, denominado por “Análise dos limites operacionais da unidade inversora”. Este visa:

- Verificar se os valores de referência determinados pelos controladores PI-1 e PI-2 não se traduzem na ultrapassagem da capacidade nominal da unidade inversora;
- Definir a prioridade operacional, caso as referências iniciais impliquem na ultrapassagem da capacidade nominal da unidade inversora. Nessa situação, o valor de referência para a corrente de eixo direto é conservado em detrimento do valor de referência para a corrente de eixo em quadratura, uma vez que o fluxo de potência ativa possui prioridade em relação ao fluxo de potência reativa. Dessa forma, o controle garante que a capacidade de corrente da unidade inversora seja utilizada em prol de seu propósito maior, que é o de transferir toda a potência ativa convertida pelo aerogerador à rede elétrica.

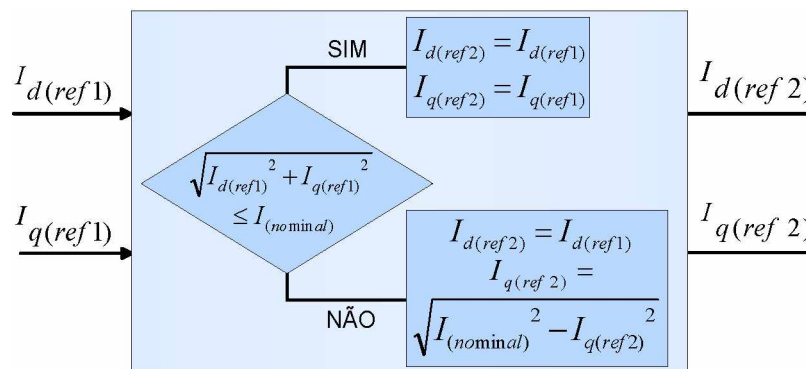


Figura 2.3 – Detalhamento do bloco “Análise dos limites operacionais da unidade inversora”.

Identifica-se na Figura 2.2, ainda, a presença de uma malha *anti-windup*, a qual se faz presente para interrupção do comportamento de integração dos controladores PI-1 e PI-2 caso a unidade inversora atinja sua capacidade nominal. A metodologia adotada no presente trabalho baseia-se no *anti-windup back calculation* [48], [49].

Quanto às referências finais para as malhas de controle de corrente de eixo direto  $I_{d(ref2)}$  e de eixo em quadratura  $I_{q(ref2)}$ , as mesmas são comparadas com as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura resultantes de medição. Os erros provenientes das comparações de tais grandezas são submetidos, respectivamente, aos controladores PI-3 e PI-4, os quais geram os valores de referência para as tensões de eixo direto  $V_d$  e de eixo em quadratura  $V_q$ . Por fim, destaca-se a inclusão dos termos

referentes ao acoplamento entre as malhas de controle como parcelas *feed-forward*, como proposto em [48], cujas variáveis de saída são as tensões de eixo direto  $E_d$  e de eixo em quadratura  $E_q$  a serem sintetizadas nos terminais de saída do inversor.

## 2.4 – Valores de referência das potências ativas e reativas

Como exposto, a ação do controle requer a determinação de valores de referência das potências ativas e reativas, que se apresentam como dados de entrada da malha de controle apresentada.

### a) Valor de referência para potência ativa

Este é obtido através da tensão do barramento de corrente contínua ( $V_{CC}$ ) do conversor de conexão [42], [50]. Uma vez que a tensão no *link* CC está diretamente relacionada com a potência injetada pela unidade de retificação, a qual não é contemplada no presente trabalho, a potência elétrica convertida pelo gerador eólico deve ser integralmente transferida para a rede elétrica com o auxílio da unidade inversora.

A Figura 2.4 ilustra o princípio de transferência de potência ativa através do conversor de conexão. Para controle da tensão, toda a corrente  $I_{CC}'$  extraída pela unidade de retificação deve ser injetada pela unidade de inversão na rede elétrica ( $I_{CC}''$ ).

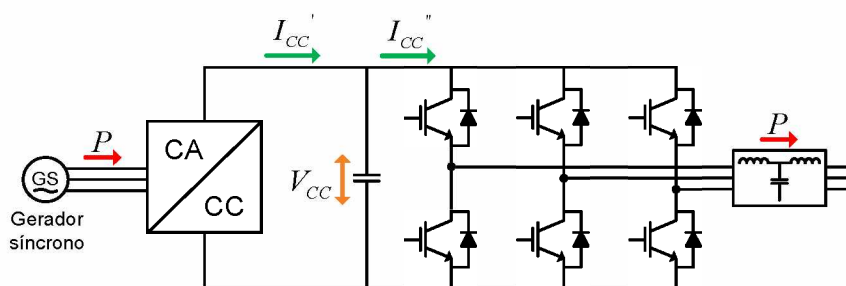


Figura 2.4 – Princípio de transferência de potência ativa através do conversor de conexão.

Assim, uma eventual diminuição da tensão no *link* de corrente contínua é causada por uma redução da potência extraída do vento pela turbina eólica. Nesse caso, o valor de referência de potência ativa é reduzido, de forma a diminuir a potência injetada no sistema elétrico pela unidade inversora, afim de manter constante e próxima de seu patamar nominal a tensão no *link* de corrente contínua do conversor. Por outro lado, um aumento da tensão no *link* CC é causado por um incremento na potência extraída do vento, o que deverá acarretar na elevação do valor de referência para a potência ativa  $P_{(ref)}$ , o qual pode ser obtido através da equação:



$$P_{(ref)} = \frac{V_{CC(med)} - V_{CC(ref)}}{V_{CC(ref)}} \quad (2.2)$$

Onde:  $V_{CC(med)}$  é a tensão medida e  $V_{CC(ref)}$  é a tensão de referência/nominal, ambas referentes ao *link* de corrente contínua.

**b) Valor de referência para potência reativa**

Esta grandeza é determinada com base no chamado controle *droop* [14], [51], o qual reproduz um comportamento dinâmico semelhante aos tradicionais geradores síncronos e seus reguladores de tensão [52].

De forma semelhante aos compensadores estáticos de reativos [53], uma vez detectadas as variações de tensão no ponto de acoplamento da unidade eólica, o despacho de potência reativa é determinado por uma curva similar à apresentada na Figura 2.5, cujo comportamento é definido pela equação (2.3).

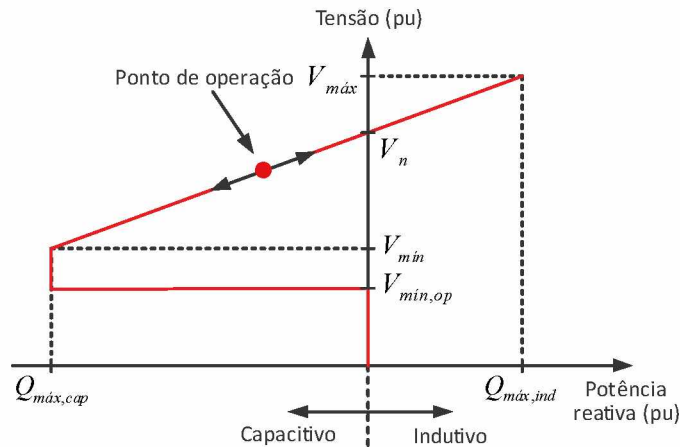


Figura 2.5 – Característica *droop* utilizada.

$$V_{PAC} - V_n = K_v (Q_{(ref)} - Q_n) \quad (2.3)$$

Onde:  $V_{PAC}$  é a tensão de linha no PAC;  $V_n$  é a tensão de linha nominal no mesmo ponto;  $Q_{(ref)}$  é a potência reativa de referência para a malha de controle;  $Q_n$  é a potência reativa a ser produzida para a tensão nominal; e  $K_v$  é o ganho da curva *droop*.

Considerando que as condições nominais para o fornecimento de potência reativa são dadas por  $V_n = 1$  pu e  $Q_n = 0$ , a equação (2.4) define o mecanismo para obtenção da referência para a malha de controle de potência reativa. Adicionalmente, o cálculo da constante  $K_v$  é realizado por meio da equação (2.5), a qual considera a faixa de variação da tensão no ponto de acoplamento, bem como os valores máximos para o despacho de potência reativa [40].

$$Q_{(ref)} = \frac{V_{PAC} - V_n}{K_v} \quad (2.4)$$

$$K_v = \frac{V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}}{Q_{m\acute{a}x,cap} + Q_{m\acute{a}x,ind}} \quad (2.5)$$

Onde:  $V_{m\acute{a}x}$  é a máxima tensão no PAC;  $V_{m\acute{i}n}$  é a tensão mínima;  $Q_{m\acute{a}x,cap}$  limite para a potência reativa capacitiva do conversor; e  $Q_{m\acute{a}x,ind}$  limite para a potência reativa indutiva.

Outro aspecto relacionado à definição dos valores de referência para o suprimento de potência reativa se caracteriza por situações operacionais em que os níveis de tensão no ponto de acoplamento do aerogerador são inferiores à  $V_{m\acute{i}n}$ . Sob tais condições, verifica-se que toda a capacidade da unidade inversora é empregada para o fornecimento de potência reativa, tendo em vista o suporte de tensão do sistema. Para níveis de tensão inferiores a  $V_{m\acute{i}n,op}$ , a estratégia de controle interrompe o fornecimento de potência reativa, de forma a não contribuir para correntes de curto-circuito.

Ressalta-se que, na prática, é possível também determinar a referência de potência reativa considerando o fator de potência constante, o que significa que o despacho de potência reativa é uma função da potência ativa.

## 2.5 – Sincronização com a rede elétrica

Para a determinação das variáveis  $E_d$  e  $E_q$ , torna-se indispensável a utilização de um processo de sincronização do controle que faça a detecção do módulo e ângulo de fase das tensões existentes no ponto de acoplamento do conversor de conexão.

Para a escolha da metodologia de sincronização a ser utilizada, é necessário levar em consideração que os sistemas elétricos são constantemente perturbados por variações de carga, curtos-circuitos, erros na operação de equipamentos elétricos, dentre outros. Além disso, o sistema elétrico é significativamente afetado pela operação dos conversores de conexão de sistemas de geração eólica, principalmente em ocasiões onde os mesmos podem participar ativamente na manutenção da frequência e da tensão da rede elétrica.

Nesse contexto, as variáveis da rede elétrica não podem ser tratadas como grandezas constantes, mas sim, devem ser monitoradas continuamente, de forma rápida e precisa, a fim de sincronizar constantemente a unidade de inversão com a rede elétrica. Dentre os vários processos e estruturas propostas na literatura para determinação dessas variáveis, destaca-se as tecnologias conhecidas por *Phase-Locked Loop* – PLL e *Frequency-Locked Loop* – FLL, as quais possuem diversas variações e podem ter elementos complementares incorporados em suas estruturas, a exemplo de filtros adaptativos [14], [41], [54]-[66].

O recurso PLL é apropriado no contexto da presente dissertação, uma vez que o mesmo é comumente utilizado em casos onde o controle do conversor é baseado em controladores PI, para os quais o ângulo de fase das tensões é a variável mais importante [63]. Assim, para satisfazer as necessidades apontadas no presente trabalho, o método escolhido para sincronização da unidade de inversão com a rede elétrica é o DDSRF-PLL – *Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*, o qual poderá ser facilmente discretizado quando for aplicado em um sistema de controle discreto. A metodologia DDSRF é empregada numa tentativa de contornar efeitos de desequilíbrios de tensões no ponto de acoplamento da unidade de inversão, fazendo uso das transformadas de Clarke ( $\alpha\beta 0$ ) e de Park ( $dq0$ ) [14], [61], [63], [67], [68].

A Figura 2.6 mostra as componentes de tensão de sequência positiva e de sequência negativa de eixo direto e de eixo em quadratura, como proposto pela metodologia DSRF. Vale ressaltar que, em se tratando de um conversor trifásico a três fios, desconsidera-se componentes de sequência zero, importando somente as componentes  $dq^+$  e  $dq^-$  para o método de sincronização e controle do equipamento.

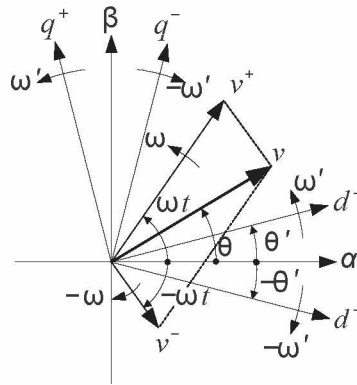


Figura 2.6 – Vetores de tensão e eixos considerados pela metodologia DSRF.

O método assume que a posição angular do sistema de referência  $dq$  de sequência positiva ( $dq^+$ ) corresponde à posição angular do vetor de sequência positiva da tensão ( $v^+$ ). Assim sendo, se  $\theta' = \omega t$ , o vetor da tensão  $v$  pode ser representado como [14], [54], [68]:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \mathbf{v}_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = [T_{dq^+}] \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V^+ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V^- \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \sin(-2\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = [T_{dq}^-] v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & -\sin(\theta') \\ \sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V^+ \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V^- \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Onde:  $\theta'$  é o ângulo obtido através do PLL;  $V^+$  é a amplitude da tensão de sequência positiva;  $V^-$  é a amplitude da tensão de sequência negativa; e  $\omega$  é a frequência angular da rede elétrica.

As expressões (2.7) e (2.8) demonstram que os valores de  $v_{dq}^+$  e  $v_{dq}^-$  estão em consonância com as amplitudes de  $v^+$  e  $v^-$ . Outro ponto de destaque é a presença dos termos  $2\omega$  nas equações postas, os quais resultam do acoplamento de dois sistemas de referência distintos, cujos vetores giram com mesma velocidade e sentidos opostos.

Afim de cancelar completamente os efeitos das variáveis de frequência dupla, utilizam-se as expressões (2.9) e (2.10), conforme apresentado em [14], [54], [68]. Como indicado nas equações, a amplitude dos termos variantes no tempo presentes em  $v_{dq}^+$  dependem dos termos constante presentes em  $v_{dq}^-$ , e vice-versa.

$$\begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_d^+ \\ \bar{v}_q^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_d^+ \\ \tilde{v}_q^+ \end{bmatrix} = V^+ \begin{bmatrix} \cos(\phi^+) \\ \sin(\phi^+) \end{bmatrix} + V^- \cos(\phi^-) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V^- \sin(\phi^-) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_d^- \\ \bar{v}_q^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_d^- \\ \tilde{v}_q^- \end{bmatrix} = V^- \begin{bmatrix} \cos(\phi^-) \\ \sin(\phi^-) \end{bmatrix} + V^+ \cos(\phi^+) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V^+ \sin(\phi^+) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Onde:  $\bar{v}_{dq}^+$  e  $\bar{v}_{dq}^-$  são os termos constantes;  $\tilde{v}_{dq}^+$  e  $\tilde{v}_{dq}^-$  são os termos oscilantes;  $\phi^+$  e  $\phi^-$  são os ângulos das tensões de sequência positiva e negativa, respectivamente.

Uma vez identificadas todas as variáveis presentes nas equações (2.9) e (2.10), o desacoplamento e obtenção dos termos constantes no tempo necessários para execução do PLL podem ser obtidos como indicado na Figura 2.7, em consonância com as equações (2.11) e (2.12). Nesse processo, os efeitos dos termos oscilantes da tensão de sequência negativa  $v^-$  nos termos constantes presentes em  $v_{dq}^+$  são cancelados. De forma semelhante, os efeitos das variáveis oscilantes de  $v_{dq}^-$  são anulados.

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_d^+ \\ \bar{v}_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} + \bar{v}_d^{-(f)} \begin{bmatrix} -\cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + \bar{v}_q^{-(f)} \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ -\cos(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_d^- \\ \bar{v}_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} + \bar{v}_d^{+(f)} \begin{bmatrix} -\cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} + \bar{v}_q^{+(f)} \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ -\cos(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$



Onde:  $\bar{v}_{dq}^+$  e  $\bar{v}_{dq}^-$  são os termos constantes de sequência positiva e negativa, respectivamente;  $\bar{v}_{dq}^{+(f)}$  e  $\bar{v}_{dq}^{-(f)}$  são as amplitudes das tensões de sequência positiva e negativa, respectivamente, obtidas através de um processo de filtragem.

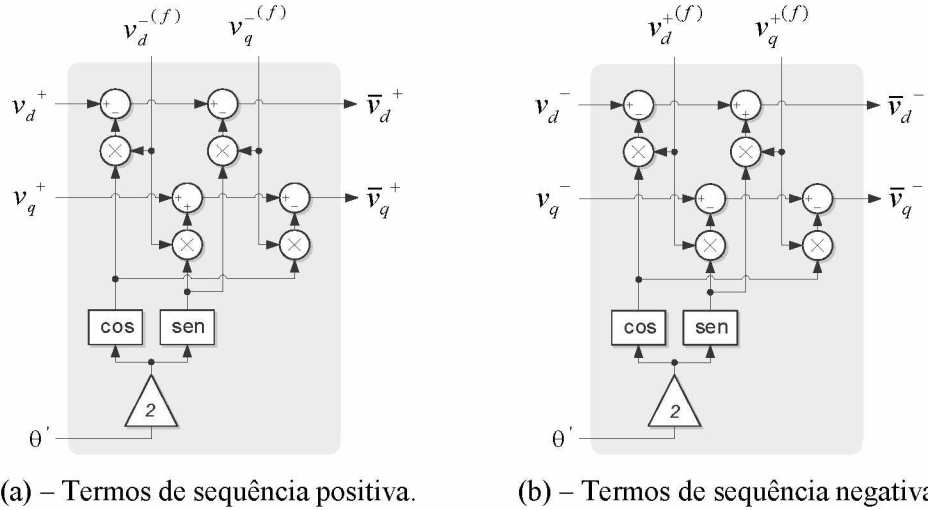


Figura 2.7 – Diagramas para eliminação dos termos oscilantes.

O processo de filtragem para obtenção das componentes  $\bar{v}_{dq}^{+(f)}$  e  $\bar{v}_{dq}^{-(f)}$  é realizado por um filtro cuja função de transferência  $FPB(s)$  é apresentada pela equação (2.13), com frequência de corte ( $\omega_f$ ) dependente da frequência da rede elétrica ( $\omega_{rede}$ ), conforme equação (2.14) [14]. A filtragem dos termos constantes é necessária uma vez que as distorções harmônicas de tensão podem influenciar o processo de sincronização do conversor de conexão com a rede elétrica [69].

$$FPB(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (2.13)$$

$$\omega_f = \frac{\omega_{rede}}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

Finalmente, a Figura 2.8 apresenta o diagrama esquemático completo do DDSRF-PLL. Para exemplificação das características básicas do método de sincronização escolhido, a figura a seguir apresenta a resposta do DDSRF-PLL cujas tensões de entrada foram submetidas à uma variação brusca de amplitude e ângulo de fase.

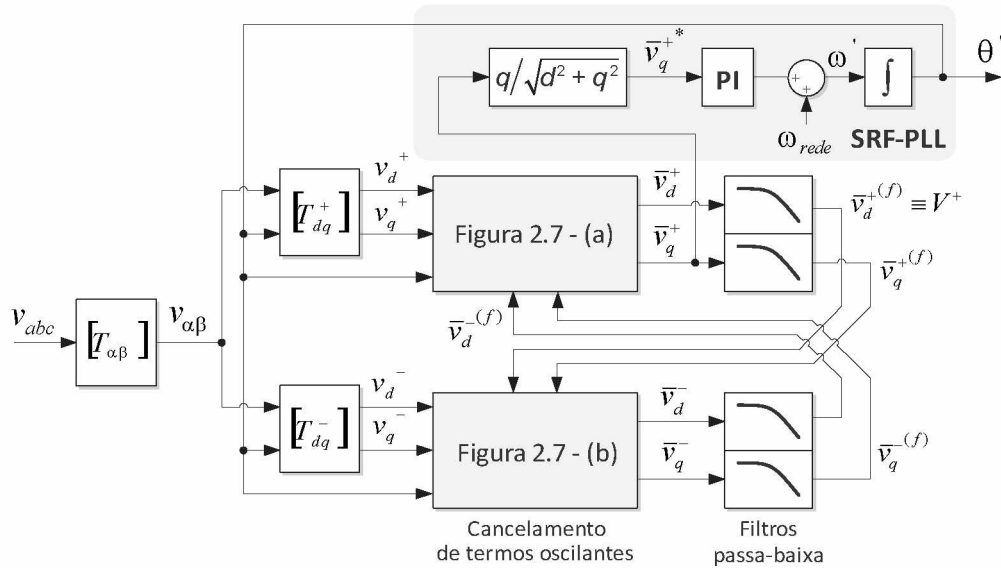


Figura 2.8 – Diagrama esquemático DDSRF-PLL.

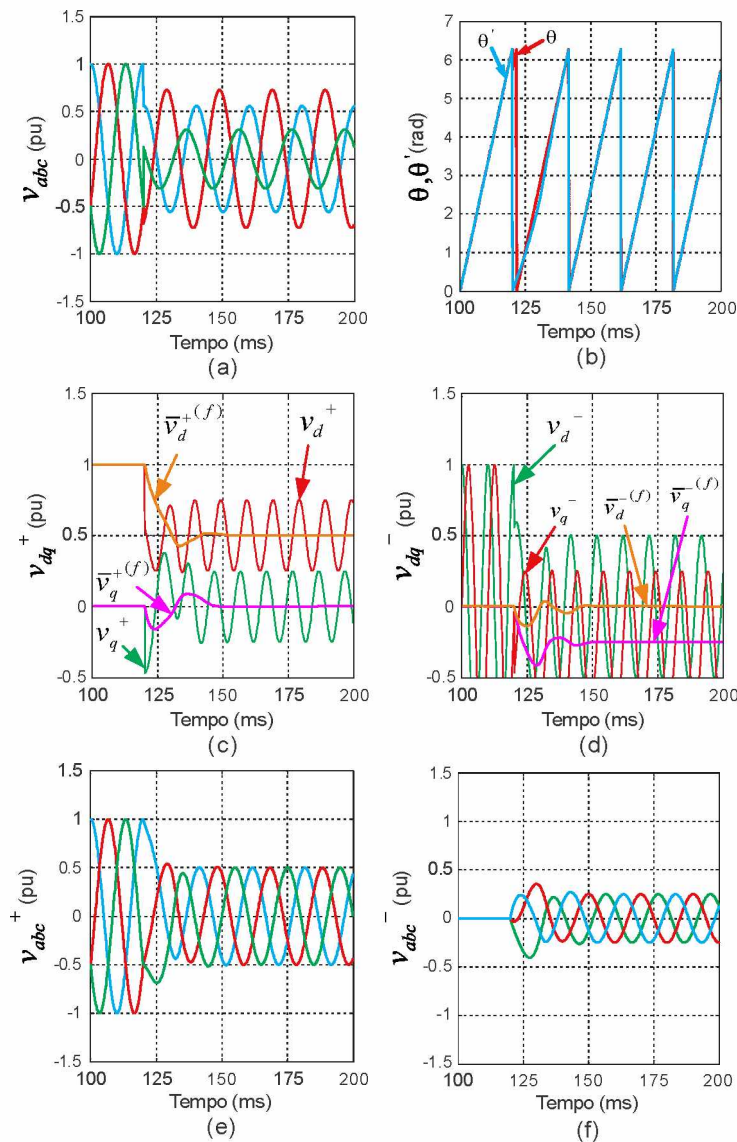


Figura 2.9 – Resposta do método DDSRF-PLL diante de uma variação da tensão: (a) – tensões trifásicas de entrada; (b) – ângulo de fase detectado; (c) – sinais  $dq$  de sequência positiva; (d) – sinais  $dq$  de sequência negativa; (e) – tensões de sequência positiva; (f) – tensões de sequência negativa.

Como indicado, o processo de sincronização é capaz de calcular o ângulo de fase das tensões em um intervalo de tempo inferior à meio ciclo. Outras informações relacionadas com métodos de sincronização e as demais características específicas do DDSRF-PLL podem ser obtidas em [14], [70], e por essa razão não são explorados no presente trabalho.

## 2.6 – Medição e transformação de grandezas

Outro aspecto merecedor de destaque se refere ao mecanismo de transformação das grandezas medidas exigidas pela estratégia de controle, o qual pode ser representado através do diagrama apresentado na Figura 2.10. Destaca-se o uso da transformada de Park para o cálculo da potência reativa instantânea, a qual é calculada a partir das variáveis de eixo direto e de eixo em quadratura [14], [71], [72].

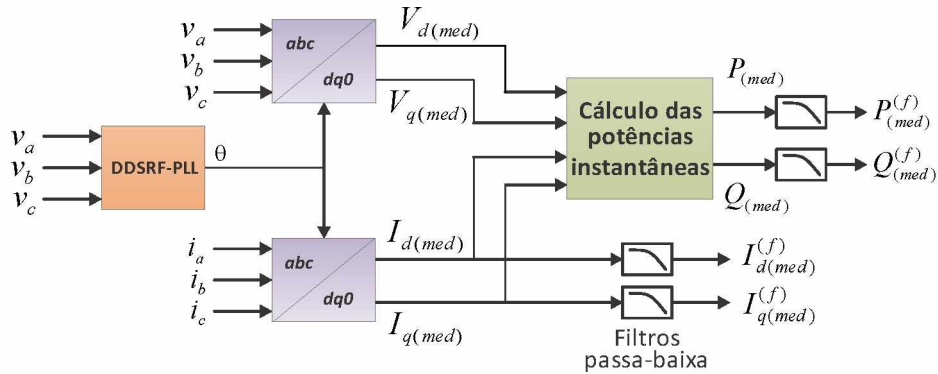


Figura 2.10 – Transformação de grandezas e cálculo da potência reativa.

Para conversão das grandezas de fase ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ) em grandezas de eixo direto e de eixo em quadratura ( $d$  e  $q$ ) utiliza-se o método de sincronização escolhido (DDSRF-PLL) e a matriz de transformação  $T_{dq}$  com indicado nas equações (2.15) e (2.16):

$$\mathbf{v}_{dq} = [T_{dq}] [\mathbf{v}_{\alpha\beta}] \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Mais uma vez, ressalta-se que as variáveis de sequência zero podem ser desconsideradas. Salienta-se, também, que as variáveis de eixo direto e de eixo em quadratura das correntes  $a$ ,  $b$  e  $c$  são obtidas por equações similares.

A partir das variáveis calculadas, pode-se obter as potências ativa e reativa medidas, cujos cálculos são realizados conforme apresentado pelas equações (2.17) e (2.18) [14]:

$$P_{(med)} = \frac{3}{2} (V_{d(med)} I_{d(med)} - V_{q(med)} I_{q(med)}) \quad (2.17)$$

$$Q_{(med)} = \frac{3}{2} (V_{d(med)} I_{q(med)} - V_{q(med)} I_{d(med)}) \quad (2.18)$$

Isto posto, vale destacar que um processo de filtragem é utilizado para obtenção componentes fundamentais dos sinais, numa tentativa de minimizar a influência das distorções harmônicas existentes nas variáveis medidas, conforme mostrado na Figura 2.10 [71].

## 2.7 – Ajuste dos controladores

Uma vez definida a estratégia de controle, é necessário estabelecer a metodologia de ajuste dos controladores PI previamente apresentados pela Figura 2.2, a qual toma como base o diagrama de blocos da Figura 2.11.

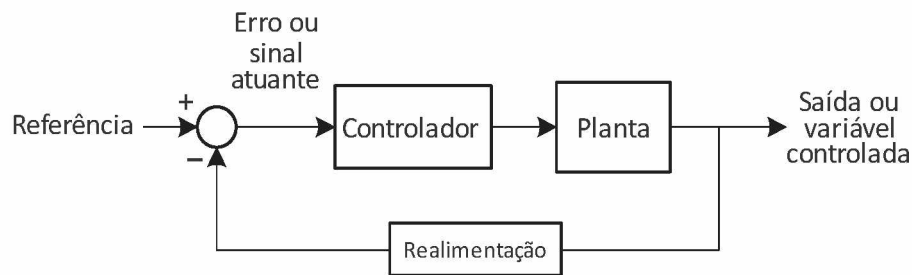


Figura 2.11 – Diagrama de blocos genérico de um sistema de controle de malha fechada.

Assim, para adequação dos controladores é necessário o estabelecimento da função de transferência da unidade inversora, cuja representação pode ser feita com base no filtro LCL de conexão (Figura 2.12), resultando na equação (2.19), a qual relaciona a corrente injetada pela unidade de inversão e a tensão produzida em seus terminais.

$$\frac{I_2(s)}{E(s)} = \frac{(R_3 C_f s + 1)}{\{L_1 L_2 C_f s^3 + [R_3(L_1 + L_2) + R_1 L_2 + R_2 L_1] C_f s^2 + [C_f(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) + L_1 + L_2] s + (R_1 + R_2)\}} \quad (2.19)$$

Onde:  $I_2$  é a corrente de saída do conversor;  $E$  é a tensão produzida nos terminais de saída do inversor;  $R_1$  é a resistência do lado do conversor;  $R_2$  é a resistência do lado da rede;  $L_1$  é a indutância do lado do conversor;  $L_2$  é a indutância do lado da rede;  $C_f$  é a capacitância do filtro;  $R_3$  é a resistência de amortecimento do filtro.

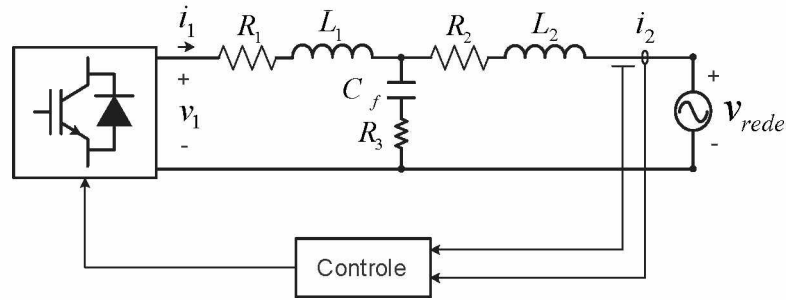


Figura 2.12 – Diagrama para determinação da função de transferência da unidade inversora.

Tendo em vista que o filtro LCL se destina a atenuar as componentes harmônicas de alta frequência, as quais se encontram nas vizinhanças da frequência de chaveamento, em sua modelagem, para fins de determinação dos ganhos dos controladores de corrente em frequência fundamental, pode-se desconsiderar a influência do capacitor. Tal argumento é justificado através da Figura 2.13, a qual apresenta a resposta em frequência do filtro. Observa-se que, para baixas frequências, a presença do capacitor é irrelevante para o comportamento do filtro.

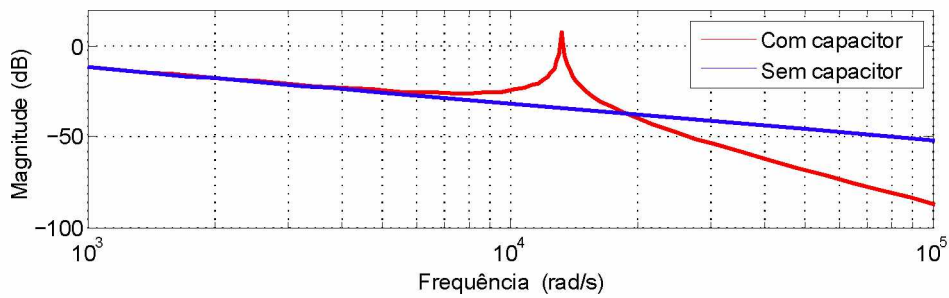


Figura 2.13 – Comportamento do filtro LCL em função da frequência.

Assim sendo, a relação entre a tensão de saída da unidade inversora e do filtro LCL pode ser expressa por:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Onde:  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões de fase na saída do filtro LCL;  $e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  são as tensões produzidas nos terminais de saída da unidade inversora;  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são as correntes que circulam entre inversor e rede elétrica;  $R_f$  e  $L_f$  são, respectivamente, a resistência e a indutância totais do filtro.

Uma vez que o controle da unidade inversora é embasado em componentes  $dq$ , é necessário converter a equação (2.20) para obtenção das componentes de eixo direto e em quadratura [14]:

$$v_d = e_d - R_f i_d - L_f \frac{di_d}{dt} + \omega L_f i_q \quad (2.21)$$

$$v_q = e_q - R_f i_q - L_f \frac{di_q}{dt} + \omega L_f i_d \quad (2.22)$$

Onde:  $v_d$  e  $v_q$  são, respectivamente, as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura na saída do filtro LCL;  $e_d$  e  $e_q$  são, respectivamente, as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura produzidas pela unidade inversora,  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura que circulam através do filtro;  $\omega$  é a frequência angular da rede elétrica.

Finalmente, aplicando a transformada de Laplace nas equações (2.21) e (2.22), é possível obter as funções de transferência referentes à saída da unidade inversora, tal como apresentado nas equações (2.23) e (2.24), as quais se destinam à determinação das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura em função da tensão gerada. Deve-se ressaltar que os termos existentes nas equações (2.21) e (2.22) e que não constam em (2.23) e (2.24) são inseridos na estrutura de controle como parcelas do tipo *feed-forward* [14], [73].

$$\frac{I_d(s)}{E_d(s)} = \frac{1}{R_f + sL_f} \quad (2.23)$$

$$\frac{I_q(s)}{E_q(s)} = \frac{1}{R_f + sL_f} \quad (2.24)$$

As expressões anteriores viabilizam a implementação de duas malhas de controle independentes, as quais se destinam ao ajuste das correntes de eixo direto e eixo em quadratura, em torno de um valor de referência. Tal consideração permite a construção do diagrama de blocos apresentado na Figura 2.14, o qual pode ser utilizado para a determinação das grandezas  $K_{p(3,4)}$  e  $T_{i(3,4)}$  dos controladores PI-3 e PI-4 utilizados e previamente apresentados na Figura 2.2. Além do mais, o sistema de medição é representado através de um atraso de primeira ordem, cuja constante de tempo é  $T_m$ .

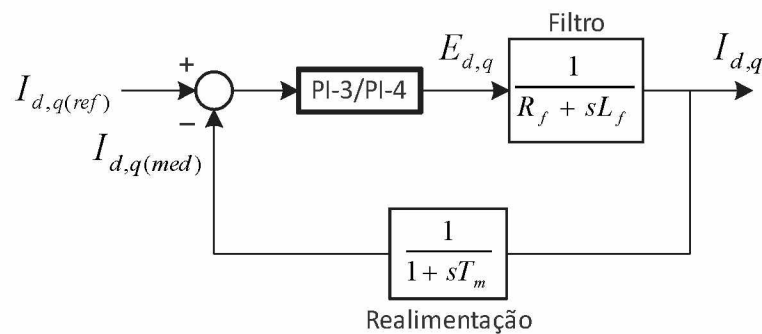


Figura 2.14 – Diagrama de blocos para controle das correntes de eixo direto e quadratura (malhas de controle externas).



Uma vez definido o mecanismo de ajuste das correntes produzidas pelo inversor, é necessária a determinação dos controladores das malhas de controle externas, os quais produzem as referências de corrente necessárias nas malhas de controle internas.

No que diz respeito à determinação de uma referência para despacho de potência ativa, ou à regulação da tensão no *link* CC, a equação (2.25), obtida a partir do balanço de potências no capacitor do elo de corrente contínua, apresenta a função de transferência que relaciona a corrente de eixo direto com a tensão no ponto em pauta.

$$\frac{V_{CC}(s)}{I_d(s)} = \frac{1}{sC} \quad (2.25)$$

Assim, através da metodologia de controle em cascata, pode-se obter o diagrama de blocos apresentado na Figura 2.15, o qual é destinado à sintonia dos parâmetros  $K_{p(1)}$  e  $T_{i(1)}$  do controlador PI-1.

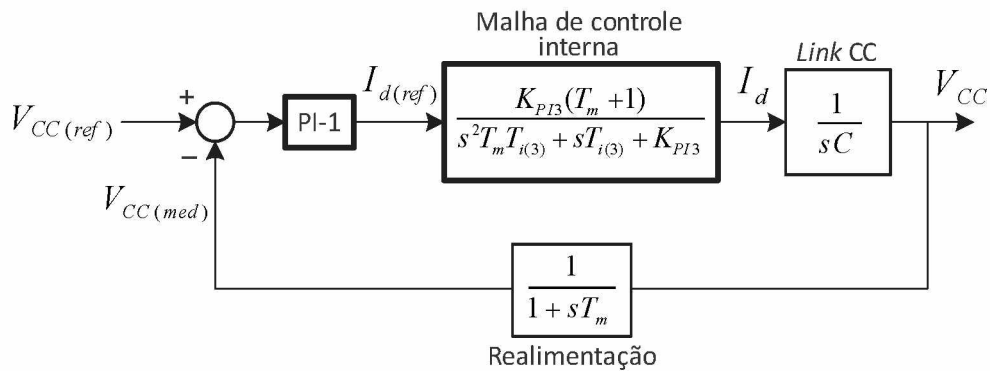


Figura 2.15 – Diagrama de blocos para controle da tensão do elo de corrente contínua (malha de controle interna).

Por fim, a Figura 2.16 apresenta o diagrama de blocos referente à malha de controle de potência reativa.

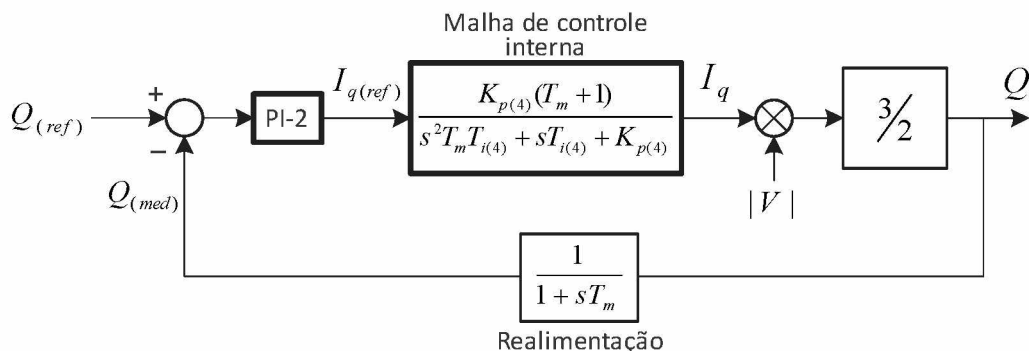


Figura 2.16 – Modelo para ajuste do fluxo de potência reativa (malha de controle interna).

Após a definição de todos os diagramas de blocos, as constantes dos controladores foram determinadas de forma empírica, com base no tempo de resposta necessário para estabilização de toda a malha de controle, em função de uma entrada do tipo degrau.

## 2.8 – Estratégia de chaveamento

Uma vez que a malha de controle da unidade inversora é responsável pela determinação das tensões  $E_d$  e  $E_q$ , faz-se necessária a transformação inversa para obtenção das tensões trifásicas  $e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  a serem sintetizadas nos terminais de saída do equipamento. Como apresentado na Figura 2.17, tais variáveis constituem a entrada de uma estratégia de geração de pulsos chamada de modulação por largura de pulso senoidal, ou *Sinusoidal Pulse Width Modulation* – SPWM, a qual promove o acionamento das chaves semicondutoras da unidade de inversão.

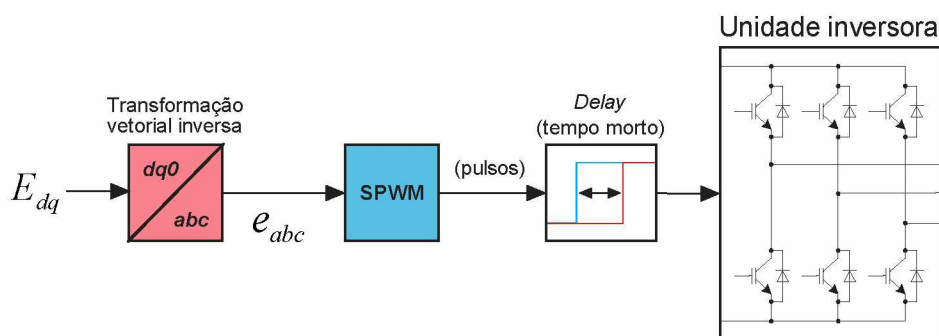


Figura 2.17 – Estratégia de chaveamento utilizada.

Na técnica SPWM, a tensão de saída é controlada pela variação dos períodos, nos estados físicos ligado e desligado, de modo que os períodos ligados (largura de pulso) sejam mais longos no pico da onda. Os tempos de chaveamento são determinados como indicado na Figura 2.18, onde  $v_{mod(abc)}$  são ondas senoidais de modulação de referência, cuja frequência corresponderá àquela desejada na saída do inversor. Para isso, uma portadora de alta frequência com onda triangular  $v_p$ , a qual é independente das moduladoras (SPWM assíncrono) [74]-[76], é comparada com as ondas senoidais de referência. Os pontos de chaveamento são determinados pela interseção das ondas de  $v_{mod(abc)}$  e  $v_p$ . A largura de pulso é definida pelo tempo durante o qual  $v_{mod} > v_p$  no semiciclo positivo e  $v_{mod} < v_p$  no semiciclo negativo de  $v_{mod}$ .

Deve-se destacar ainda a inclusão de atrasos nos pulsos enviados às chaves semicondutoras da unidade inversora, cujo objetivo é a inclusão do chamado “tempo morto”, característica que se faz necessária em equipamentos comerciais para impedir que duas chaves de um mesmo braço do conversor conduzam de forma simultânea, evitando que o barramento de corrente contínua do equipamento seja submetido a um curto-circuito. Outras características do “tempo morto” e da metodologia de chaveamento SPWM serão consideradas no Capítulo IV.



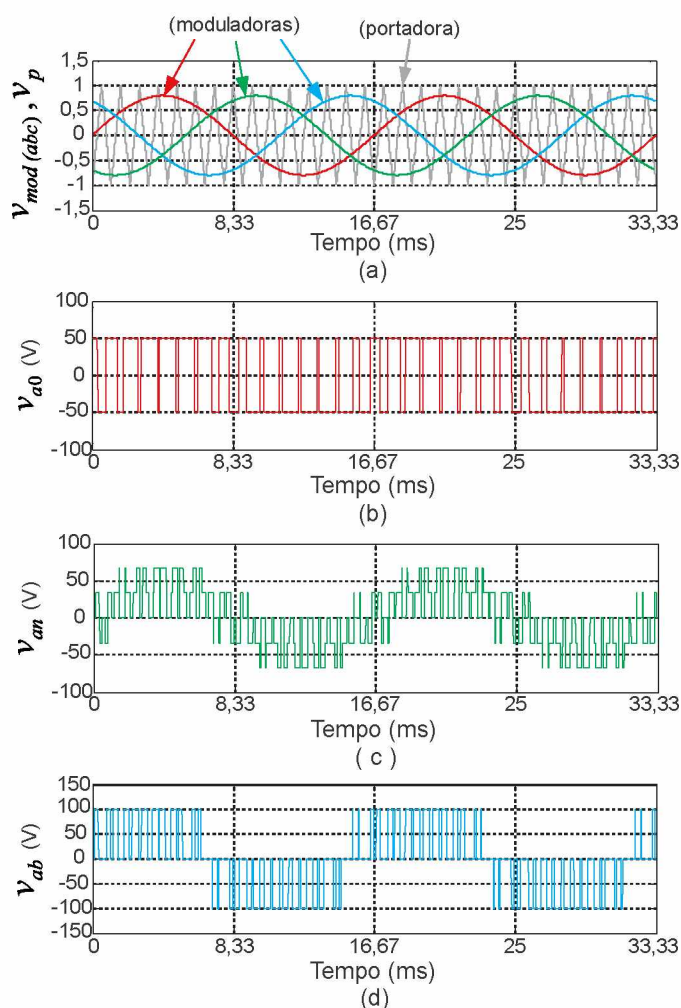


Figura 2.18 – Princípio de funcionamento do SPWM para inversor trifásico de dois níveis; (a) – formas de onda das moduladoras e da portadora; (b) – tensão resultante entre fase *a* e neutro do inversor; (c) – tensão resultante entre fase *a* e neutro da carga; (d) – tensão resultante entre fases *a* e *b*.

## 2.9 – Implementação computacional

Uma vez apresentados os modelos físicos dos diversos componentes que constituem uma unidade inversora típica de um sistema de geração eólica, torna-se possível a implementação computacional do modelo matemático em um *software* para realização de simulações das condições de operação esperadas. Diante dessa conjuntura, o ATP – *Alternative Transient Program* foi escolhido devido à sua grande flexibilidade e importância na realização de estudos em sistemas elétricos de potência.

Tomando como base as características do conversor de conexão de um sistema de geração eólica e as características do *software* ATP, bem como algumas simplificações julgadas como apropriadas no que concerne os objetivos do presente trabalho, a Figura 2.19 apresenta o diagrama que representa a unidade de inversão e seu controle correspondente, bem como os demais componentes necessários para a análise dos resultados.

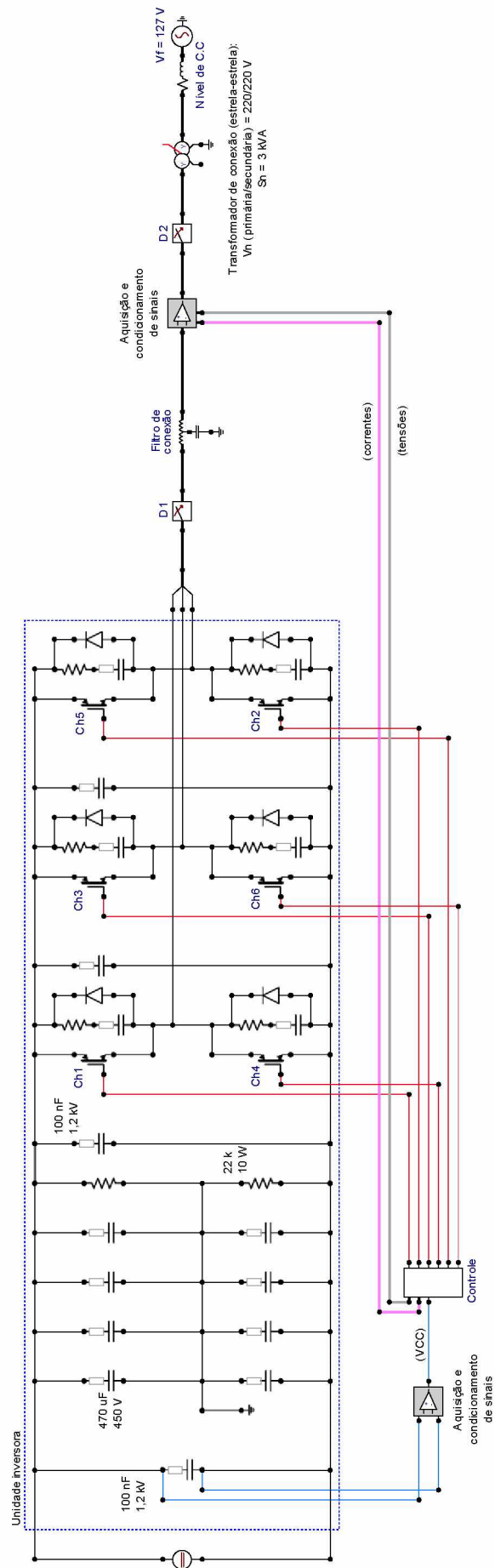


Figura 2.19 – Diagrama da simulação computacional da unidade inversora.

O controle do conversor de conexão, disponibilizado no Apêndice I, cujo diagrama esquemático simplificado é apresentado pela Figura 2.20, foi implementado por meio da rotina MODELS.

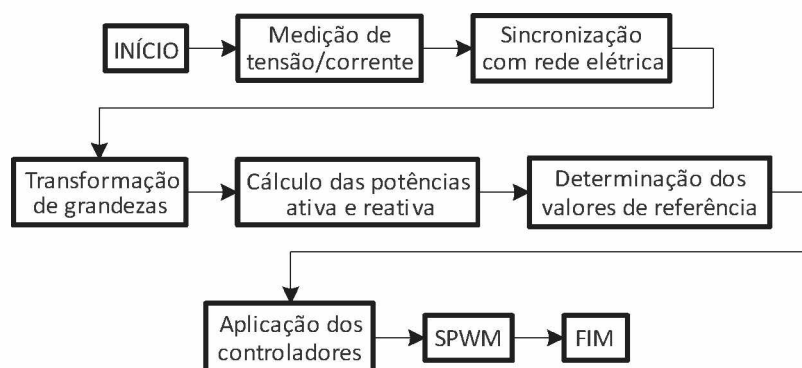


Figura 2.20 – Fluxograma simplificado do controle implementado.

Outro ponto meritório de esclarecimento é que, apesar da modelagem computacional ser baseada em [40], os parâmetros nominais e as outras características foram modificados para adequação com a estrutura laboratorial existente, a qual será apresentada no Capítulo III.

### 2.10 – Considerações finais

O presente capítulo apresentou os fundamentos matemáticos relativos ao funcionamento da unidade inversora de um sistema de geração eólica à máquina síncrona, bem como as estruturas de controle e metodologias para ajustes de controladores.

Tendo em vista a fundamentação apresentada, as seguintes considerações pontuais se apresentam como resultados dos desenvolvimentos aqui realizados:

- Quanto a composição adotada para a modelagem do conversor de conexão, essa se mostra em total consonância com a estrutura utilizada em unidades eólicas comerciais;
- A estratégia básica de controle está em consonância com as metodologias clássicas empregadas nos equipamentos comerciais;
- O método de sincronização do conversor de conexão com a rede elétrica foi escolhido com o auxílio da vasta fonte de informações disponíveis na literatura técnica especializada. A opção pelo DDSRF-PLL se mostrou concordante com a metodologia de controle e com os objetivos do presente trabalho;
- O mecanismo de transformação das grandezas medidas foi fundamentado nas teorias clássicas de cálculo de potências e, uma vez discutido em diversos trabalhos já publicados, está em total concordância com as aplicações aqui trabalhadas;

- Quanto a estratégia de chaveamento adotada, esta é empregada em diversos equipamentos comerciais e é constantemente utilizada em aplicações na eletrônica de potência e, dessa forma, suas características são amplamente conhecidas;
- Por fim, a implementação computacional no *software* ATP foi possível graças à sua flexibilidade, permitindo a modelagem tanto dos equipamentos de potência quanto do controle do conversor de conexão. Vale ressaltar que a validação do modelo será feita no Capítulo III, com o auxílio de um protótipo experimental a ser apresentado e discutido.

# Implementação Experimental da Unidade de Geração Eólica e Validação da Estratégia de Controle

### 3.1 – Considerações iniciais

Uma vez realizada a modelagem matemática e a implementação computacional da unidade inversora de um sistema de geração eólica, assim como seu sistema de controle, o presente capítulo encontra-se alicerçado na concepção, desenvolvimento e montagem de uma estrutura laboratorial. Assim procedendo torna-se factível a representação do complexo físico de conexão de uma unidade de geração eólica e a realização de estudos experimentais de desempenho, visando, sobretudo, o estabelecimento de meios para validação das proposições exploradas.

Assim sendo, o presente capítulo possui como objetivos principais:

- A descrição geral da composição do arranjo laboratorial estabelecido;
- O ajuste dos controladores e do método de sincronização do inversor com a rede elétrica, tomando como base a teoria clássica de controle digital;
- A realização de testes de desempenho da bancada para validação do modelo computacional previamente estabelecido.

### 3.2 – Estrutura física do arranjo laboratorial

Em consonância com os objetivos desta dissertação, apresenta-se, na Figura 3.1, uma representação esquemática dos componentes constituintes do protótipo, o qual oferecerá os recursos necessários para a operação de uma unidade inversora cujas características são análogas àquelas utilizadas em sistemas de geração eólica comerciais.

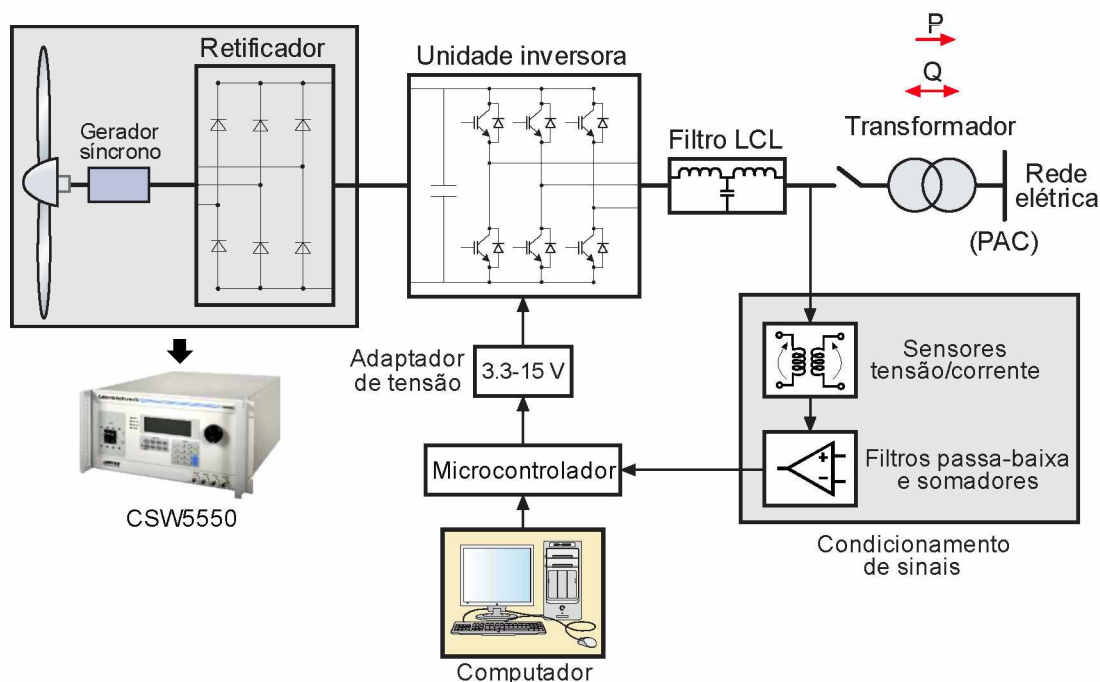


Figura 3.1 – Representação esquemática da estrutura em laboratório.

Basicamente, o protótipo é constituído por unidades de potência e unidades de controle. As unidades de potência são: inversor, filtro de acoplamento, transformador e fonte programável CSW5550 da California Instruments [77], esta última utilizada para representação da turbina eólica, do gerador síncrono e unidade de retificação. Estes componentes são necessários para representação do processo da transferência da energia ativa produzida pelo gerador síncrono à rede elétrica. Há ainda as placas de condicionamento de sinais, o microcontrolador e o computador, os quais constituem as unidades de controle necessárias para aquisição das tensões e correntes no ponto de conexão do inversor e pela integração do algoritmo de controle e cálculo em tempo real.

A seguir, são apresentadas as principais características dos componentes do protótipo e da estrutura estabelecida em ambiente laboratorial.

➤ **Unidade de potência do inversor**

A Figura 3.2 apresenta o conjunto SPCIT 1000-80-15 [78], fabricado pela Supplier. O equipamento apresenta as seguintes características:

- Inversor trifásico de dois níveis;
- Chaves semicondutoras: IGBT (Figura 3.3) [79];
- Ventilador integrado ao sistema de dissipação de calor;
- Termostato para proteção térmica;
- Tensão máxima de entrada ( $V_{CC}$ ): 800 V;
- Capacitância total do *link* CC: 940,4  $\mu$ F;
- Frequência máxima de comutação  $f_{(comutação)}$ : 20 kHz;
- Frequência fundamental do sinal de saída: 30-150 Hz;
- Tensão de saída  $V_{(saída)}$ : 0-380 V (fase-fase);
- Corrente máxima de saída: 15,2 A (para  $V_{(saída)} = 380$  V,  $V_{CC} = 800$  V,  $f_{(comutação)} = 10$  kHz, conforme Figura 3.4);
- Potência máxima de saída: 10 kVA.



Figura 3.2 – Componentes de potência da unidade inversora.



Figura 3.3 – Braço IGBT LUH100G1201.



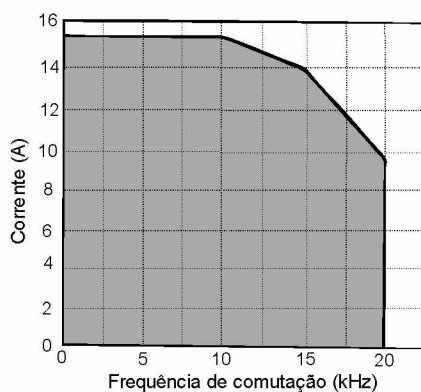


Figura 3.4 – Capacidade de corrente de saída em função da frequência de comutação do inversor (para  $V_{CC} = 800$  V).

O acionamento das chaves é realizado pelo DRO100D25A (Figura 3.5), um driver de dois canais projetado para comandar chaves IGBT de até 1200 V e operar com frequência de comutação de até 100 kHz [80]. Os dois canais são independentes e isolados, possibilitando a operação individual de cada uma das chaves. O *driver* possui proteção contra curto-circuito das chaves de potência e permite o intertravamento entre os dois canais, com tempo morto (*dead-time*) ajustável.

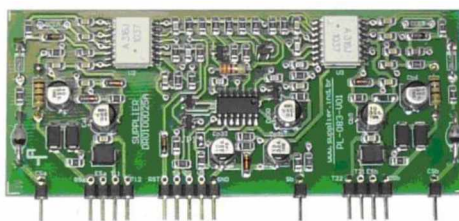


Figura 3.5 – Gate driver DRO100D25A.

Vale ressaltar que os níveis de tensão da entrada dos *Gate drivers* não são compatíveis com as saídas digitais do microcontrolador, tornando assim necessário um adaptador de tensão que converte pulsos de 3,3 V para 15 V.

#### ➤ Filtro de conexão

A Figura 3.6 apresenta os indutores e capacitores utilizados na composição do filtro LCL. Os componentes possuem as seguintes características:

- Indutância total: 3,967 mH;
- Resistência total: 0,42  $\Omega$ ;
- Capacitância: 5,725  $\mu$ F.





Figura 3.6 - Filtro LCL de conexão.

➤ **Transformador de acoplamento**

A Figura 3.7 o transformador de conexão utilizado no arranjo laboratorial. O mesmo possui as seguintes características:

- Potência nominal: 3 kVA;
- Tensões nominais de linha: 220/220 V;
- Corrente nominal: 7,87 A;
- Impedância percentual: 9,9 %;
- Resistência percentual: 9,7 %.



Figura 3.7 – Transformador de acoplamento (estrela-estrela).

➤ **Microcontrolador**

A Figura 3.8 apresenta o microcontrolador empregado para implementação do controle da unidade inversora. Optou-se pela utilização do modelo TMS320F28335 da Texas Instruments, comumente encontrado em sistemas destinados ao controle de dispositivos e processamento de informações em tempo real [81], [82].

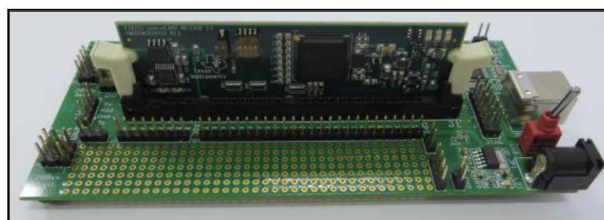


Figura 3.8 – Microcontrolador TMS320F28335.

As principais características do TMS320F28335 são:

- *Analog to Digital Converter – ADC*: 16 canais (12 bits);
- Cálculos em ponto fixo e ponto flutuante de 32 bits;
- Memória RAM: 68 kB;
- Memória Flash: 512 kB;
- Frequência de processamento de 150 MHz;
- Programação a partir do *software CCS – Code Composer Studio*, com suporte para as linguagens C/C++.

#### ➤ Condicionadores de sinais

A Figura 3.9 mostra que o condicionamento de sinais é realizado por três etapas distintas:

- 1) Adaptação dos níveis de tensão e de corrente e isolamento elétrica;
- 2) Filtragem dos sinais de tensão e de corrente para prevenção de erros na reprodução dos mesmos, quando adquiridos pelo microcontrolador;
- 3) Adaptação dos sinais em concordância com os limites da faixa de tensão requerida pelo ADC do microcontrolador.

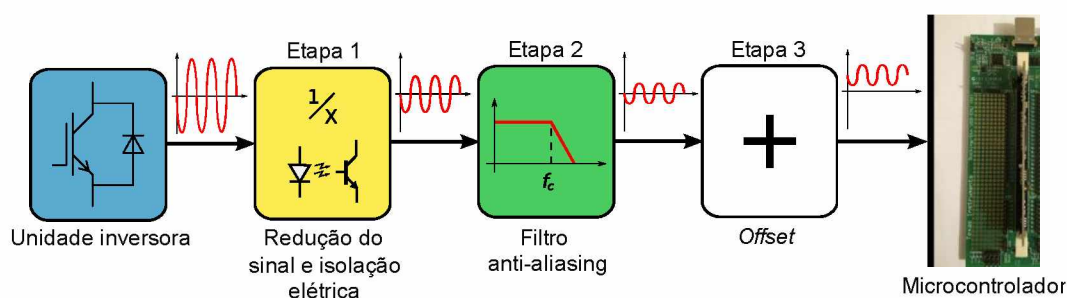
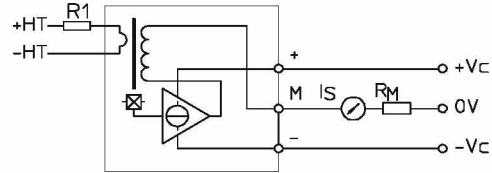


Figura 3.9 - Etapas de processamento das formas de onda de tensão e de corrente medidas.

A primeira etapa do condicionamento dos sinais é realizada a adaptação dos níveis de tensão e de corrente. Para leitura dos sinais de tensão, utilizou-se o transdutor LV20-P indicado na Figura 3.10 [83].



(a) – Vista frontal do sensor;



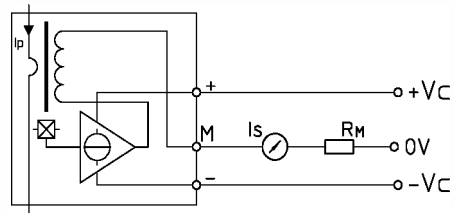
(b) – Conexões internas do sensor;

Figura 3.10 – Transdutor de tensão LV20-P.

A adaptação dos sinais de corrente é feita através do transdutor de corrente de efeito Hall LA55-P, apresentado na Figura 3.11 [84].



(a) – Vista frontal do sensor;



(b) – Conexões internas do sensor;

Figura 3.11 – Transdutor de corrente LA55-P.

Uma vez feita a adaptação dos sinais e isolamento elétrica através dos transdutores de tensão e de corrente, na segunda etapa é feito o tratamento dos sinais de saída através de filtros ativos.

De acordo com a teoria de aquisição de sinais analógicos, a quantidade de amostras por unidade de tempo de um sinal, chamada taxa ou frequência de amostragem ( $f_a$ ), deve ser maior que o dobro da maior frequência contida no sinal a ser amostrado ( $f_{máx.}$ ), para que possa ser reproduzido integralmente sem efeito *aliasing*, o qual se caracteriza por sobreposições de espectros de frequência e distorções nos sinais analógicos amostrado. A metade da frequência de amostragem é chamada frequência de Nyquist ( $f_N$ ) e corresponde ao limite máximo de frequência do sinal que pode ser reproduzido. Como não é possível garantir que o sinal não contenha valores acima deste limite (interferências, ruídos, etc.), é necessário utilizar um filtro passa baixa (ou filtro anti-aliasing) com frequência de corte ( $f_c$ ) igual ou menor que a frequência de Nyquist, conforme a equação (3.1) [85], [86].

$$f_c \leq f_N = \frac{f_a}{2} \quad (3.1)$$

Em conformidade com a equação apresentada, a frequência de aquisição adotada é de 10 kHz e o filtro passa-baixa possui frequência de corte igual à 5 kHz, cuja constituição física é apresentada pela Figura 3.12. A frequência de corte e o ganho do filtro ( $K$ ) são estabelecidos pela associação dos resistores  $R_1$  e  $R_2$  e do capacitor  $C$ , conforme definido pelas equações (3.2) e (3.3) [87]-[90].

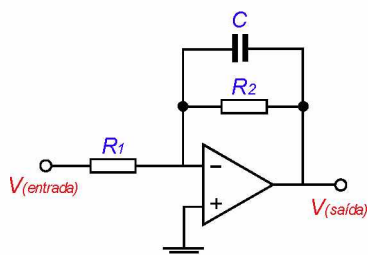


Figura 3.12 – Diagrama esquemático do filtro analógico utilizado.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (3.2)$$

$$K = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.3)$$

Finalmente, uma vez que o ADC do microcontrolador pode adquirir apenas valores positivos de tensão, a terceira e última etapa é responsável pela adição de um sinal CC aos sinais provenientes dos filtros passa-baixa. A soma é realizada por um circuito somador, o qual faz uso de um amplificador operacional, cuja estrutura é apresentada pela Figura 3.13. A tensão de saída do circuito somador é equacionada conforme apresentado em (3.4) [87], [89].

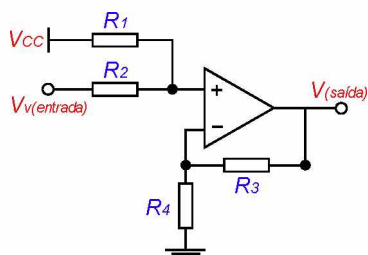
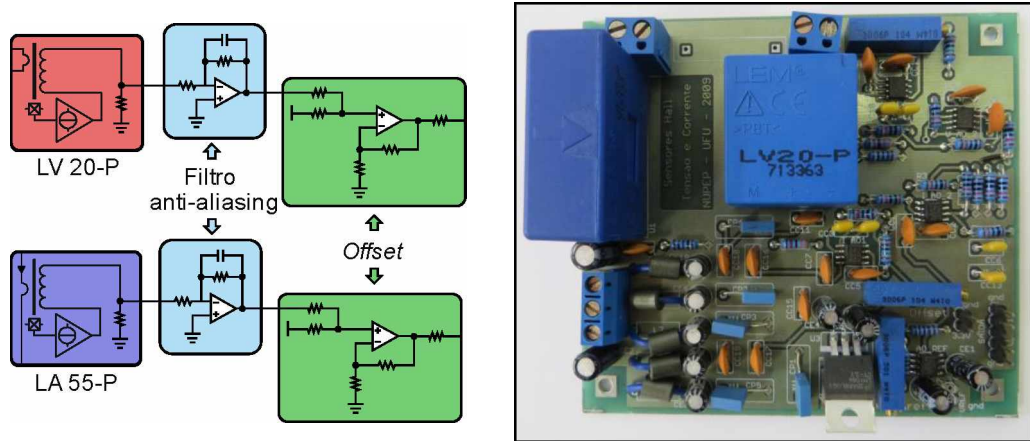


Figura 3.13 – Circuito somador.

$$v_{(saída)} = \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \left( \frac{\frac{v_{(sinal)}}{R_2} + \frac{V_{CC}}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} \right) \quad (3.4)$$

Todas as etapas de condicionamento dos sinais podem ser identificadas na placa de circuito impresso apresentada pela Figura 3.14. Ressalta-se que, além dos estágios apresentados, a placa possui reguladores que estabilizam a tensão de alimentação dos amplificadores operacionais dos filtros ativos e dos circuitos somadores.



(a) – Diagrama esquemático completo; (b) – Placa de circuito impresso montada;

Figura 3.14 – Placa de condicionamento de sinais.

### 3.3 – Ajuste dos controladores digitais e equações discretas

Uma vez que as aplicações práticas de sistemas de controle via microcontroladores requerem a implementação de controladores digitais, essa secção apresenta as principais considerações feitas para obtenção das equações necessárias para implementação prática do protótipo da unidade inversora.

#### ➤ Discretização dos controladores

Conforme metodologia apresentada no Anexo I, os controladores PI podem ser implementados, em sua forma discreta, conforme equação (3.5).

$$s(n) = s(n-1) + \left( \frac{T_a}{2T_i} + K_p \right) e(n) + \left( \frac{T_a}{2T_i} - K_p \right) e(n-1) \quad (3.5)$$

Onde:  $T_a$  é o período de amostragem do microcontrolador; e  $K_p$  e  $T_i$  são as constantes de ajuste do controlador, já definidas anteriormente.

Destaca-se que os índices (n) e (n-1), juntamente com as variáveis de entrada e de saída, representam os valores calculados pelo microcontrolador em diferentes instantes de tempo, e ainda, que as constantes de ajuste dos controladores ( $K_p$  e  $T_i$ ) são definidas com base nas constantes de tempo da realimentação do controle em malha fechada.

#### ➤ Discretização do método de sincronização

A implementação digital do método de sincronização com a rede elétrica da unidade inversora, assim como a dos controladores PI, influencia diretamente no desempenho do sistema de geração de energia eólica em estudo, como mostra [91]-[99]. Neste contexto, como já referido anteriormente,



esta pesquisa primou pelo emprego do método DDSRF-PLL. Este pode ser facilmente obtido, desde que as equações discretas representem de forma fiel as equações contínuas já apresentadas no Capítulo II. Para isso, destacam-se, abaixo, a discretização das equações para cancelamento dos efeitos dos termos oscilantes nos termos constantes, do controlador PI e do integrador do PLL e, por fim, dos filtros passa-baixa utilizados para filtragem dos termos constantes.

O cancelamento dos termos oscilantes é feito através das equações (3.6) e (3.7), as quais são análogas àquelas já apresentadas em (2.11) e (2.12).

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_d^+(n) \\ \bar{v}_q^+(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^+(n) \\ v_q^+(n) \end{bmatrix} + \bar{v}_d^{-(f)}(n-1) \begin{bmatrix} -\cos(2\theta'_{(n-1)}) \\ \sin(2\theta'_{(n-1)}) \end{bmatrix} + \bar{v}_q^{-(f)}(n-1) \begin{bmatrix} -\sin(2\theta'_{(n-1)}) \\ -\cos(2\theta'_{(n-1)}) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_d^-(n) \\ \bar{v}_q^-(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^-(n) \\ v_q^-(n) \end{bmatrix} + \bar{v}_d^{+(f)}(n-1) \begin{bmatrix} -\cos(2\theta'_{(n-1)}) \\ -\sin(2\theta'_{(n-1)}) \end{bmatrix} + \bar{v}_q^{+(f)}(n-1) \begin{bmatrix} \sin(2\theta'_{(n-1)}) \\ -\cos(2\theta'_{(n-1)}) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

O controlador PI-PLL e o integrador podem ser implementados, em sua forma discreta, segundo equações (3.8) e (3.9), respectivamente [91].

$$\omega'(n) = \omega'(n-1) + (K_p + K_i T_a) \bar{v}_q^+(n) - K_p \bar{v}_q^+(n-1) \quad (3.8)$$

$$\theta'(n) = \theta'(n-1) + T_a \omega'(n) \quad (3.9)$$

Onde:  $K_p$  e  $K_i$  são as constantes de ajuste do controlador.

Por fim, a filtragem das variáveis  $\bar{v}_{dq}^{+(f)}$  e  $\bar{v}_{dq}^{-(f)}$  é feita por um filtro passa baixa de primeira ordem, conforme equação (2.13), cuja função de transferência discreta é implementada segundo (3.10). Vale ressaltar que, para implementação da equação discreta, a frequência de corte do filtro ( $\omega_f$ ) é igual à metade da frequência da rede ( $\omega_{rede}$ ), conforme [67], [91].

$$\bar{v}_{dq}^{\pm(f)}(n) = \frac{\bar{v}_{dq}^{\pm(f)}(n-1) + T_a \omega_f \bar{v}_{dq}^{\pm}(n)}{T_a \omega_f + 1} \quad (3.10)$$

Após a apresentação das equações e definição da estratégia do controle digital do protótipo da unidade inversora, estas foram, na sequência, introduzidas no microcontrolador através do CCS, cujas linhas de códigos se fazem presentes no Apêndice II.

### 3.4 – Testes de desempenho e validação do modelo computacional

A figura abaixo apresenta o arranjo laboratorial estabelecido e representativo do complexo de geração eólica, nos termos expostos anteriormente.

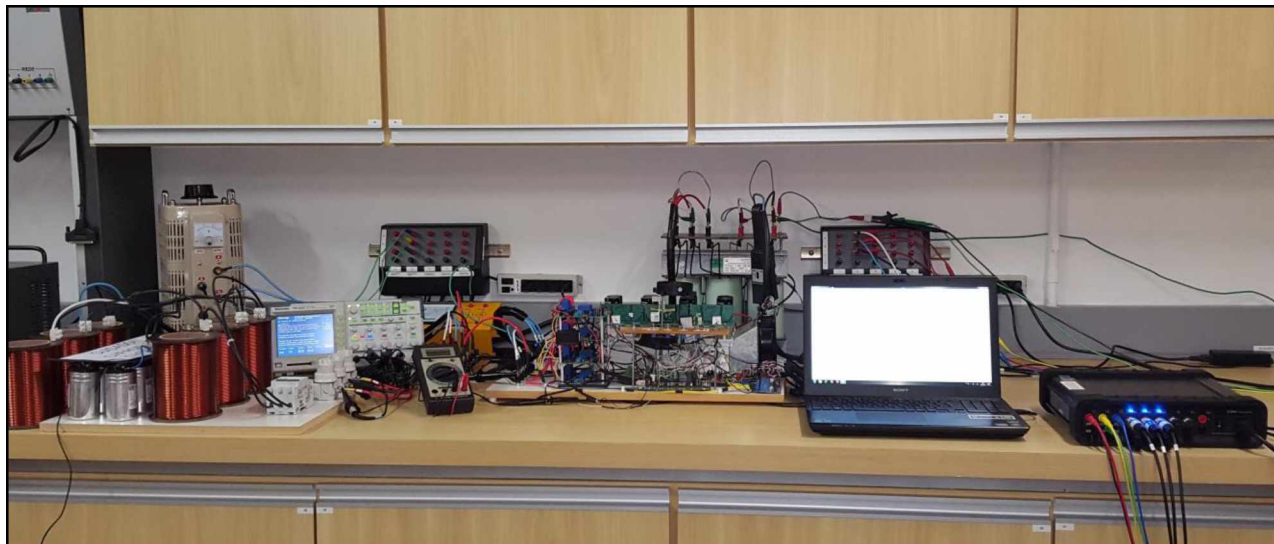


Figura 3.15 – Estrutura laboratorial.

As principais características dos componentes que perfazem o complexo obtido encontram-se apresentadas na Tabela 3.1. Ressalta-se que a potência nominal do conjunto foi limitada pela potência nominal do transformador de conexão, o qual possui capacidade inferior aos demais componentes.

Tabela 3.1 – Parâmetros da unidade inversora.

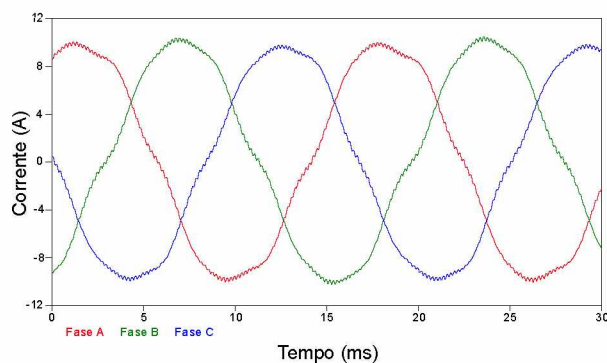
Parâmetros	Valores
Tensão nominal de entrada (V)	450,0
Tensão nominal de saída (V)	220,0
Corrente nominal de saída (A)	8
Potência nominal (kVA)	3,048
Frequência de chaveamento (Hz)	5000
Tempo morto ( $\mu$ s)	1,5

Tendo em vista os propósitos aqui definidos quanto a evidenciar a eficácia do sistema experimental e computacional para a representação da unidade de geração eólica e seus componentes de controle, assim como também oferecer meios para a validação da estratégia de controle estabelecida, apenas uma situação operacional foi utilizada para fins de apresentação e discussões, a qual está atrelada com o despacho da potência nominal do inversor.

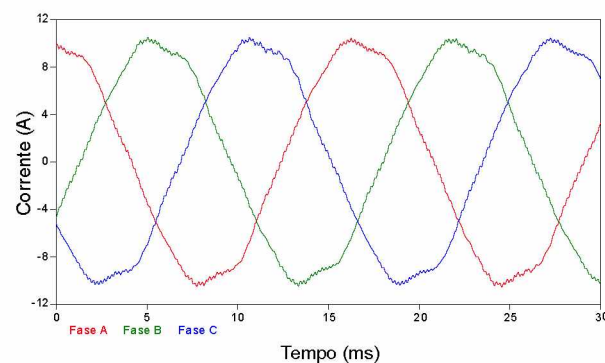
Os resultados operacionais obtidos para a condição posta encontram-se sintetizados na Tabela 3.2 e figuras 3.16 e 3.17. Para fins do estabelecimento de uma pronta correlação entre os desempenhos obtidos experimentalmente e computacionalmente, ambos os resultados são indicados.

Tabela 3.2 – Resultados computacionais/experimentais para as potências fundamentais obtidas no teste de desempenho.

	Resultado experimental	Resultado computacional
Potência ativa total (kW)	2,763	2,798
Potência reativa total (kvar)	0,062 (ind.)	0,073 (ind.)

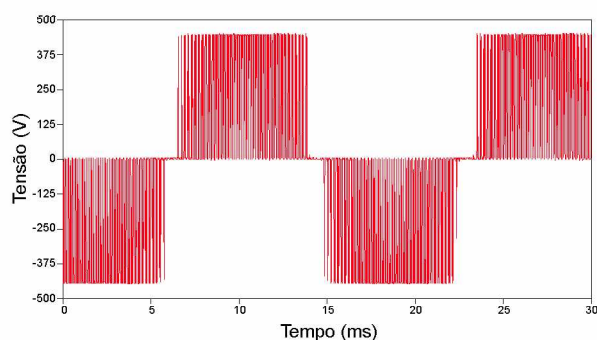


(a) – Experimental;

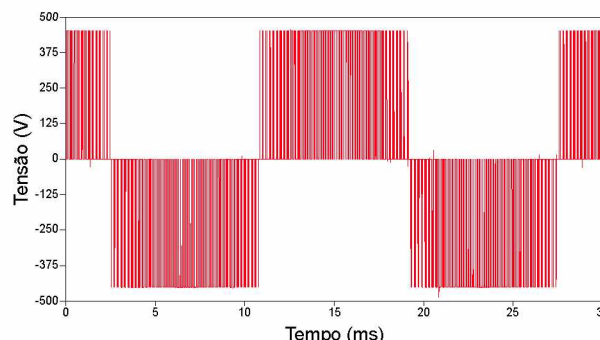


(b) – Computacional;

Figura 3.16 – Formas de onda das correntes injetadas no PAC.



(a) – Experimental;



(b) – Computacional;

Figura 3.17 – Formas de onda de tensão fase-fase na saída do inversor ( $V_{ab}$ ).

Percebe-se, portanto, que os resultados obtidos através medição em laboratório e aqueles advindos da simulação computacional possuem grande aderência no que tange aos valores de potências e formas de onda. Vale apenas destacar que a diferente entre a potência nominal da unidade inversora e as potências ativas indicadas na tabela se devem às perdas no transformador de conexão.

### 3.5 – Considerações finais

O presente capítulo apresentou os resultados associados com a proposição feita para o estabelecimento de um protótipo de geração eólica, em que se pesa a representação da unidade de geração de energia através de uma fonte controlada em pequena escala de potência. Além dos aspectos físicos, foram também empregados recursos via *software* que permitiram a incorporação das funções descritas neste trabalho e voltadas para o controle das potências ativas e reativas produzidas pela geração em pauta.



Uma vez em funcionamento, foram apresentados alguns resultados para correlação entre a funcionalidade do arranjo, quer no que tange aos valores obtidos para as grandezas em foco, quer quanto as formas de onda envolvidas no processo, evidenciando plena compatibilidade qualitativa e quantitativa dos resultados. Esta constatação, por si só, evidencia a eficácia do modelo laboratorial e da estratégia de controle estabelecida no corpo desta dissertação.

Dentro do exposto segue que:

- A estrutura laboratorial montada e testada possui características semelhantes às unidades eólicas comerciais existentes nos sistemas elétricos. Sendo assim, o protótipo é capaz de operar de forma análoga a essas unidades, possibilitando até mesmo a avaliação de novas metodologias de controle, as quais poderão ser implementadas em turbinas eólicas que comercializadas no futuro;
- As exposições feitas para determinação das equações dos controladores em ambientes digital são consistentes e baseadas nas teorias clássicas de controle digital, fornecendo resultados sólidos e adequados quando comparados com a simulação computacional. Dentro deste contexto, vale aqui reconhecer que outras estratégias para o controle e operação poderão ser facilmente incorporadas ao modelo experimental objetivando a avaliação de seus desempenhos;
- Por fim, não é demais reafirmar que os resultados computacionais e experimentais se mostram com grande grau de aderência, fato este indicativo que a modelagem feita para o controle das potências ativas e reativas são efetivas para os propósitos almejados.

# Fatores de Influência na Geração das Distorções Harmônicas

## 4.1 – Considerações iniciais

Como ressaltado, dentre vários critérios estabelecidos para as conexões das fontes de geração e consumidores especiais, as distorções harmônicas produzidas e impactantes nos sistemas elétricos de conexão se apresentam como fator de grande relevância. Nesse contexto, tomando como base a topologia do sistema de geração eólica em estudo, com destaque ao conversor de conexão com a rede elétrica, o presente capítulo almeja correlacionar as distorções harmônicas das correntes produzidas pelos sistemas de geração eólica com seus principais fatores de influência.

Visando contemplar esta área de estudos, este capítulo encontra-se imbuído dos seguintes pontos focais:

- Estabelecer uma correlação entre a estratégia de chaveamento (SPWM) e as tensões de saída da unidade inversora, com destaque nas suas formas de onda e espectros de frequências;
- Evidenciar que a inserção do denominado “tempo morto” para comutação do inversor se apresenta como fator relevante para a definição das componentes harmônicas produzidas pelo equipamento de conexão da geração eólica com a rede;
- Mostrar que as condições pré-existentes para a rede de conexão são fatores de influência sobre a operação do complexo de geração quanto à questão da injeção de correntes harmônicas no PAC.

## 4.2 – Distorções harmônicas inerentes ao chaveamento PWM

As distorções harmônicas produzidas pelo processo de chaveamento SPWM, ou harmônicas características do conversor, estão relacionadas, basicamente, com dois fatores: um primeiro, conhecido por índice de modulação de frequência ( $m_f$ ), e outro, chamado de índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ). Tais grandezas são definidas pelas equações (4.1) e (4.2), respectivamente.

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (4.1)$$

$$m_a = \frac{V_m}{V_p} \quad (4.2)$$

Onde:  $f_p$  é a frequência da portadora;  $f_m$  é a frequência das moduladoras;  $V_m$  é a amplitude da onda moduladora; e  $V_p$  é a amplitude da onda portadora.

O índice  $m_f$  está fortemente relacionado com o conteúdo harmônico de alta frequência existente na tensão de saída do conversor, o qual é caracterizado por (4.3), cuja expressão define o conteúdo harmônico presente nas tensões de linha de saída produzido pelo processo de chaveamento.

$$h = lm_f \pm k \quad (4.3)$$

Onde:  $h$  é a ordem harmônica;  $l = 1, 3, 5, \dots$  para  $k = 2, 4, 8, 10, 14, 16, \dots$  e  $l = 2, 4, 6, \dots$  para  $k = 1, 5, 7, 11, 13, 17, \dots$ . Assim sendo, o conteúdo harmônico será composto por  $m_f \pm 2, m_f \pm 4, \dots, 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 5, \dots, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, \dots, 4m_f \pm 1, 4m_f \pm 5, \dots$ , conforme indicado na Figura 4.1 [74], [75], [100]-[102].

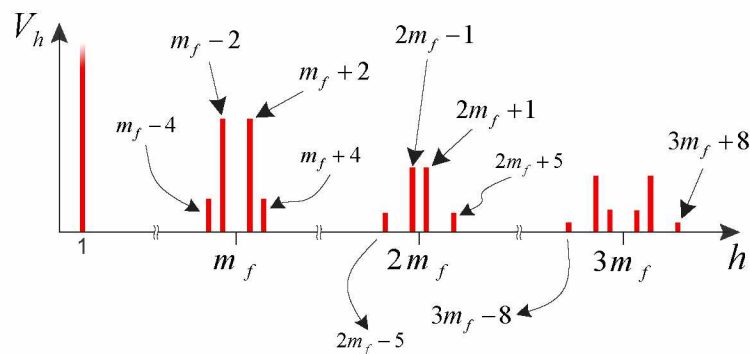


Figura 4.1 – Espectro de frequências das tensões fase-fase de saída do inversor – ordens elevadas.

O índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ), por sua vez, está diretamente relacionado com a amplitude da tensão de saída do conversor, em frequência fundamental [75], [100]-[105]. A

correlação entre tais grandezas está indicada na Figura 4.2, na qual se evidenciam três regiões de operação:

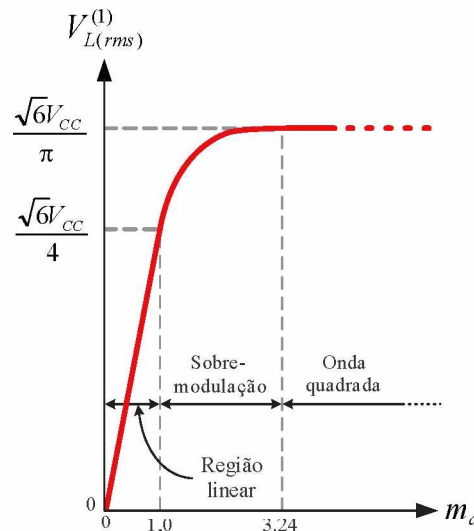
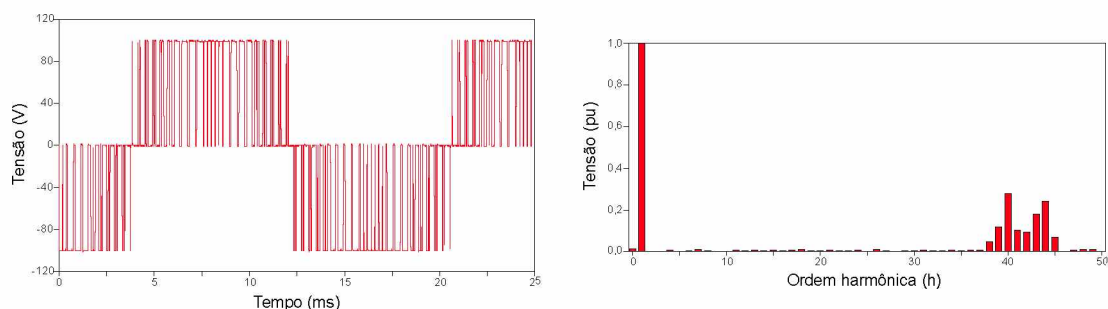


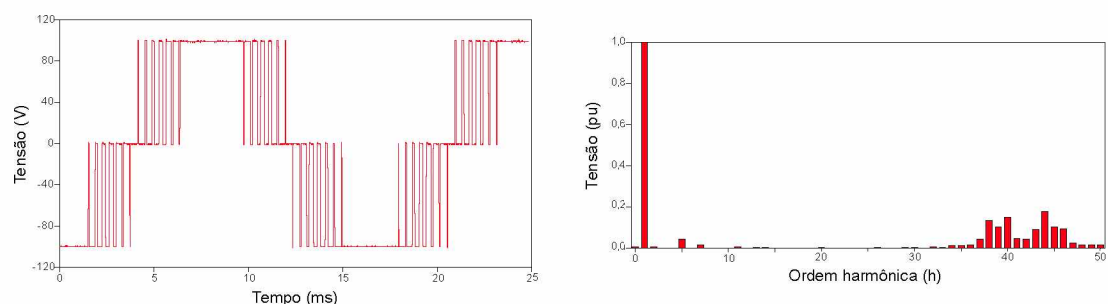
Figura 4.2 – Regiões de operação para a definição da tensão fundamental de linha de saída da unidade inversora ( $m_f = 15$ ).

- **Região linear:** nessa região o índice  $m_a$  é menor que a unidade, o que significa que a amplitude da portadora é maior ou igual a amplitude das moduladoras. Como resultado, a tensão na saída do inversor varia linearmente com o índice de modulação em amplitude. O conteúdo harmônico da tensão é aquele exemplificado na Figura 4.3 – (a), a qual também apresenta a forma de onda característica da operação na região linear. Percebe-se que a componente fundamental é dominante no espectro de frequências, seguida de um conjunto de componentes harmônicas nas proximidades da frequência de chaveamento;
- **Região de sobre-modulação:** nessa região o índice de modulação em amplitude é maior que a unidade e menor que 3,24 (índice no qual a forma de onda de saída é quadrada), fazendo com que a amplitude da portadora seja menor que a amplitude das moduladoras, o que se traduz em uma relação não-linear entre a tensão de saída do conversor e o índice  $m_a$ . Nessa condição operacional, o conversor produz componentes harmônicas de baixa frequência nas tensões de saída, conforme apresentado na Figura 4.3 – (b);
- **Região de saturação (operação com onda quadrada):** compreende o funcionamento do inversor com vistas a oferecer os maiores níveis para as tensões de saída. Nessa faixa de operação, o aumento da amplitude das moduladoras não mais se traduz em um aumento da tensão de saída do conversor. Sob tais condições, conforme evidenciado pela Figura 4.3 – (c), a forma de onda da tensão produzida pelo inversor contém uma ampla gama de componentes, com destaque à predominância, em magnitude, daquelas de ordens mais baixas. Via de regra,

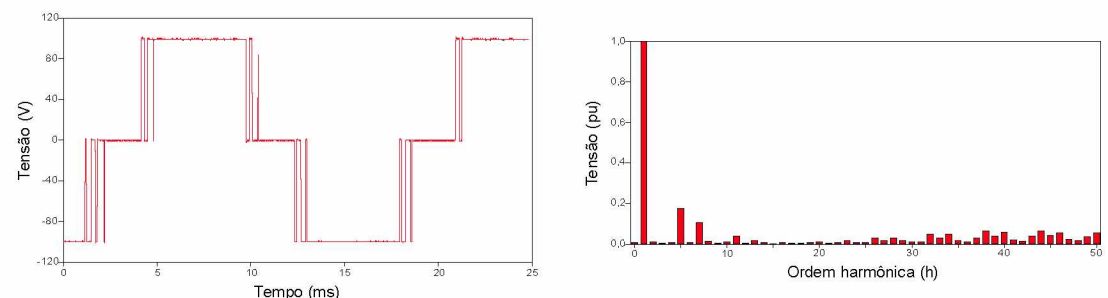
como pode ser observado, as amplitudes das distorções harmônicas se mostram inversamente proporcionais às suas frequências.



(a) – Operação na região linear ( $m_a = 1$ );



(b) – Operação na região de sobremodulação ( $m_a = 2$ );



(c) – Operação na região de saturação ( $m_a = 5$ );

Figura 4.3 – Formas de onda da tensão de linha de saída da unidade inversora (a vazio) e respectivos espectros de frequências, para  $m_f = 41,67$ .

Em consonância com o exposto, é importante destacar que os detalhes construtivos e as tensões nominais da unidade inversora são grandezas que afetam diretamente as distorções harmônicas características do equipamento.

De fato, através da Figura 4.2, percebe-se que, para tensões relativamente baixas no lado de corrente contínua do inversor, o mesmo deverá trabalhar com índices de modulação de amplitude superiores à unidade para fornecer tensões de saída relativamente elevadas. Tal condição operativa é geralmente implementada em inversores destinados ao acionamento de motores de indução, artifício que reduz o custo do equipamento, o qual pode ser constituído de componentes com níveis menores de isolamento.

Em contrapartida, para tensões de entrada mais elevadas, uma ampla faixa de ajuste estará disponível para adequação das tensões de saída, com índice  $m_a$  igual ou inferior à unidade. Geralmente, inversores dedicados às fontes intermitentes são projetados para operar dessa forma, na grande maioria das condições operativas, atuando apenas na região linear.

É importante ressaltar, também, que o conteúdo harmônico de baixa frequência ainda pode ser influenciado pelo índice  $m_f$  em casos nos quais as frequências de chaveamento são relativamente pequenas. No entanto, nas aplicações de interesse do presente trabalho, a frequência da portadora é muitas vezes maior que a frequência das moduladoras, tornando insignificante tal influência [14], [75], [102].

### 4.3 – Distorções harmônicas inerentes ao “tempo morto”

Um segundo aspecto de suma importância para a caracterização da operação do conversor de conexão quanto às distorções harmônicas está no emprego do denominado “tempo morto”. Tal estratégia é utilizada nos processos de comutação entre as chaves semicondutoras em conversores comerciais. Para isso, a técnica consiste no estabelecimento de um intertravamento de duas chaves de um mesmo braço do conversor, evitando assim que o barramento CC seja submetido a um curto-circuito durante o processo de chaveamento. Tal mecanismo pode ser firmado na forma de atrasos programados entre os pulsos de acionamento, conforme indicado na Figura 4.4.

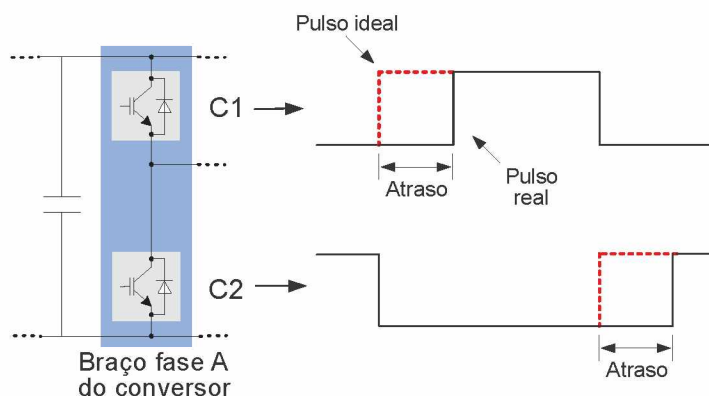


Figura 4.4 – Pulsos de acionamento considerando o “tempo morto” das chaves.

Embora o emprego de atrasos nos chaveamentos garanta a operação segura do conversor, a forma de onda da tensão de saída é substancialmente impactada em decorrência da modificação do processo padrão de acionamento das chaves.

Uma vez imposto o denominado “tempo morto” entre a saída de uma chave e a entrada da outra, ambas permanecem, temporariamente, inativas e, neste período de tempo, há um aumento/redução na largura dos pulsos de tensão de saída do conversor, conforme ilustrado pela



Figura 4.5, ocasionando impactos relevantes sobre a produção de distorções harmônicas presentes nas tensões de saída.

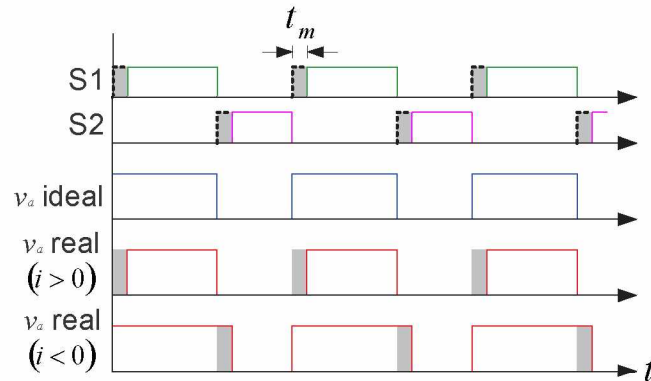


Figura 4.5 – Padrão da tensão de saída do conversor de conexão e alterações nas formas de onda devido o “tempo morto”.

Trabalhos desenvolvidos, a exemplo de [106]-[118], apresentam uma avaliação quantitativa dos efeitos da inclusão do “tempo morto” no processo de chaveamento do conversor.

De forma simplificada, as distorções harmônicas de tensão ocasionadas por este processo podem ser representadas pela sobreposição, à onda de tensão fundamental, de uma onda quadrada, a qual se encontra defasada em 180° da corrente circulante no sistema e possui a amplitude  $\Delta V$  definida pela equação (4.4) [106].

$$\Delta V = \frac{Mt_m}{T} V_{CC} \quad (4.4)$$

Onde:  $M$  é o número de chaveamentos em um ciclo;  $t_m$  é o “tempo morto”;  $T$  é o período de chaveamento.

A Figura 4.6 mostra os efeitos já relatados, indicando, portanto, que a tensão/corrente de saída do inversor é alterada de forma a gerar componentes harmônicas através de outro mecanismo que não o anteriormente considerado.

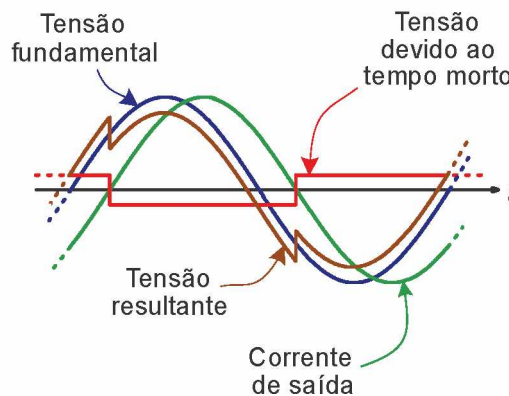


Figura 4.6 – Impacto do “tempo morto” das chaves na tensão/corrente de saída.

Vale ressaltar ainda que, uma vez que o uso do “tempo morto” no processo de chaveamento dos conversores de conexão é usualmente empregado por todos os fabricantes do setor eólico, é compreensível dizer que as distorções harmônicas produzidas por esse processo são características dos conversores de conexão, assim como àquelas inerentes ao processo de chaveamento via SPWM.

### 4.4 – Distorções harmônicas inerentes à conexão com a rede

Uma vez que as redes elétricas alimentam cargas não-lineares, é perfeitamente compreensível que as tensões nos pontos de acoplamento já se apresentam pré-distorcidas numa etapa anterior ao acesso dos parques eólicos. Nessas condições, pode-se configurar uma terceira via para a questão das distorções harmônicas em foco.

De fato, quando da conexão de inversores em barramentos previamente distorcidos pode-se evidenciar uma condição operacional distinta das anteriores, visto o surgimento de harmônicos não-característicos, alterando o fluxo harmônico estabelecido entre o aerogerador e a rede elétrica. Tal situação se caracteriza pela utilização das tensões e correntes medidas na realimentação do sistema de controle dos conversores de conexão.

Num primeiro momento vale lembrar que o controle operacional do gerador eólico requer, necessariamente, a medição das tensões CA, as quais são utilizadas como referências para a sincronização do inversor com a rede elétrica. Nesse sentido, eventuais pré-distorções de tensão existentes no barramento de conexão impactam, principalmente, na operação dos algoritmos PLL ou FLL. Não obstante a isto, vale destacar que as estruturas empregadas atualmente para os inversores destinados à geração de energia, a exemplo do DDSRF-PLL, DSOGI-FLL, dentre outros, são pouco afetadas diante das questões aqui apontadas. Portanto, no tocante a esta via, há de se considerar que os efeitos da mencionada interação não se mostram relevantes [40].

Por outro lado, as correntes circulantes entre o aerogerador e o ponto de conexão, as quais são utilizadas como realimentação do mecanismo de corrente do inversor, conforme evidenciado pela Figura 2.2, se mostram mais sensíveis, causando impactos sobre o processo de controle. Isto se deve, sobretudo, ao fato de que as correntes de eixo direto e em quadratura devem corresponder aos valores em frequência fundamental, objetivando o ajuste dos fluxos de potência ativa e reativa. Neste particular, quando da presença de distorções harmônicas nas correntes medidas, tais variáveis podem causar perturbações relevantes na malha de controle.

Para uma melhor compreensão deste mecanismo, deve-se considerar que as correntes trifásicas circulantes entre o aerogerador e a rede elétrica, as quais são medidas para a realimentação do sistema de controle, se apresentam correlacionadas através das equações (4.5), (4.6) e (4.7).



Nestas, para maior simplificação do tratamento matemático, apenas uma única componente harmônica, de ordem genérica, foi adicionada à respectiva componente fundamental.

$$i_{a(med)} = I_1 \cos(\omega t - \varphi) + I_h \cos[h(\omega t - \varphi)] \quad (4.5)$$

$$i_{b(med)} = I_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + I_h \cos\left[h\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \quad (4.6)$$

$$i_{c(med)} = I_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + I_h \cos\left[h\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \quad (4.7)$$

Onde:  $i_{a(med)}$ ,  $i_{b(med)}$  e  $i_{c(med)}$  são as correntes instantâneas nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respectivamente;  $I_1$  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;  $\varphi$  é o defasagem entre tensão e corrente.

Considerando a transformação vetorial apresentada no Capítulo II, a qual utiliza o ângulo da tensão fundamental como referência, as correntes apresentadas em (4.5), (4.6) e (4.7) podem ser referidas ao sistema  $dq0$ , cujo resultado é dado pelas equações (4.8) e (4.9). Estas expressões evidenciam a existência de um termo oscilatório, proporcional à amplitude das componentes harmônicas, o qual é adicionado ao sinal contínuo advindo das componentes de frequência fundamental.

$$i_{d(med)} = I_1 \cos(\varphi) + I_h \cos[(h-1)\omega t - \varphi] \quad (4.8)$$

$$i_{q(med)} = I_1 \sin(\varphi) + I_h \sin[(h-1)\omega t - \varphi] \quad (4.9)$$

Onde  $i_{d(med)}$  e  $i_{q(med)}$  são as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura, respectivamente.

Assim, ao realizar a comparação entre as grandezas medidas e seus respectivos valores de referência, a malha de controle de corrente produzirá as variáveis de saída  $E_d$  e  $E_q$ , as quais possuirão termos oscilantes em decorrência da presença da componente harmônica de ordem  $h$ , influenciando, portanto, na tensão a ser sintetizada nos terminais do inversor.

#### 4.5 – Determinação do fluxo harmônico resultante

Uma vez tecidos os comentários e análises sobre a interdependência entre a geração de harmônicos e seus fatores de influência, resta avaliar, sob o ponto de vista físico e alicerçado em princípios estabelecidos pela teoria de circuitos elétricos, as correlações entre as unidades eólicas e as redes de conexão. Para tanto, empregando-se recursos baseados na técnica de análise no domínio da frequência, procede-se, na sequência, ao estabelecimento de um circuito equivalente constituído

por fontes de tensão advindas dos inversores, impedâncias e o ponto de acesso à rede e, por fim, a representação do complexo de conexão propriamente dito.

Iniciando pelo circuito equivalente aplicável à frequência fundamental, a Figura 4.7 ilustra a interconexão das partes.

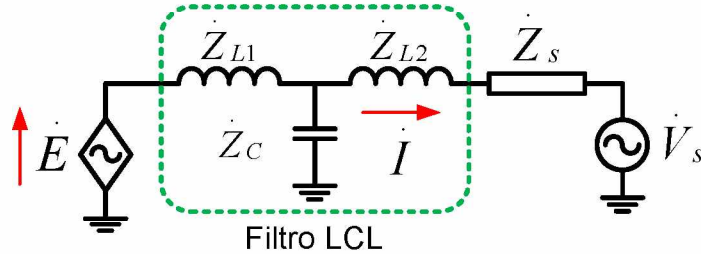


Figura 4.7 – Circuito equivalente para frequência fundamental.

Em consonância com o arranjo ilustrado, uma vez definidas as condições operativas através da técnica de controle já exposta, o complexo de geração em pauta age no sentido de garantir que as correntes de saída, na frequência fundamental, permaneçam constantes e em torno de um valor de referência, propriedade essa obtida pelo ajuste das tensões nos terminais da unidade inversora. Assim, para cada condição de funcionamento imposta, haverá uma corrente fundamental definida e responsável pela imposição da potência ativa e reativa.

Para avaliação das componentes harmônicas, entretanto, verifica-se uma situação operacional distinta daquela apresentada para a frequência fundamental, pois tais componentes não são alvos do controle em malhas fechadas.

À luz destas considerações, fica compreendido que a amplitude da corrente harmônica que se estabelece entre uma unidade inversora e o barramento de conexão pode ser obtida a partir do circuito equivalente apresentado na Figura 4.8, através do qual podem ser obtidas as correntes calculadas pelas (4.10), (4.11) e (4.12). Essas equações evidenciam que as correntes harmônicas produzidas pelos aerogeradores são variáveis e dependentes das condições impostas pelo controle e pelo ponto de conexão. Quanto as tensões harmônicas para o denominado PAC, estas são calculadas através da expressão (4.13).

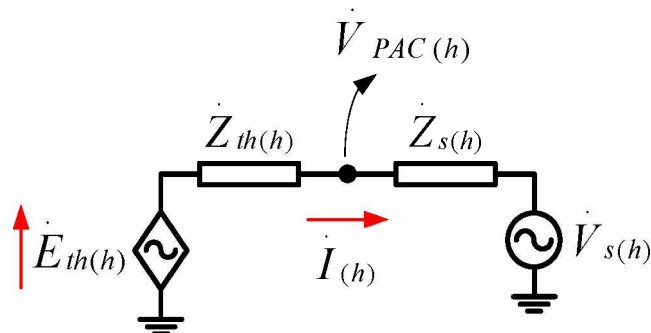


Figura 4.8 – Circuito equivalente para análise harmônica.

$$I_{(h)} = \frac{\dot{E}_{th(h)} - \dot{V}_{s(h)}}{\dot{Z}_{th(h)} + \dot{Z}_{s(h)}} \quad (4.10)$$

$$\dot{E}_{th(h)} = \frac{\dot{Z}_{C(h)}}{\dot{Z}_{L1(h)} + \dot{Z}_{C(h)}} \dot{E}_{(h)} \quad (4.11)$$

$$\dot{Z}_{th(h)} = \dot{Z}_{L2(h)} + \frac{\dot{Z}_{L1(h)} \dot{Z}_{C(h)}}{\dot{Z}_{L1(h)} + \dot{Z}_{C(h)}} \quad (4.12)$$

$$\dot{V}_{PAC(h)} = \frac{\dot{Z}_{s(h)} \dot{E}_{th(h)} + \dot{Z}_{th(h)} \dot{V}_{s(h)}}{\dot{Z}_{th(h)} + \dot{Z}_{s(h)}} \quad (4.13)$$

Onde:  $I_{(h)}$  é a corrente harmônica de ordem  $h$  produzida pelo aerogerador;  $E_{(h)}$  corresponde a tensão harmônica de ordem  $h$  sintetizada nos terminais do inversor;  $V_{s(h)}$  é a tensão harmônica de ordem  $h$  existente no ponto de conexão;  $Z_{L1(h)}$  é a impedância harmônica de ordem  $h$  do indutor do lado do inversor;  $Z_{L2(h)}$  é a impedância harmônica de ordem  $h$  do indutor do lado da rede;  $Z_{C(h)}$  é a impedância harmônica de ordem  $h$  do capacitor do filtro de conexão;  $Z_{th(h)}$  representa a impedância do filtro LCL na ordem harmônica  $h$ ;  $Z_{s(h)}$  é a impedância equivalente do sistema elétrico vista pelo aerogerador, para a ordem harmônica  $h$ , incluindo os efeitos da rede interna, transformador da subestação coletora e rede de conexão; e  $V_{PAC(h)}$  é a tensão harmônica resultante no PAC.

#### 4.6 – Considerações finais

Tendo por foco um dos mais significativos impactos do acesso de parques eólicos aos sistemas elétricos de conexão, este capítulo se revestiu do propósito de contemplar as questões vinculadas com a geração de harmônicos e sua correlação com fatores de influência que podem afetar diretamente as distorções harmônicas de tensão nos denominados pontos de acoplamento comum.

Em um primeiro momento, foram explorados aspectos intrínsecos à operação do inversor propriamente dito, em que pese atributos advindos do controle da tensão via modulação das tensões produzidas por este componente. Neste particular foram destacadas regiões de operação, cada qual com suas particularidades e padrões para as formas de onda das tensões, com significativos impactos sobre os espectros de frequência. Em consonância com tais condições de funcionamento, foi evidenciado que os chaveamentos originam componentes harmônicas de alta frequência, as quais, em sua grande parte, são mitigadas pelo filtro LCL existente nas unidades de geração. Constatou-se também outra via, a qual se caracteriza pela variação da modulação da tensão de saída do inversor,

pela qual são estabelecidas componentes harmônicas com frequências mais próximas da fundamental, mas que possuem amplitudes consideravelmente maiores que as anteriores.

Na sequência foram inseridas na análise duas outras condições de funcionamento que se apresentam como expressivos fatores de influência sobre as distorções harmônicas de tensão e corrente. Uma primeira vinculada com o denominado “tempo morto”, cujas justificativas foram ressaltadas, e ainda, uma segunda, considerando que o barramento CA da rede de conexão se apresenta com pré-distorções harmônicas, antes mesmo da conexão da geração eólica.

Por fim, visando consubstanciar uma análise de caráter físico ao tema, foi estabelecido um circuito equivalente baseado em técnicas de análise no domínio da frequência, o qual permite uma pronta correlação entre as condições operativas impostas pela geração eólica e a rede de acesso. Esta estratégia encontra-se amplamente explorada e utilizada na literatura, principalmente, quando do estabelecimento das diretrizes para os estudos de acesso contidos nos documentos próprios do ONS.

# Estudos Experimentais e Computacionais Associados com a Geração de Harmônicos

### 5.1 – Considerações iniciais

O capítulo precedente foi centrado no estabelecimento das correlações entre as gerações de correntes e tensões harmônicas pelas unidades eólicas, diante de situações distintas impostas pelo equipamento de conexão e da rede elétrica.

Não obstante as constatações de cunho teórico e conceitual já estabelecidas, resta investigar os aspectos de carácter qualitativo e quantitativo para uma maior clareza do tema tratado. Dentro desta premissa, baseado nos recursos experimentais já amplamente detalhados, os quais viabilizaram uma estrutura física para ensaios em um protótipo em escala reduzida, somado a disponibilidade de um modelo computacional completo implementado na plataforma ATP, torna-se factível a realização de estudos de desempenho visando elucidar cada uma das interdependências já tratadas.

Neste sentido, a partir destes recursos laboratoriais e computacionais, procede-se, ao longo deste capítulo, a análise e discussões sobre as questões ora postas e associadas com as distorções harmônicas considerando-se, individualmente, cada fator de influência contemplado nas análises.

Por fim, através da comparação entre os resultados de natureza experimental com correspondentes desempenhos computacionais, fica também estabelecido um princípio sólido para uma primeira etapa da validação dos procedimentos estabelecidos nesta pesquisa, quer no que tange a questões associadas com fluxo de potência, como também no que diz respeito às distorções harmônicas presentes nestas instalações.

## 5.2 – Definição dos estudos de casos

Para fins ilustrativos sobre o desempenho físico do complexo de geração em questão, objetivando a avaliação das distorções harmônicas de corrente que se estabelecem quando da conexão da geração eólica e a rede, procede-se, a seguir, a um conjunto de estudos voltados para este tema. Para tanto, é empregado o mesmo arranjo já apresentado, cujo teste de desempenho já foi apresentado no Capítulo III. Em assim sendo, considera-se dispensável apresentar, nesta fase dos trabalhos, pormenores associados com a topologia, parâmetros e outros aspectos próprios ao complexo.

Do exposto, cabe aqui destacar que uma série de estudos de casos foram conduzidos, dos quais foram selecionadas três situações para apresentação, análise e discussões. Todas elas encontram-se atreladas com a operação do sistema sob condições de carregamento nominal. São eles:

- **Caso 1:** destinado a enfatizar a interdependência do conteúdo harmônico com o índice de modulação imposto à unidade inversora;
- **Caso 2:** destacar a relevância do já denominado “tempo morto” no conteúdo harmônico;
- **Caso 3:** relacionado com a análise da correlação entre o fluxo harmônico do sistema de geração quando de sua conexão a uma rede com tensões pré-distorcidas.

## 5.3 – Resultados e análise - Caso 1

Como esclarecido, o índice de modulação se apresenta como uma grandeza destinada à variação da tensão disponibilizada nos terminais do inversor. Os princípios físicos e as formulações relacionados com o assunto foram detalhadamente exploradas no Capítulo IV, não sendo, portanto, tecidos maiores comentários sobre os mesmos.

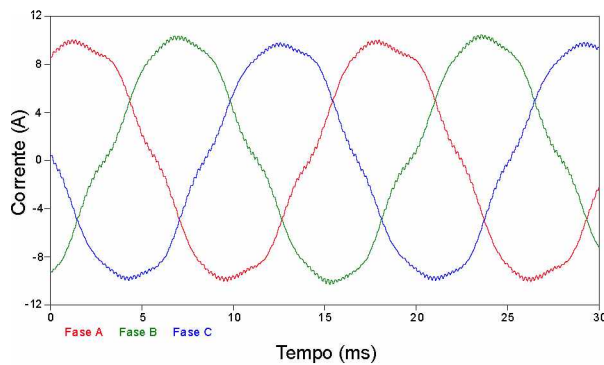
A Tabela 5.1 é indicativa que, para se obter uma mesma potência ativa, sob distintos níveis de tensões CC disponibilizadas pela unidade de retificação, emprega-se a técnica da modulação dos pulsos nos termos estabelecidos pelos índices mostrados. Para as condições assim postas, foram conduzidos estudos de carácter experimental e computacional, cujos resultados são apresentados na tabela mencionada. Ressalta-se que os estudos foram feitos mantendo-se  $V_{cc}$  constante.

Tabela 5.1 – Relações entre as tensões em CC, índices de modulação e respectivas potências resultantes.

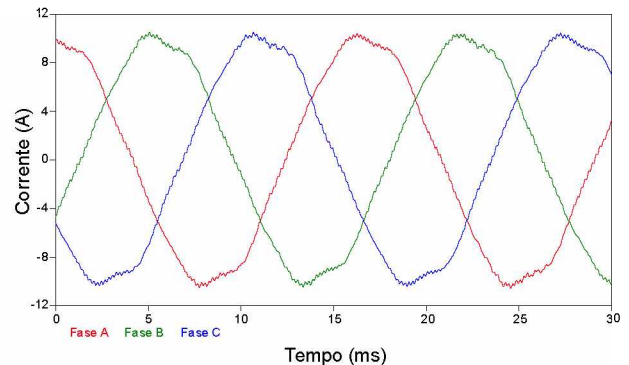
	$V_{cc}$ (V)	Índice de Modulação	Potência ativa total no PAC (kW)
<b>Protótipo</b>	450,0	0,93	2,763
	400,0	1,05	2,754
	370,0	1,26	2,748
<b>Modelo computacional</b>	450,0	0,93	2,798
	400,0	1,05	2,799
	370,0	1,26	2,844

Os casos apresentados evidenciam, com clareza, três situações operacionais distintas: uma na qual a unidade inversora opera na região linear, outra na região de sobremodulação, e outra, na fronteira das duas regiões. Vale destacar o fato de que em todas as condições o controle mantém potência fundamental constante no PAC.

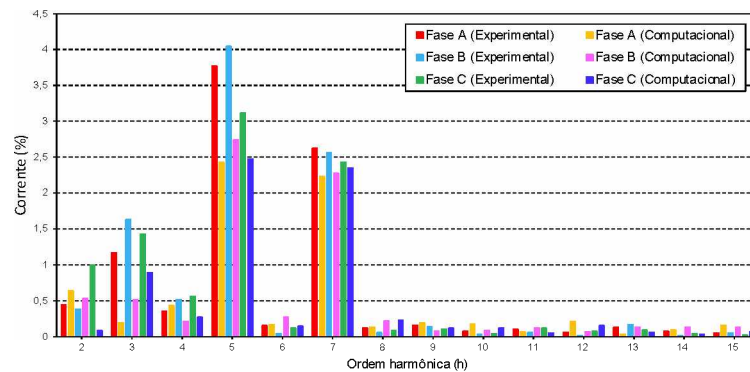
Nas figuras 5.1, 5.2 e 5.3, são apresentadas as formas de onda das correntes injetadas no PAC, assim como seus respectivos espectros de frequência. Todos os resultados experimentais são correlacionados com situações similares advindas dos estudos computacionais.



(a) – Formas de onda das correntes (experimental);

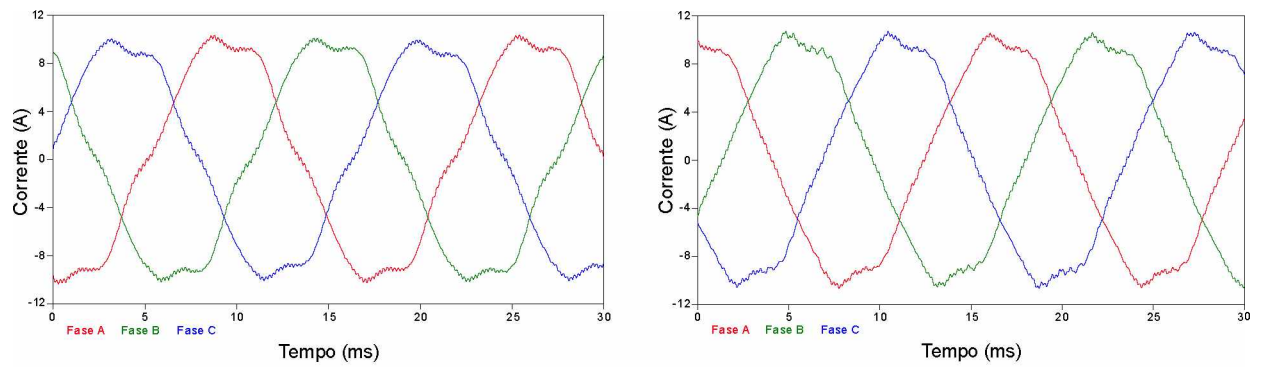


(b) – Formas de onda das correntes (computacional);

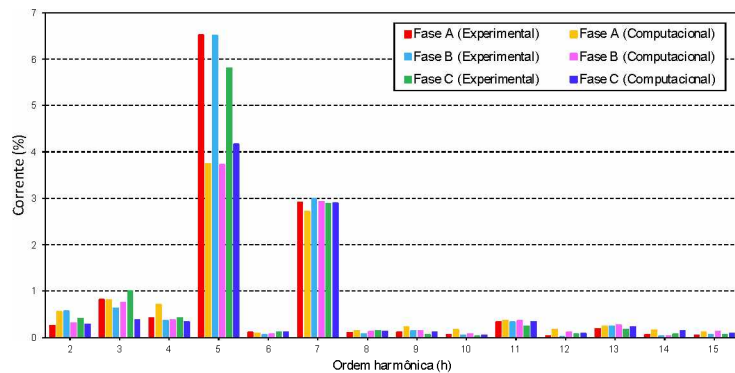


(c) – Espectro de frequências;

Figura 5.1 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 1 ( $V_{CC} = 450$  - região linear do inversor).

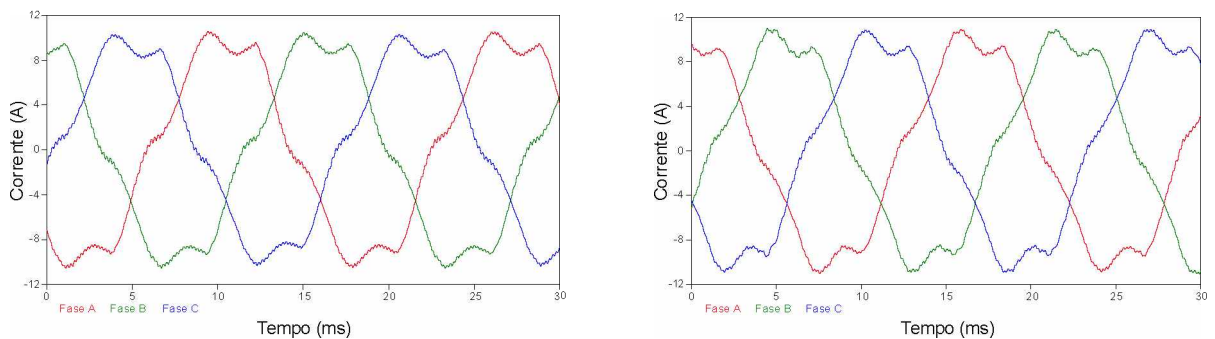


(a) – Formas de onda das correntes (experimental); (b) – Formas de onda das correntes (computacional);

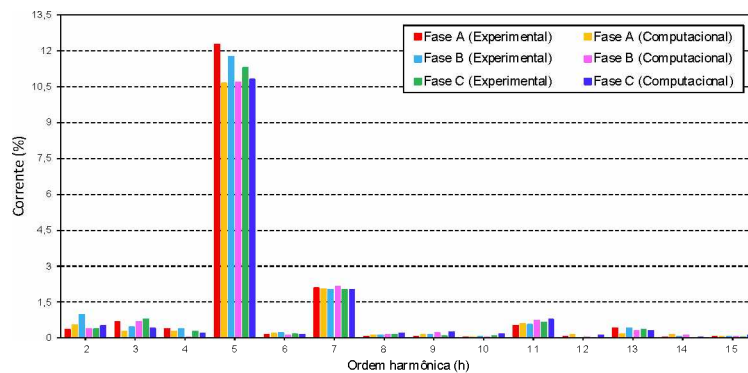


(c) – Espectro de frequências;

Figura 5.2 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 1 ( $V_{CC} = 400$  – região limiar do inversor).



(a) – Formas de onda das correntes (experimental); (b) – Formas de onda das correntes (computacional);

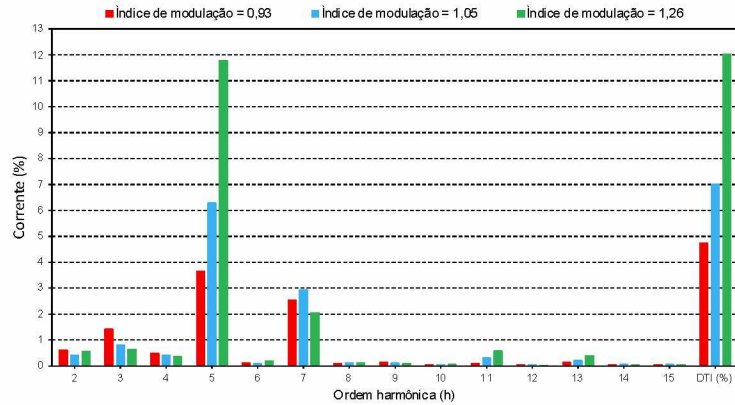


(c) – Espectro de frequências;

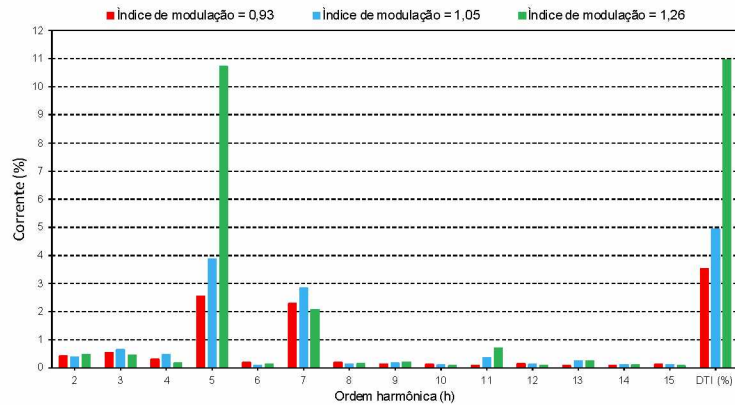
Figura 5.3 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 1 ( $V_{CC} = 370$  – região de sobremodulação do inversor).



Os resultados apresentados, os quais se apresentam como uma média dos valores das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , permitem constatar que o conteúdo harmônico das correntes de saída é consideravelmente maior quando a unidade inversora encontra-se operando na região de sobremodulação. Este fato se apresenta consonante com as expectativas teóricas, como evidenciado na Figura 5.4.



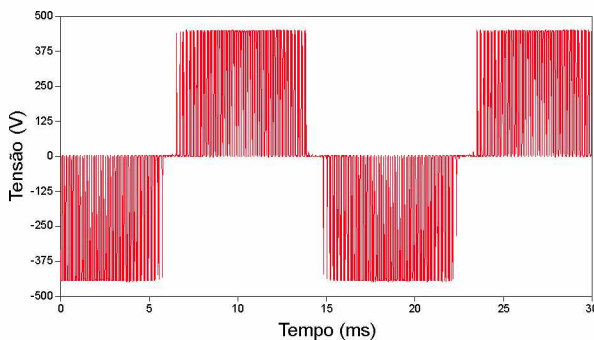
(a) – Experimental;



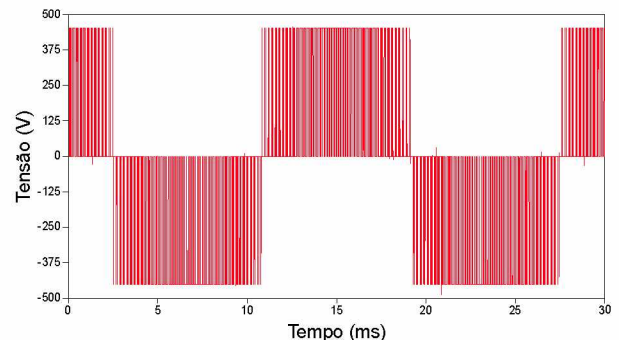
(d) – Computacional;

Figura 5.4 – Espectros de frequências das correntes no PAC para as tensões de entrada adotadas.

No que tange às formas de onda das tensões nos terminais do inversor, a Figura 5.5 e a Figura 5.6, são ilustrativas dos resultados obtidos quando da atuação do equipamento na região linear e na de sobremodulação. Mais uma vez, constata-se plena concordância dos seus aspectos físicos com as expectativas de cunho teórico.

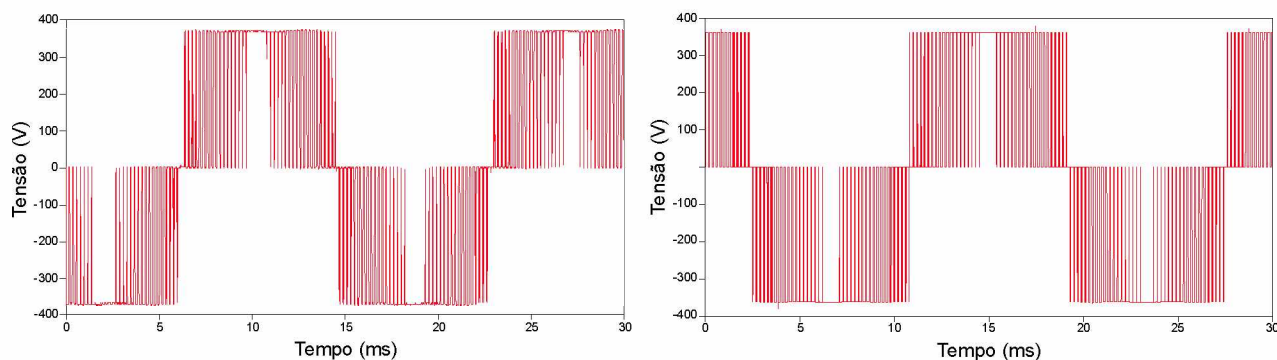


(a) – Formas de onda das tensões (experimental);



(b) – Formas de onda das tensões (computacional);

Figura 5.5 – Formas de onda das tensões de linha ( $V_{ab}$ ) na saída do inversor – Caso 1 ( $V_{CC} = 450$ ).



(a) – Formas de onda das tensões (experimental); (b) – Formas de onda das tensões (computacional);  
 Figura 5.6 – Forma de onda da tensão de linha ( $V_{ab}$ ) na saída do inversor – Caso 1 ( $V_{CC} = 370$ ).

Por fim, ao proceder uma análise comparativa entre os desempenhos obtidos em ambiente laboratorial e computacional, fica evidenciado uma grande aderência entre os resultados obtidos, ratificando, assim, a eficácia dos modelos estabelecidos quanto a representação de um complexo de geração baseado na filosofia de controle estabelecida. Não obstante ao sucesso ora mencionado, vale destacar que os resultados, como não poderia ser diferente, apresentam-se com algumas discrepâncias de pequena monta, as quais se mostram mais notadamente nas amplitudes de algumas das ordens harmônicas de corrente. As divergências encontradas, podem ser atribuídas aos fatores associados com a modelagem dos componentes que perfizeram o complexo estabelecido, bem como ao dinamismo da rede elétrica, com a qual se constitui um ambiente não controlado para realização dos ensaios.

#### 5.4 – Resultados e análise - Caso 2

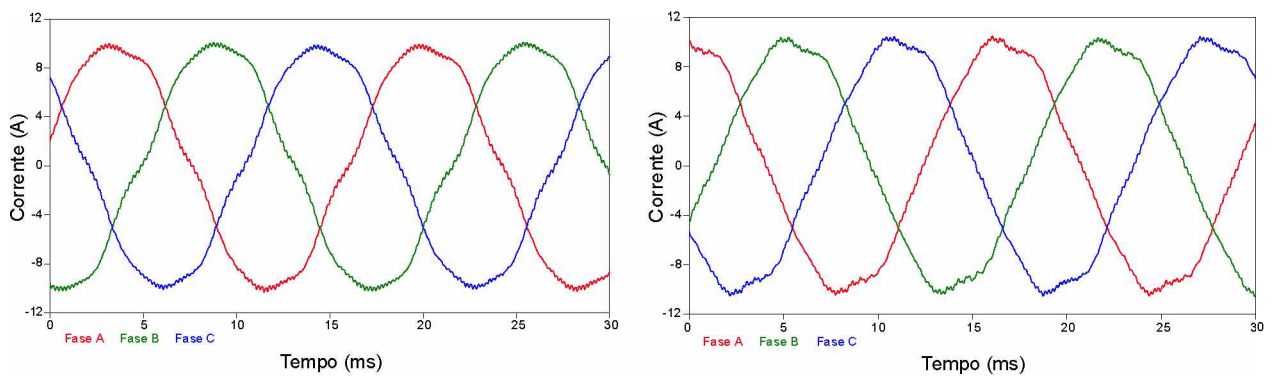
Esta situação destina-se a enfatizar os efeitos advindos da inclusão do “tempo morto” entre as chaves, como contemplado no Capítulo IV. Assim procedendo, a Tabela 5.2 sintetiza as investigações conduzidas através de distintos valores para o fenômeno em pauta, mantendo-se os índices de modulação na região linear e buscando uma constância da potência entregue ao PAC.

Tabela 5.2 – Relações entre a grandeza “tempo morto”, índices de modulação e respectivas potências resultantes.

	$t_m$ ( $\mu$ s)	Índice de Modulação	Potência ativa total no PAC (kW)
<b>Protótipo</b>	3,0	0,93	2,754
	4,5	0,95	2,753
	6,0	0,97	2,753
<b>Modelo computacional</b>	3,0	0,94	2,801
	4,5	0,97	2,797
	6,0	0,98	2,799

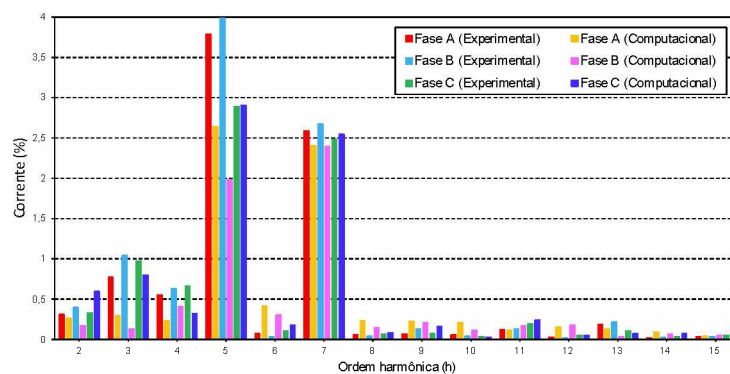
Conforme verificado acima, o inversor não trabalha na região de sobremodulação, visto que esta situação permite uma melhor visualização dos impactos causados pelo “tempo morto”. Ainda, como no Caso 1, as condições de controle foram determinadas no sentido de manter a potência ativa fornecida ao PAC num valor praticamente constante.

Dentro das condições impostas, as figuras 5.7, 5.8 e 5.9 são indicativas das formas de onda das correntes injetadas no PAC. Como pode ser observando, a exemplo dos estudos anteriormente descritos, são mostrados os resultados derivados de experimentos laboratoriais e também aqueles fornecidos pelos estudos computacionais.



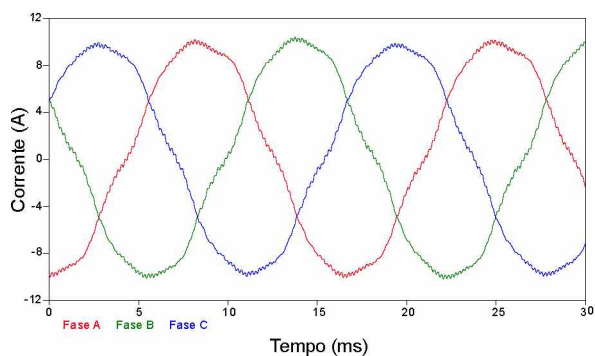
(a) – Formas de onda das correntes (experimental);

(b) – Formas de onda das correntes (computacional);

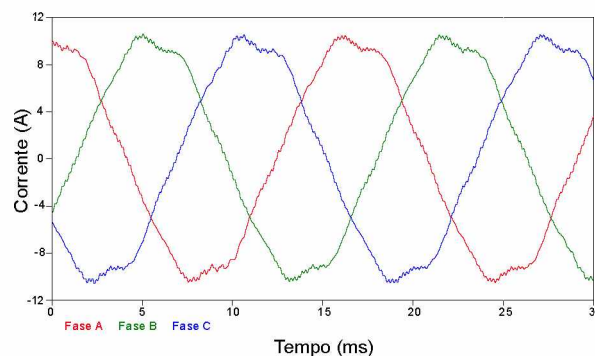


(c) – Espectro de frequências;

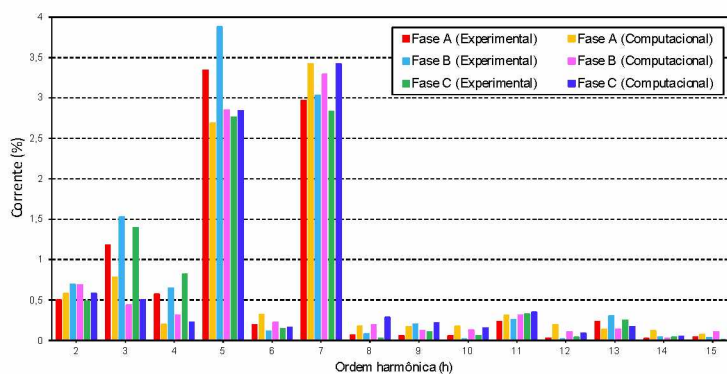
Figura 5.7 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 2 ( $t_m = 3,0 \mu s$ ).



(a) – Formas de onda das correntes (experimental);

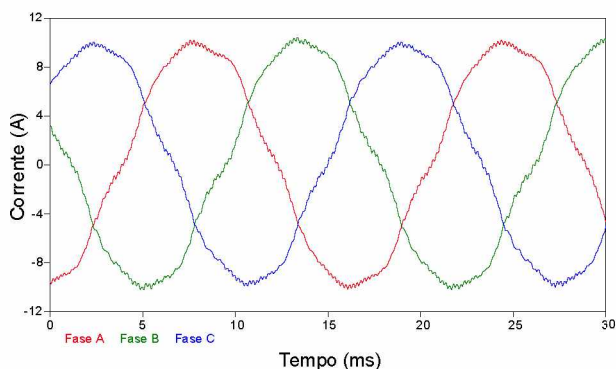


(b) – Formas de onda das correntes (computacional);

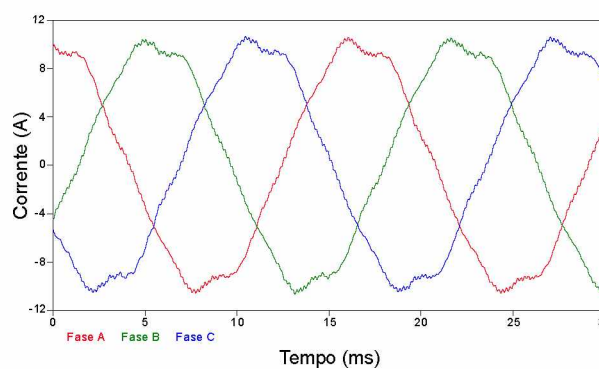


(c) – Espectro de frequências;

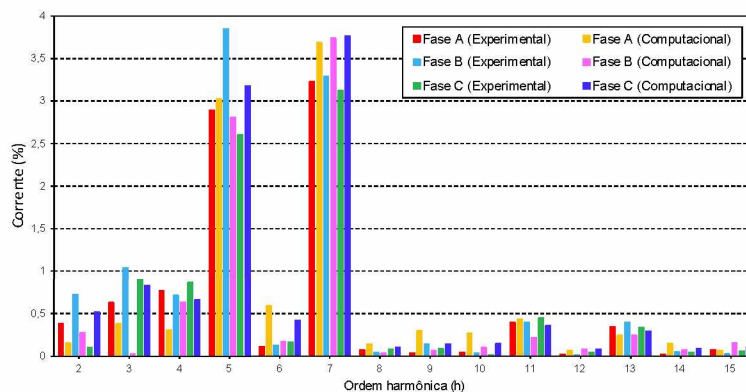
Figura 5.8 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 2 ( $t_m = 4,5 \mu s$ ).



(a) – Formas de onda das correntes (experimental);



(b) – Formas de onda das correntes (computacional);

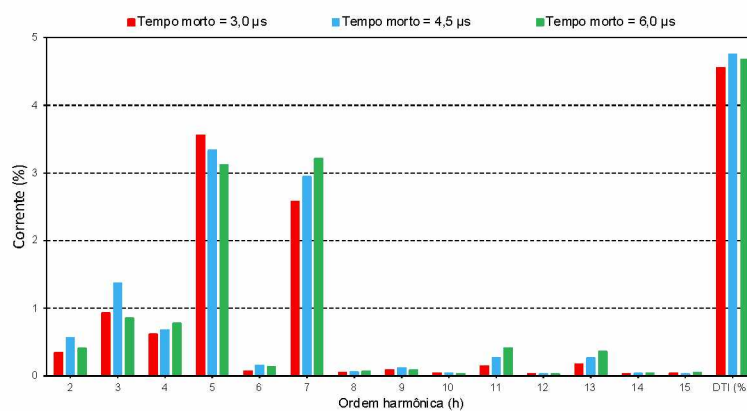


(c) – Espectro de frequências;

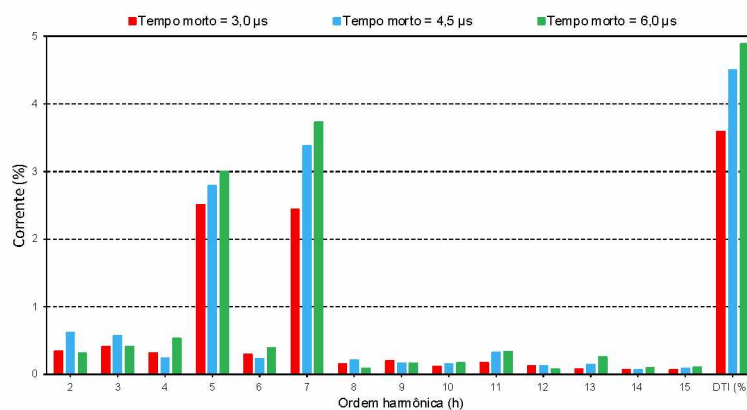
Figura 5.9 – Formas de onda e espectros de frequências das correntes no PAC – Caso 2 ( $t_m = 6,0 \mu s$ ).



Com base nos resultados obtidos, pode-se verificar que, de fato, via de regra, quanto maior o “tempo morto” das chaves da unidade inversora, maior é o conteúdo harmônico das correntes no PAC, o que também pode ser prontamente observado na Figura 5.10.



(a) – Experimental;



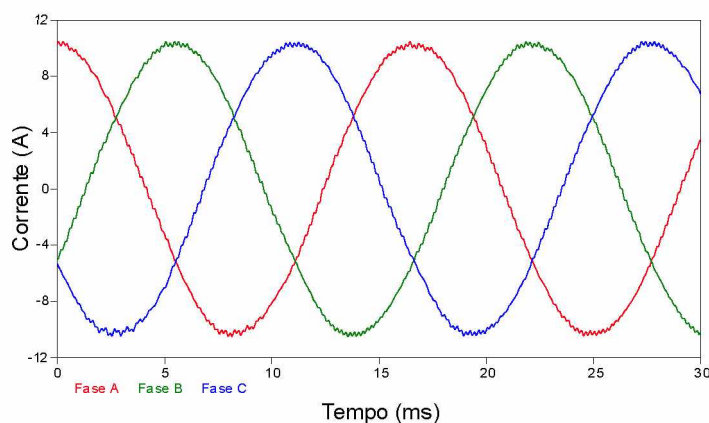
(b) – Computacional;

Figura 5.10 – Espectros de frequências das correntes no PAC para diferentes atrasos de chaveamento – Caso 2.

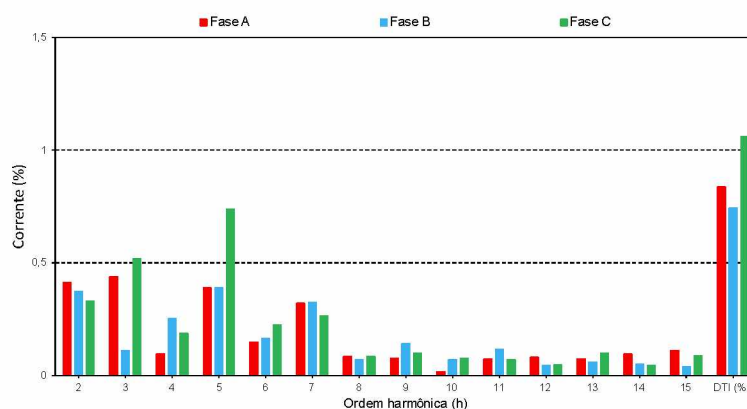
### 5.5 – Resultados e análise - Caso 3

Este último conjunto de estudos encontra-se direcionado para a avaliação do desempenho do sistema de geração eólico quando de sua conexão a uma rede CA já contendo pré-distorções harmônicas. Neste particular é importante lembrar que, em vista do fato de que o sistema elétrico ao qual o gerador é conectado corresponde ao barramento da concessionária local, as distorções presentes neste não se apresentam como grandezas controláveis. Isto posto resulta que, mesmo para as situações anteriormente exploradas, tais condições de funcionamento já se apresentavam impostas. Todavia, para maior clareza do assunto, somado aos desempenhos laboratoriais, realiza-se, abaixo, estudos operativos de cunho computacional, para os quais o barramento de inserção da unidade de geração eólica se apresenta, previamente, sem qualquer distorção.

A Figura 5.11 é indicativa da condição obtida, computacionalmente, para o caso em que o barramento de conexão se apresenta constituído apenas por tensões senoidais com frequência fundamental. Nesta, é fornecida a corrente que se estabelece entre a unidade de geração e a rede elétrica. Como pode ser constatado, a forma de onda se apresenta constituída por harmônicos de pequena magnitude, visto que estas são produzidas tão apenas pelo inversor operando na região linear e pelo transformador de conexão.



(a) – Formas de onda;



(b) – Espectro de frequências;

Figura 5.11 – Correntes injetadas no PAC com barramento de conexão sem distorções prévias (computacional) – Caso 3.

Tendo em vista a inexistência da possibilidade de realização de estudos experimentais com tensões puramente senoidais, os resultados acima apresentados correspondem tão apenas às grandezas de referência.

A Figura 5.12, por outro lado, já é indicativa do espectro de frequências das tensões medidas em laboratório que, de fato, encontram-se disponibilizadas na rede de conexão local. Como pode ser visto, as mesmas se apresentam com um conteúdo espectral distinto da hipótese anteriormente utilizada, fato este que corrobora para as dificuldades comparativas entre as grandezas experimentais e computacionais, como referenciado anteriormente.

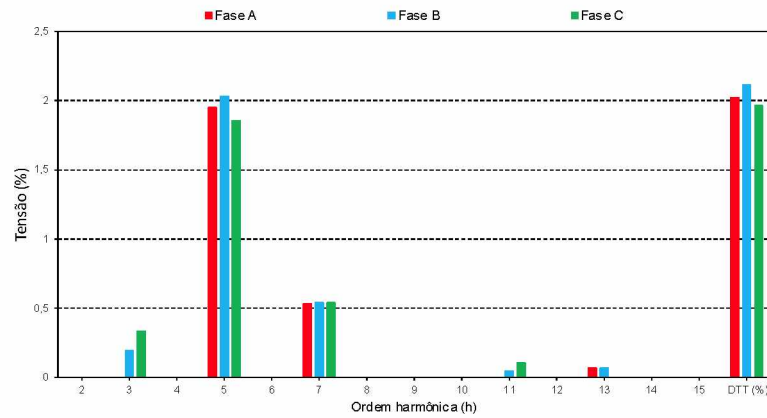
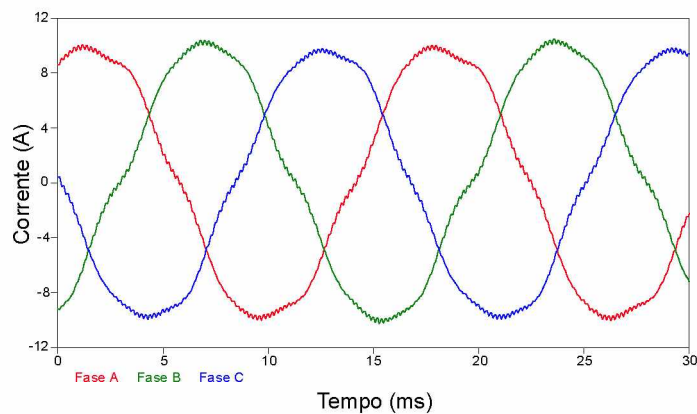
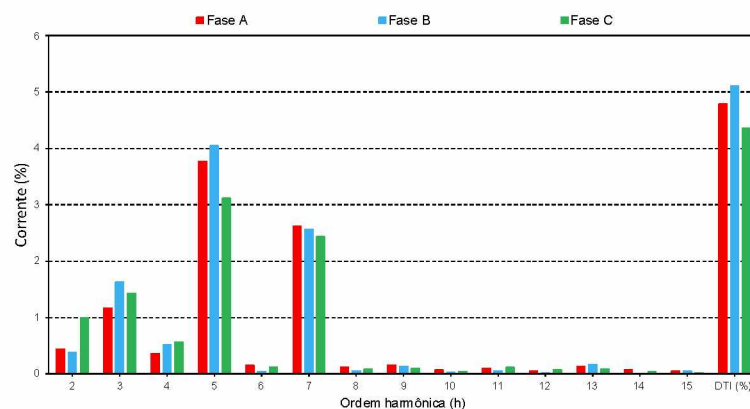


Figura 5.12 – Espectros de frequências das tensões pré-existent no PAC (experimental) – Caso 3.

Reconhecendo, pois, a situação originalmente disponibilizada pelo PAC, procede-se a realização do teste operacional apresentado na sequência. Dentro da mesma estratégia empregada para os demais casos, é indicada na Figura 5.13, as correntes injetadas no PAC e seus correspondentes espectros de frequências, utilizando, para tanto, as condições nominais do protótipo conforme teste de desempenho apresentado no Capítulo III.



(a) – Formas de onda;



(b) – Espectro de frequências;

Figura 5.13 – Correntes resultantes no PAC para tensões previamente distorcidas (experimental) – Caso 3.



Os resultados indicados são auto esclarecedores sobre a correlação ora considerada. Como visto, as distorções harmônicas totais das correntes, antes em cerca de 1%, passam para aproximadamente 5% quando o barramento se encontra pré-distorcido. Isto é uma evidência da importância da inserção, em estudos, de eventuais distorções harmônicas pré-existentes na rede comercial à qual a geração eólica será inserida.

### 5.6 – Considerações finais

O presente capítulo, focando a questão das distorções harmônicas associadas com a operação de parques eólicos e suas interações com a rede de acesso, explorou a montagem experimental e o modelo computacional para análise dos fundamentos físicos que norteiam o efeito em pauta. Como destacado ao longo do texto, os aspectos qualitativos e quantitativos das distorções harmônicas se apoiam em três pilares.

Um deles está relacionado com a região operativa imposta pelo controle à unidade inversora, visto que este equipamento pode, em função da tensão terminal requerida, trabalhar em diferentes regiões operacionais distintas. Uma primeira denominada por linear, a qual é caracterizada por um padrão de onda de tensão com expressivos pulsos e, por conseguinte, um conteúdo espectral em alta frequência com magnitudes não muito relevantes. Uma segunda zona denominada de região de sobremodulação, a qual já evidencia componentes de menor frequência e maiores amplitudes. Ressalta-se que em nenhum dos casos foi tratada a região de operação com onda quadrada, a qual foi apresentada no Capítulo IV, uma vez que os parâmetros físicos da estrutura laboratorial não permitiram a operação da unidade inversora na condição tratada.

Numa segunda vertente, foram investigadas as questões da interdependência entre os denominados “tempos mortos” praticados nos processos de chaveamentos. Este efeito, concomitantemente com o anterior, também se configura como um fator de influência importante ao assunto ora abordado. Além disso, ficou evidente que a adoção do “tempo morto” diminui a tensão de saída da unidade inversora, e que o uso de atrasos demasiadamente prolongados pode fazer com o conversor trabalhe na região de sobremodulação, numa tentativa de compensar a queda de tensão provocada, situação na qual a geração de distorções harmônicas pode ser intensificada.

Por fim, uma outra via de interferência sobre a matéria tratada está associada com as condições com que se apresentam os barramentos aos quais a unidade de geração eólica será conectada. Como visto, a existência de distorções pré-existentes nos pontos de acesso também se mostra como grandezas impactantes sobre o funcionamento do complexo e na sua geração de harmônicos.

Destaca-se que os resultados experimentais obtidos foram comparados com outros, de caráter similar, advindos de estudos computacionais empregando-se a plataforma ATP. Somado a questão

da ratificação das metodologias empregadas, os desempenhos obtidos foram claros o suficiente para mostrar as interdependências aqui focadas, mostrando, com clareza, que os requisitos impostos pelos agentes reguladores se apresentam necessários para o funcionamento adequado das instalações envolvendo aproveitamentos eólicos e outras fontes intermitentes de energia elétrica.

Naturalmente, como em qualquer outro estudo envolvendo experimentos e simulações, discrepâncias entre as grandezas obtidas foram também constatadas, muito embora, para o presente caso, tenham se mostrado de pequena monta. Estas, quando manifestadas, podem ser atribuídas a uma série de questões, a exemplo da modelagem simplificada do transformador de conexão e das chaves semicondutoras da unidade inversora, bem como da dinâmica imposta pela rede, dentre outros fatores.

### Conclusões

Embora ao longo de cada capítulo tenha-se explorado as contribuições de cunho teórico e prático, torna-se essencial, neste momento, sintetizar os aspectos mais gerais e conclusivos acerca dos trabalhos até então realizados.

O Capítulo II foi dedicado a apresentação dos fundamentos matemáticos e físicos relativos ao funcionamento da unidade inversora de um sistema de geração eólica à máquina síncrona. Para tanto foi explorada a topologia constituída por um gerador síncrono, cuja unidade de conexão com a rede é feita através de um conjunto retificador-inversor, em consonância com as composições comerciais. Para este complexo foi também estabelecida a filosofia básica para o controle e ajuste deste, em sintonia com a prática usual disponibilizada nas teorias clássicas conhecidas. O método de sincronização do conversor de conexão com a rede elétrica foi o DDSRF-PLL, que se mostrou concordante com a metodologia de controle e com os objetivos do presente trabalho. A partir destes fundamentos foram então obtidas as informações necessárias para o avanço dos trabalhos, quer no contexto laboratorial como também no campo da simulação computacional, empregando-se, para este último, os recursos intrínsecos ao *software* ATP.

Já o Capítulo III, voltado para o estabelecimento da estrutura física em laboratório, contemplou um arranjo destinado à representação da unidade de geração de energia em escala reduzida através de uma fonte controlada, um inversor, um transformador e, por fim, a rede CA em baixa tensão. Adicionalmente a tais unidades de potência, foram também empregados recursos via *software* que permitiram a incorporação das funções descritas neste trabalho e voltadas para o controle das potências ativas e reativas produzidas pela geração em pauta.

Ainda no Capítulo III, objetivando a realização dos primeiros testes de validação da estrutura montada, dentre diversos ensaios feitos, foi escolhido um caso para apresentação e discussões nesta seção. Este compreendeu a situação atrelada com um carregamento de 100% da potência nominal. Nestes termos, uma pronta correlação entre a funcionalidade do arranjo, quer no que tange aos valores obtidos para as grandezas em foco, quer quanto as formas de onda envolvidas no processo, evidenciaram plena compatibilidade qualitativa e quantitativa entre as duas estratégias de estudo.

O Capítulo IV, por sua vez, foi dedicado a uma análise física e conceitual sobre a questão da geração de harmônicos por unidades de geração eólica à máquina síncrona e conversor pleno. Esta é uma das questões mais cruciais quando das solicitações de acessos, visto que os agentes reguladores possuem normais bastante específicas e rígidas em relação a este fenômeno. Neste sentido, foram explorados aspectos intrínsecos à operação dos inversores propriamente ditos, com destaque às três regiões de operação, cada qual com suas particularidades e padrões para as formas de onda das tensões de saída do equipamento, com significativos impactos sobre os espectros de frequência, a saber: região linear, região de sobremodulação e região com forma de onda quadrada. Adicionalmente à questão funcional do inversor quanto a modulação PWM, foram também considerados os efeitos introduzidos pelos “tempos mortos” praticados nos processos de chaveamentos e, por fim, a correlação com eventuais distorções pré-existentes no ponto de conexão.

Estabelecidos os conceitos fundamentais sobre a matéria das distorções harmônicas, estudos investigativos baseados na estrutura experimental montada e também através do modelo computacional desenvolvido foram realizados no Capítulo V. Os desempenhos obtidos, como esclarecido no texto, ratificaram a eficácia das metodologias empregadas e evidenciaram a relevância da interdependência da geração de harmônicos pela instalação à luz dos fatores de influência ora considerados.

Não obstante aos aspectos positivos apontados e entendendo que os desenvolvimentos feitos cumpriram as metas inicialmente estabelecidas, ao término desta pesquisa novos horizontes despontam com temas ainda merecedores de trabalhos futuros, a exemplo de:

- Em consonância com a proposta contida em [40], que seja implementado no modelo experimental a tecnologia para mitigação de harmônicos através do chaveamento controlado do inversor via PWM;
- Avaliar a eficácia do sistema de controle visando a regulação de tensão dos pontos de conexão entre fontes intermitentes e as redes elétricas;
- Desenvolver e implementar meios para uma representação completa do aerogerador em escala reduzida, com destaque aos controles da turbina eólica e excitação do gerador síncrono.

---

## Referências Bibliográficas

---

- [1] International Energy Agency, “Technology roadmap - Wind energy,” *Technology Roadmap*. 2013.
- [2] ABEEólica - Associação Brasileira de Energia Eólica, “Dados Mensais - Dezembro 2016.” 2016.
- [3] ABEEólica - Associação Brasileira de Energia Eólica, “Boletim de Dados Março 2017.” 2017.
- [4] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, vol. 8. John Wiley & Sons, Ltd., 2005.
- [5] M. H. Ali, *Wind Energy Systems: Solutions for Power Quality and Stabilization*. CRC Press, 2012.
- [6] O. Anaya-Lara, N. Jenkins, J. Ekanayake, P. Cartwright, and M. Hughes, *Wind energy generation: modelling and control*, vol. 54, no. 2. John Wiley & Sons, Ltd., 2009.
- [7] F. Blaabjerg and Z. Chen, *Power Electronics for Modern Wind Turbines*, vol. 1, no. 1. Morgan & Claypool, 2006.
- [8] S. Chakraborty, M. Simões, and W. Kramer, *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems - A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*. Springer, 2013.
- [9] M. El-Sharkawi, *Wind Energy - An Introduction*. CRC Press, 2016.
- [10] G. Michalke, “Variable Speed Wind Turbines - Modelling, Control, and Impact on Power Systems,” Technical University of Darmstadt, 2008.
- [11] V. Vittal and R. Ayyanar, *Grid Integration and Dynamic Impact of Wind Energy*. Springer, 2013.
- [12] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. John Wiley & Sons, Ltd., 2011.
- [13] ABB, “Breakers and Switches Low Voltage Products Protection and Control on Wind Turbine application.” 2010.

- [14] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, Ltd., 2011.
- [15] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas, “Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1 : Systems and Topologies,” 2008.
- [16] D. Anca, F. Iov, F. Blaabjerg, and L. H. Hansen, “Review of Contemporary Wind Turbine Concepts and their Market Penetration,” *Wind Eng.*, vol. 28, no. 3, pp. 247–263, 2009.
- [17] E. Watanabe, F. K. Lima, and S. L. Lima, “The Challenges of Wind Turbines Technologies and their Possible Impacts on the Electric Distribution Network,” in *Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos de Potência (SBSE)*, 2012, p. 16.
- [18] D. Anca and L. H. Hansen, “Market penetration of wind turbine concepts over the years,” *Ewea*, vol. 10, no. 1, pp. 81–97, 2006.
- [19] D. Anca and L. H. Hansen, “Wind turbine concept market penetration over 10 years (1995–2004),” *Wind Energy*, vol. 10, no. 1, pp. 81–97, Jan. 2007.
- [20] AEMO, “Wind Turbine Plant Capabilities Report - 2013 Wind Integration Studies.” 2013.
- [21] ABB, “Hardware manual ACS800-67LC wind turbine converters.” 2011.
- [22] ABB, “System description and start-up guide ACS800-67 wind turbine converters.” 2011.
- [23] ABB, “Hardware Manual ACS800-67 Wind Turbine Converters for Asynchronous Slip Ring Generators.” 2010.
- [24] Infineon, “Solutions for Wind Energy Systems.” 2013.
- [25] ABB, “Medium voltage for wind power PCS 6000 full-scale converters up to 9 MVA.” 2009.
- [26] J. Glasdam, J. Hjerrild, Ł. H. Kocewiak, and C. L. Bak, “Review on Multi-Level Voltage Source Converter Based HVDC Technologies for Grid Connection of Large Offshore Wind Farms,” in *Power System Technology (POWERCON)*, 2012, vol. 10, pp. 1–6.
- [27] S. Floten, “Modulation Methods for Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverter,” Norwegian University of Science and Technology, 2010.
- [28] ONS - Operador Nacional do Sistema, “Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes,” *Procedimentos de Rede*. 2011.
- [29] ONS - Operador Nacional do Sistema, “Instruções para realização de estudos e medições de QEE relacionados aos novos acessos à rede básica para parques eólicos, solares e consumidores livres.” 2016.
- [30] M. Bollen and K. Yang, “Harmonics and Wind Power - A forgotten aspect of the interaction between wind-power installations and the grid,” no. Agosto. Stockholm, pp. 1–22, 2012.

- [31] V. Preciado, M. Madrigal, E. Muljadi, and V. Gevorgian, “Harmonics in a Wind Power Plant,” no. Abril. National Renewable Energy Laboratory, 2015.
- [32] J. Eriksson, “Analysis of high frequency harmonics injected by wind turbines in a local grid,” Chalmers University of Technology, 2012.
- [33] E. M. Adzic, D. P. Marcetic, V. A. Katic, and M. S. Adzic, “Grid-connected Voltage Source Converter operation under distorted grid voltage,” in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010.
- [34] B. Badrzadeh, M. Gupta, N. Singh, A. Petersson, L. Max, and M. Hogdahl, “Power system harmonic analysis in wind power plants — Part I: Study methodology and techniques,” in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, pp. 1–11.
- [35] B. Badrzadeh and M. Gupta, “Power system harmonic analysis in wind power plants — Part II: Practical experiences and mitigation methods,” in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, pp. 1–8.
- [36] Shun Liang, Qiaohui Hu, and Wei-Jen Lee, “A Survey of Harmonic Emissions of a Commercially Operated Wind Farm,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 3, pp. 1115–1123, May 2012.
- [37] S. T. Tentzerakis and S. A. Papathanassiou, “An Investigation of the Harmonic Emissions of Wind Turbines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 1, pp. 150–158, Mar. 2007.
- [38] Nguyen Tung Linh, “Power quality investigation of grid connected wind turbines,” in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2009, pp. 2218–2222.
- [39] S. Tentzerakis, N. Paraskevopoulou, S. Papathanassiou, and P. Papadopoulos, “Measurement of wind farm harmonic emissions,” in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 1769–1775.
- [40] A. Reis, “Uma Contribuição para o Controle Operativo de Unidades Eólicas : Modelagem , Regulação de Tensão e Minimização das Distorções Harmônicas,” Universidade Federal de Uberlândia, 2015.
- [41] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. Wiley, 2010.
- [42] F. L. Luo and H. Ye, *Advanced DC/AC Inverters - Applications in Renewable Energy*. CRC Press, 2013.
- [43] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Sep. 2005.
- [44] R. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, C. L. Bak, and M. Liserre, “A review of passive filters for grid-connected voltage source converters,” in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 2208–2215.



- [45] Z. Xin, P. C. Loh, X. Wang, F. Blaabjerg, and Y. Tang, “Highly Accurate Derivatives for LCL-Filtered Grid Converter With Capacitor Voltage Active Damping,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3612–3625, May 2016.
- [46] F. F. Matos, C. V. Sousa, G. M. Rezende, R. A. N. Toledo, I. S. J. Seleme, and R. S. Selênio, “Projeto e Construção de Filtro LCL Para Conversores PWM,” in *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, 2010, pp. 1568–1575.
- [47] R. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, and C. L. Bak, “A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid Connected Voltage-Source Converters,” *Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J.*, vol. 4, no. 99, p. 1, 2016.
- [48] N. Luo, V. Yolanda, and L. Acho, *Advances in Industrial Control - Wind Turbine Control and Monitoring*. Springer, 2014.
- [49] K. J. Åström and T. Hägglund, *Advanced PID Control*. 2006.
- [50] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. John Wiley & Sons, Ltd., 2013.
- [51] F. Katiraei and R. Iravani, “Power Management Strategies for a Microgrid With Multiple Distributed Generation Units,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 21, no. 4, pp. 1821–1831, Nov. 2006.
- [52] E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo, and P. F. D. Garcia, “Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 533–542, 2002.
- [53] C. A. Cañizares, M. Pozzi, S. Corsi, and E. Uzunovic, “STATCOM modeling for voltage and angle stability studies,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 25, no. 6, pp. 431–441, 2003.
- [54] P. Rodriguez, A. Luna, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Grid Synchronization of Wind Turbine Converters under Transient Grid Faults using a Double Synchronous Reference Frame PLL,” in *2008 IEEE Energy 2030 Conference*, 2008, pp. 1–8.
- [55] J. A. Suul, K. Ljokelsoy, and T. Undeland, “Design, tuning and testing of a flexible PLL for grid synchronization of three-phase power converters,” *2009 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 1–10, 2009.
- [56] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, C. Martinez-Peñalver, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesaña, J. Malvar, A. Nogueiras, J. Marcos, and A. Lago, “Grid-synchronization methods for power converters,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 522–529, 2009.
- [57] X. Fang, Y. Wang, M. Li, K. Wang, and W. Lei, “A novel PLL for grid synchronization of power electronic converters in unbalanced and variable-frequency environment,” *2nd Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2010*, pp. 466–471, 2010.
- [58] A. Luna, J. Rocabert, I. Candela, P. Rodriguez, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced structures for grid synchronization in distributed generation,” *Icrepq.Com*, pp. 1–10, 2012.

- [59] P. Cossutta, M. P. Aguirre, M. A. Engelhardt, A. Cao, and M. I. Valla, “High speed fixed point DSOGI PLL implementation on FPGA for synchronization of grid connected power converters,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1372–1377, 2014.
- [60] V. Boscaino, G. Cipriani, V. Di Dio, R. Lauricella, A. Marcotulli, and R. Miceli, “Overview and Performance Comparison of Grid Synchronization Algorithms,” *2014 Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, SPEEDAM 2014*, pp. 1213–1218, 2014.
- [61] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, and F. Blaabjerg, “A Robust Synchronization to Enhance the Power Quality of Renewable Energy Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4858–4868, Aug. 2015.
- [62] Y. Ko, K. Park, K. B. Lee, and F. Blaabjerg, “A new PLL system using full order observer and PLL system modeling in a single phase grid-connected inverter,” *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 803–808, 2011.
- [63] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, and F. Blaabjerg, “A New Hybrid PLL for Interconnecting Renewable Energy Systems to the Grid,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 6, pp. 2709–2719, 2013.
- [64] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions,” in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [65] K. S. Fuad, “Grid-voltage Synchronization Algorithms Based on Phase-locked Loop and Frequency-locked Loop for Power Converters,” Aalto University, 2014.
- [66] C. Tihomir, M. Puskaric, and N. Tezak, “Testing of PLL structures on real time systems,” in *17° International Symposium on Power Electronics*, 2013, no. Outubro.
- [67] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007.
- [68] A. Mäkinen, “Impact of synchronizing method on the operation of full power converter wind turbine,” *SGEM - Smart Grids Energy Mark.*, pp. 1–55, 2011.
- [69] H. A. Pereira, A. F. Cupertino, C. A. Ribeiro, and S. R. Silva, “Influence of PLL in Wind Parks Harmonic Emissions,” in *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, 2013, pp. 1–8.
- [70] A. Nouralinejad, A. Bagheri, M. Mardaneh, and M. Malekpour, “Improving the Decoupled Double SRF PLL for grid connected power converters,” in *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*, 2014, pp. 347–352.
- [71] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [72] R. H. Park, “Two-reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis - Part I,” *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.

- [73] C. V. Sousa, “Projeto de uma Bancada de Testes para Avaliação do Carregamento de Transformadores Trifásicos de Potência Utilizando Conversores Estáticos,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2007.
- [74] B. Wu, *High-power converters and AC drives*. Wiley, 2006.
- [75] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2nd ed. John Wiley & Sons, INC., 1995.
- [76] J. J. C. Segala, “Estudo e Modelagem de um Inversor Modulado por Valores Instantâneos de Tensão,” Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.
- [77] AMETEK Programmable Power, “California Instruments CSW Series 5550–33300 VA.” 2014.
- [78] Supplier, “Conjuntos Inversores de Potência.” 2014.
- [79] LS Industrial Systems, “Data Sheet LUH100G1201 - 1200V 100A 2-Pack IGBT Module.” 2011.
- [80] Supplier, “Driver Duplo - DRO100D25A.” 2012.
- [81] Texas Instruments, “Data Manual Digital Signal Controllers TMS320C28XXX.” 2012.
- [82] Texas Instruments, “TMS320C2000 Experimenter Kit Overview.” 2011.
- [83] LEM, “Voltage Transducer LV 20-P Datasheet.” .
- [84] LEM, “Current Transducer LA 55-P Datasheet.” .
- [85] G. P. Souza, “Unidade de condicionamento de sinais aplicada à plataforma PC104 focada ao desenvolvimento e execução de funções de proteção em sistemas elétricos,” Universidade de São Paulo, 2012.
- [86] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing.pdf*, 2nd ed. Prentice Hall, 1999.
- [87] A. P. Malvino, *Eletrônica - Volume 2*, 4th ed. Pearson Makron Books, 1997.
- [88] R. Boylestad and L. Nashelsky, *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*, 6th ed. LTC Editora, 1998.
- [89] M. Chaniotakis and D. Cory, “Operational Amplifier Circuits,” *MIT Open Course Ware*. 2006.
- [90] R. Mancini, “Op Amps for Everyone.” Texas Instruments, 2001.
- [91] A. Luna, J. Rocabert, I. C. J., J. R. Hermoso, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, “Grid Voltage Synchronization for Distributed Generation Systems under Grid Fault Conditions,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 9994, no. c, pp. 1–1, 2015.

- [92] K. Mozdzyński, K. Rafał, and M. Bobrowska-Rafał, “Application of the second order generalized integrator in digital control systems,” *Arch. Electr. Eng.*, vol. 63, no. 3, pp. 423–437, 2014.
- [93] Se-Kyo Chung, “A phase tracking system for three phase utility interface inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [94] A. Luna, J. Rocabert, G. Vazquez, P. Rodriguez, R. Teodorescu, and F. Corcoles, “Grid synchronization for advanced power processing and FACTS in wind power systems,” in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 2915–2920.
- [95] W. L. Melvin and D. R. Frey, “Continuous-time to discrete-time conversion via a novel parametrized s-to-z-plane mapping,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 44, no. 10, pp. 829–834, 1997.
- [96] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Computer Control System: Theory and Design*, 3rd ed. Prentice Hall, 1996.
- [97] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, 2nd ed. Prentice Hall, 1995.
- [98] P. Cossutta, M. P. Aguirre, A. Cao, M. A. Engelhardt, and M. I. Valla, “Implementación de un algoritmo DSOGI-PLL en una FPGA para sincronización con la red de convertidores de potencia,” in *2014 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, 2014, pp. 651–656.
- [99] M. R. Curti, F. M. Serra, D. G. Forchetti, and C. H. De Angelo, “Experimental implementation of PSDs,” in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2012, pp. 1–6.
- [100] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Academic Press, 2001.
- [101] E. Acha, V. G. Agelidis, O. Anaya-Lara, and T. J. E. Miller, *Power Electronic Control in Electrical Systems*. Newnes Power Engineering Series, 2002.
- [102] J. D. Irwin, *The Power Electronics Handbook - Industrial Electronics Series*. CRC Press, 2002.
- [103] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 2002.
- [104] W. S. Júnior, “Asic para a Geração de Senóides com Frequência Variável Baseada em PWM,” Universidade Estadual de Campinas, 2002.
- [105] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice*. John Wiley & Sons, INC., 2003.
- [106] Seung-Gi Jeong and Min-Ho Park, “The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 38, no. 2, pp. 108–114, Apr. 1991.
- [107] R. Xie, X. Hao, X. Yang, W. Chen, L. Huang, and Chao Wang, “An exact discrete-time model considering dead-time nonlinearity for an H-bridge grid-connected inverter,” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 2950–2953.

- [108] G. Grandi and J. Loncarski, “Analysis of dead-time effects in multi-phase voltage source inverters,” in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, 2012, pp. P223–P223.
- [109] X. Mao, R. Ayyanar, and A. K. Jain, “Dead time effect in two-level space vector PWM voltage source inverters with large current ripple,” in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, pp. 679–684.
- [110] G. Grandi, J. Loncarski, and R. Seebacher, “Effects of current ripple on dead-time distortion in three-phase voltage source inverters,” in *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*, 2012, pp. 207–212.
- [111] G. Grandi and J. Loncarski, “Space vector analysis of dead-time voltage distortion in multiphase inverters,” in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, pp. DS3c.6–1–DS3c.6–7.
- [112] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, “Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 5, pp. 881–886, Sep. 1987.
- [113] Jeong Seung-Gi, Lee Bang-Sup, Kim Kyung-Seo, and Park Min-Ho, “The Analysis and Compensation of Dead Time Effects in Pwm Inverters,” in *Proceedings.14 Annual Conference of Industrial Electronics Society*, 1988, vol. 3, pp. 667–671.
- [114] L. Ben-Brahim, “The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters,” in *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1998, vol. 2, pp. 792–797.
- [115] Y. Liu, H. Ben, C. Li, and D. Wang, “Research of the dead-time compensation based on the three-phase grid-connected inverter,” in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012, pp. 510–514.
- [116] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, “Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 3, pp. 552–559, 1991.
- [117] X. Zhengwen and Y. Qiping, “Dead-time compensation strategy of three-phase SVPWM inverter,” in *2012 International Conference on Image Analysis and Signal Processing*, 2012, pp. 1–3.
- [118] R. C. Dodson, P. D. Evans, H. Tabatabaei Yazdi, and S. C. Harley, “Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms,” *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, vol. 137, no. 2, p. 73, 1990.
- [119] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*. Rio de Janeiro: Prentice Hall, 1985.
- [120] N. S. Nise, *Engenharia de Sistemas de Controle*, 3rd ed. Rio de Janeiro: LTC Editora, 2002.
- [121] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Sistemas de Controle Modernos*, 8th ed. LTC Editora, 2001.

## Referências Bibliográficas

---

- [122] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd ed. Addison-Wesley, 1998.
- [119] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*. Rio de Janeiro: Prentice Hall, 1985.
- [120] N. S. Nise, *Engenharia de Sistemas de Controle*, 3rd ed. Rio de Janeiro: LTC Editora, 2002.
- [121] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Sistemas de Controle Modernos*, 8th ed. LTC Editora, 2001.
- [122] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd ed. Addison-Wesley, 1998.

## Apêndice I – Controle da unidade inversora (ATP)

```
MODEL CONINV
INPUT
.
.
.
VAR
.
.
.
OUTPUT
.
.
.
INIT
DIGITIN1:= 0      -- entrada digital (inicia conexão do inversor);
DIGITIN2:= 0      -- entrada digital (ou flutua ou despacha potência);
VPACN:= 127       -- tensão de fase de referência no lado de corrente alternada, volt-rms;
VPACMI:= 0.7      -- tensão mínima do lado de corrente alternada, em pu;
IPACN:= 8         -- corrente de referência no lado de corrente alternada, ampère-rms;
IPACMA:= 15       -- corrente máxima no lado de corrente alternada, ampère-rms;
FRERED:= 60       -- frequência nominal da rede elétrica, em hertz;
VCCNOM:= 450      -- tensão de referência (nominal) no lado de corrente contínua, em volt;
VCCMAX:= 700      -- tensão máxima no lado de corrente contínua, em volt;
VCCMIN:= 360      -- tensão mínima do lado de corrente contínua, em volt;
FLAG1:= 0         -- modo de operação do conversor, quanto ao despacho de potência reativa
                  -- (FLAG1 = 1 -> controle DROOP, FLAG1 = 2 -> fator de potência fixo
                  -- determinado por FLAG2, FLAG1 = 0 -> não fornece/absorve potência reativa);
FLAG2:= 0.95      -- fator de potência de operação (para FLAG1 = 2);
FREQU:= 20000     -- indutância total do filtro de conexão, em henry;
Lf:= 0.003965
AJUSTE_VA:= 0
AJUSTE_VB:= 0
AJUSTE_VC:= 0
AJUSTE_IA:= 0
AJUSTE_IB:= 0
AJUSTE_IC:= 0
AJUSTE_VCC:= 0
CONSTRANS_VA:= 1
CONSTRANS_VB:= 1
CONSTRANS_VC:= 1
CONSTRANS_IA:= 1
CONSTRANS_IB:= 1
CONSTRANS_IC:= 1
CONSTRANS_VCC:= 1
FLAGAUX0:= 0      -- verificação de sincronia com a rede elétrica;
FLAGAUX1:= 0      -- ou flutua ou despacha potência se igual à 1, chaves abertas se igual à 0;
FLAGAUX2:= 1      -- todas as chaves abertas se igual à 1;
FLAGAUX3:= 0      -- verificação da tensão de entrada (igual à 1 tensão está acima da mínima);
```



## Apêndices

```
FLAGAUX4:= 0      -- proteção contra possível curto-circuito na entrada ou na saída do inversor;
FLAGAUX5:= 1      -- igual à 0 para estado flutuante, igual à 1 para despacho de potência;
AUX2:= 0          -- variável auxiliar para limitação de potência;
VA:= 0            -- tensões trifásicas do lado de corrente alternada obtidas pelo ADC;
VB:= 0
VC:= 0
IA:= 0            -- correntes trifásicas do lado de corrente alternada obtidas pelo ADC;
IB:= 0
IC:= 0
VCC:= 0           -- tensão no lado de corrente contínua;
VCCF:= 0          -- VCC filtrada;
VCCF_NMU:= 0      -- VCCF[n-1];
FCF_VCC:= 100     -- frequência de corte do filtro de VCC, em rad/s;
V_ALFA:= 0        -- calculada a partir de vLCA (tensões no ponto de acoplamento);
V_BETA:= 0        -- calculada a partir de vLCA (tensões no ponto de acoplamento);
V_MED1:= 0        -- módulo da tensão calculada a partir de V_ALFA e de V_BETA;
VD_P:= 0          -- tensão de sequência positiva de eixo direto;
VQ_P:= 0          -- tensão de sequência positiva de eixo em quadratura;
VD_N:= 0          -- tensão de sequência negativa de eixo direto;
VQ_N:= 0          -- tensão de sequência negativa de eixo em quadratura;
VD_P_DC:= 0       -- termo constante da tensão de sequência positiva de eixo direto;
VQ_P_DC:= 0       -- termo constante da tensão de sequência positiva de eixo em quadratura;
VD_N_DC:= 0       -- termo constante da tensão de sequência negativa de eixo direto;
VQ_N_DC:= 0       -- termo constante da tensão de sequência negativa de eixo em quadratura;
VQ_P_DC_NMU:= 0   -- VQ_P_DC[n-1];
VD_P_DCF:= 0      -- VD_P_DC filtrado;
VQ_P_DCF:= 0      -- VD_N_DC filtrado;
VD_N_DCF:= 0      -- VD_N_DC filtrado;
VQ_N_DCF:= 0      -- VQ_N_DC filtrado;
VD_P_DCF_NMU:= 0  -- VD_P_DCF[n-1];
VQ_P_DCF_NMU:= 0  -- VQ_P_DCF[n-1];
VD_N_DCF_NMU:= 0  -- VD_N_DCF[n-1];
VQ_N_DCF_NMU:= 0  -- VQ_N_DCF[n-1];
FCFPLL:= 125.6637 -- frequência de corte do filtro passa baixa utilizado no PLL, em rad/s;
kp_PLL:= 46        -- constante do PI utilizado no PLL;
ki_PLL:= 0.0435    -- constante do PI utilizado no PLL;
FREQ_PLL:= 0       -- frequência calculada pelo PLL;
FREQ_PLL_NMU:= 0   -- FREQ_PLL[n-1];
ANG_REF_PLL:= 0    -- ângulo de referência para a transformação vetorial obtido a partir do PLL;
ANG_REF_PLL_NMU:= 0 -- ANG_REF_PLL[n-1];
ANG_REF:= 0        -- ângulo de referência;
VD_MED:= 0         -- tensão de eixo direto medida;
VQ_MED:= 0         -- tensão de eixo em quadratura medida;
V_MED2:= 0         -- tensão medida;
VD_MEDEF:= 0       -- VD_MED filtrada;
VQ_MEDEF:= 0       -- VQ_MED filtrada;
VD_MEDEF_NMU:= 0   -- VD_MEDEF[n-1];
VQ_MEDEF_NMU:= 0   -- VQ_MEDEF[n-1];
FCF_VMED:= 250     -- frequência de corte do filtro V_MED, em rad/s;
V_MED2F:= 0        -- tensão medida filtrada;
VD_PU:= 0          -- tensão de eixo direto medida em pu;
VQ_PU:= 0          -- tensão de eixo em quadratura medida em pu;
V_PU:= 0           -- tensão em pu;
VD_PUF:= 0         -- VD_PU filtrada;
VQ_PUF:= 0         -- VQ_PU filtrada;
VD_PUF_NMU:= 0     -- VD_PUF[n-1];
VQ_PUF_NMU:= 0     -- VQ_PUF[n-1];
FCF_VPU:= 250      -- frequência de corte do filtro V_PU, em rad/s;
V_PUF:= 0          -- tensão em pu filtrada;
ID_MED:= 0         -- corrente de eixo direto medida;
IQ_MED:= 0         -- corrente de eixo em quadratura medida;
I_MED:= 0          -- corrente medida;
ID_MEDEF:= 0       -- ID_MED filtrada;
IQ_MEDEF:= 0       -- IQ_MED filtrada;
ID_MEDEF_NMU:= 0   -- ID_MEDEF[n-1];
IQ_MEDEF_NMU:= 0   -- IQ_MEDEF[n-1];
FCF_IMED:= 250     -- frequência de corte do filtro I_MED, em rad/s;
I_MEDEF:= 0        -- corrente medida filtrada;
ID_PU:= 0          -- corrente de eixo direto medida em pu;
IQ_PU:= 0          -- corrente de eixo em quadratura medida em pu;
I_PU:= 0           -- corrente em pu;
ID_PUF:= 0         -- ID_PU filtrada;
IQ_PUF:= 0         -- IQ_PU filtrada;
ID_PUF_NMU:= 0     -- ID_PUF[n-1];
IQ_PUF_NMU:= 0     -- IQ_PUF[n-1];
FCF_IPU:= 5000     -- frequência de corte do filtro I_PU, em rad/s;
I_PUF:= 0          -- I_PU filtrada;
P_MED:= 0          -- potência ativa medida;
Q_MED:= 0          -- potência reativa medida;
```

## Apêndices

```
P_MEDF:= 0          -- P_MED filtrada;
Q_MEDF:= 0          -- Q_MED filtrada;
P_MEDF_NMU:= 0     -- P_MEDF[n-1];
Q_MEDF_NMU:= 0     -- Q_MEDF[n-1];
FCF_PMED:= 100    -- frequência de corte do filtro de P_MED, em rad/s;
FCF_QMED:= 100    -- frequência de corte do filtro de Q_MED, em rad/s;
P_PU:= 0           -- potência ativa em pu;
Q_PU:= 0           -- potência reativa em pu;
P_PUF:= 0          -- P_PU filtrada;
Q_PUF:= 0          -- Q_PU filtrada;
P_PUF_NMU:= 0     -- P_PUF[n-1];
Q_PUF_NMU:= 0     -- Q_PUF[n-1];
FCF_PPU:= 100    -- frequência de corte do filtro de P_PU, em rad/s;
FCF_QPU:= 100    -- frequência de corte do filtro de Q_PU, em rad/s;
P_REF:= 0         -- potência ativa de referência;
Q_REF:= 0         -- potência reativa de referência;
V_MAX:= 1.05      -- máxima tensão no PAC para absorção de potência reativa, em pu;
V_MIN:= 0.95      -- mínima tensão no PAC para fornecimento de potência reativa, em pu;
Q_MAXC:= 0.2      -- máxima potência reativa a ser fornecida pelo conversor, em pu;
Q_MAXI:= 0.2      -- máxima potência reativa a ser absorvida pelo conversor, em pu;
Kp1:= 0.88535704067013 -- constante proporcional PI-1;
Ti1:= 1/83.2130219007307 -- constante integral PI-1;
Kp2:= 0.765177752213601 -- constante proporcional PI-2;
Ti2:= 1/82.1103159864179 -- constante integral PI-2;
Kp3:= 0.634       -- constante proporcional PI-3;
Ti3:= 1/182.81   -- constante integral PI-3;
Kp4:= 0.634       -- constante proporcional PI-4;
Ti4:= 1/182.81   -- constante integral PI-4;
ID_REF1:= 0       -- corrente de referência de eixo direto;
ID_REF1_NMU:= 0   -- ID_REF1[n-1];
WUP_D:= 0         -- variável anti-windup de eixo direto;
ERRO_P:= 0        -- erro de potência ativa;
ERRO_P_NMU:= 0    -- ERRO_P[n-1];
IQ_REF1:= 0       -- corrente de referência de eixo em quadratura;
IQ_REF1_NMU:= 0   -- IQ_REF1[n-1];
WUP_Q:= 0         -- variável anti-windup de eixo em quadratura;
ERRO_Q:= 0        -- erro de potência reativa;
ERRO_Q_NMU:= 0    -- ERRO_Q[n-1];
ID_REF2:= 0       -- corrente de referência de eixo direto após verificação de limites;
IQ_REF2:= 0       -- corrente de referência de eixo em quadratura após verificação de limites;
ERRO_ID:= 0       -- erro de corrente de eixo direto;
ERRO_ID_NMU:= 0   -- ERRO_ID[n-1];
VDPI3:= -0.26796  -- tensão de eixo direto de saída do PI-3;
VDPI3_NMU:= -0.26796 -- VDPI3[n-1];
VD_REF:= 0        -- tensão de eixo direto de referência;
ERRO_IQ:= 0       -- erro de corrente de eixo em quadratura;
ERRO_IQ_NMU:= 0   -- ERRO_IQ[n-1];
VQPI4:= 0.026906  -- tensão de eixo em quadratura de saída do PI-4;
VQPI4_NMU:= 0.026906 -- VQPI4[n-1];
VQ_REF:= 0        -- tensão de eixo em quadratura de referência;
vMOD1_A:= 0       -- moduladoras para sinais de frequência fundamental;
vMOD1_B:= 0;
vMOD1_C:= 0;
vMOD_A:= 0        -- moduladoras finais;
vMOD_B:= 0;
vMOD_C:= 0;
INDMOD:= 0        -- índice de modulação;
FREM0D:= 1000000  -- frequência da onda triangular (portadora) para chaveamento via SPWM
FREP0R:= 5000     -- (escolher frequência múltipla inteira de FRE0QU), em hertz;
-- tempo morto no disparo das chaves da unidade inversora, em segundos;
TEMM0R:= 0;
PN0MIN:= 3*VPACN*IPACN -- potência aparente nominal do conversor, em VA;
TAQU:= 1/FRE0QU     -- período de aquisição;
SN0MIN:= 3*VPACN*IPACN -- potência aparente nominal do conversor, em VA;
XACL_PU:= (2*pi*FRERED*Lf)/(VPACN*VPACN/(SN0MIN/3)) -- reatância de acoplamento, em pu;
N_TEMP:= FREM0D/FRE0QU
FLAG_TEMP:= 0
PP0RT:= 1/FREP0R
NPP0RT:= 0
AMPP0R:= 2
PORT:= 0
CH1:= 0
CH2:= 0
CH3:= 0
CH4:= 0
CH5:= 0
CH6:= 0
CHAVE1:= 0
CHAVE2:= 0
```

## Apêndices

```
CHAVE3:= 0
CHAVE4:= 0
CHAVE5:= 0
CHAVE6:= 0
histdef(CH1):= 0
histdef(CH2):= 0
histdef(CH3):= 0
histdef(CH4):= 0
histdef(CH5):= 0
histdef(CH6):= 0
histdef(CHAVE1):= 0
histdef(CHAVE2):= 0
histdef(CHAVE3):= 0
histdef(CHAVE4):= 0
histdef(CHAVE5):= 0
histdef(CHAVE6):= 0
ENDINIT
EXEC
FLAG_TEMP:= FLAG_TEMP + 1
IF FLAG_TEMP = N_TEMP THEN

IF t > 0.1 AND t < 3.2 THEN -- ENTRADA DIGITAL 1;
    DIGITIN1:= 1 -- ou flutua ou despacha potência;
ELSE
    DIGITIN1:= 0 -- nem flutua nem despacha potência;
ENDIF

IF t > 0.2 AND t < 3 THEN -- ENTRADA DIGITAL 2;
    DIGITIN2:= 1 -- despacha potência;
ELSE
    DIGITIN2:= 0 -- entra em estado flutuante;
ENDIF

-- transformação das tensões e correntes de entrada em valores reais;
VA:= (vLCA[1] - AJUSTE_VA)*CONSTRANS_VA
VB:= (vLCA[2] - AJUSTE_VB)*CONSTRANS_VB
VC:= (vLCA[3] - AJUSTE_VC)*CONSTRANS_VC
IA:= (iLCA[1] - AJUSTE_IA)*CONSTRANS_IA
IB:= (iLCA[2] - AJUSTE_IB)*CONSTRANS_IB
IC:= (iLCA[3] - AJUSTE_IC)*CONSTRANS_IC
VCC:= (vLCC - AJUSTE_VCC)*CONSTRANS_VCC

-- cálculo e filtragem digital da tensão no lado de corrente contínua;
VCCF_NMU:= VCCF
VCCF:= (VCCF_NMU + VCC*TAQU*FCF_VCC)/(TAQU*FCF_VCC + 1)

-- início sincronização com a rede elétrica;
V_ALFA:= 0.666667*(VA - 0.5*VB - 0.5*VC)
V_BETA:= 0.666667*(0.866025*VB - 0.866025*VC)
V_MED1:= sqrt(V_ALFA*V_ALFA + V_BETA*V_BETA)

-- cálculo das variáveis direta e em quadratura de sequência positiva e negativa;
VD_P:= V_ALFA*cos(ANG_REF_PLL) + V_BETA*sin(ANG_REF_PLL)
VQ_P:= -V_ALFA*sin(ANG_REF_PLL) + V_BETA*cos(ANG_REF_PLL)
VD_N:= V_ALFA*cos(-1*ANG_REF_PLL) + V_BETA*sin(-1*ANG_REF_PLL)
VQ_N:= -V_ALFA*sin(-1*ANG_REF_PLL) + V_BETA*cos(-1*ANG_REF_PLL)

-- célula de desacoplamento;
VQ_P_DC_NMU:= VQ_P_DC
VD_P_DC:= VD_P - VD_N_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL) - VQ_N_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL)
VQ_P_DC:= VQ_P + VD_N_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL) - VQ_N_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL)
VD_N_DC:= VD_N - VD_P_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL) + VQ_P_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL)
VQ_N_DC:= VQ_N - VD_P_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL) - VQ_P_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL)

-- filtragem dos sinais de saída, filtros passa-baixa;
VD_P_DCF_NMU:= VD_P_DCF
VQ_P_DCF_NMU:= VQ_P_DCF
VD_N_DCF_NMU:= VD_N_DCF
VQ_N_DCF_NMU:= VQ_N_DCF
VD_P_DCF:= (VD_P_DCF_NMU + VD_P_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1)
VQ_P_DCF:= (VQ_P_DCF_NMU + VQ_P_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1)
VD_N_DCF:= (VD_N_DCF_NMU + VD_N_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1)
VQ_N_DCF:= (VQ_N_DCF_NMU + VQ_N_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1)

-- cálculo do ângulo de referência;
FREQ_PLL_NMU:= FREQ_PLL
FREQ_PLL:= FREQ_PLL_NMU - kp_PLL*VQ_P_DC_NMU + (kp_PLL + ki_PLL*TAQU)*VQ_P_DC
ANG_REF_PLL_NMU:= ANG_REF_PLL
ANG_REF_PLL:= ANG_REF_PLL_NMU + TAQU*FREQ_PLL
```



## Apêndices

---

```
IF (ANG_REF_PLL >= 6.283185) THEN
  ANG_REF_PLL:= 0
ENDIF
ANG_REF:= ANG_REF_PLL

-- verificação de sincronia com a rede;
IF ANG_REF > 4.712389 OR ANG_REF < 1.570796 THEN
  FLAGAUX0:= 1
ELSE
  FLAGAUX0:= 0
ENDIF
-- fim da sincronização com a rede elétrica;

-- início transformação vetorial de tensões e correntes e filtragem digital;
-- transformação vetorial das tensões medidas (abc para dq0);
VD_MED:= 0.666667*(VA*cos(ANG_REF) + VB*cos(ANG_REF - 2.094395) + VC*cos(ANG_REF + 2.094395))
VQ_MED:= -0.666667*(VA*sin(ANG_REF) + VB*sin(ANG_REF - 2.094395) + VC*sin(ANG_REF + 2.094395))
V_MED2:= sqrt(VD_MED*VD_MED + VQ_MED*VQ_MED)

-- filtragem dos sinais de tensão dq, filtros passa-baixa de primeira ordem;
VD_MEDF_NMU:= VD_MEDF
VQ_MEDF_NMU:= VQ_MEDF
VD_MEDF:= (VD_MEDF_NMU + VD_MED*TAQU*FCF_VMED)/(TAQU*FCF_VMED + 1)
VQ_MEDF:= (VQ_MEDF_NMU + VQ_MED*TAQU*FCF_VMED)/(TAQU*FCF_VMED + 1)
V_MED2F:= sqrt(VD_MEDF*VD_MEDF + VQ_MEDF*VQ_MEDF)

-- cálculo das tensões em pu;
VD_PU:= VD_MED/(VPACN*sqrt(2))
VQ_PU:= VQ_MED/(VPACN*sqrt(2))
V_PU:= sqrt(VD_PU*VD_PU + VQ_PU*VQ_PU)

-- filtragem dos sinais de tensão dq em pu, filtros passa-baixa de primeira ordem;
VD_PUF_NMU:= VD_PUF
VQ_PUF_NMU:= VQ_PUF
VD_PUF:= (VD_PUF_NMU + VD_PU*TAQU*FCF_VPU)/(TAQU*FCF_VPU + 1)
VQ_PUF:= (VQ_PUF_NMU + VQ_PU*TAQU*FCF_VPU)/(TAQU*FCF_VPU + 1)
V_PUF:= sqrt(VD_PUF*VD_PUF + VQ_PUF*VQ_PUF)

-- transformação vetorial das correntes medidas (abc para dq0);
ID_MED:= 0.666667*(IA*cos(ANG_REF) + IB*cos(ANG_REF - 2.094395) + IC*cos(ANG_REF + 2.094395))
IQ_MED:= -0.666667*(IA*sin(ANG_REF) + IB*sin(ANG_REF - 2.094395) + IC*sin(ANG_REF + 2.094395))
I_MED:= sqrt(ID_MED*ID_MED + IQ_MED*IQ_MED)

-- filtragem dos sinais de corrente dq, filtros passa-baixa de primeira ordem;
ID_MEDF_NMU:= ID_MEDF
IQ_MEDF_NMU:= IQ_MEDF
ID_MEDF:= (ID_MEDF_NMU + ID_MED*TAQU*FCF_IMED)/(TAQU*FCF_IMED + 1)
IQ_MEDF:= (IQ_MEDF_NMU + IQ_MED*TAQU*FCF_IMED)/(TAQU*FCF_IMED + 1)
I_MEDF:= sqrt(ID_MEDF*ID_MEDF + IQ_MEDF*IQ_MEDF)

-- cálculo das correntes em pu;
ID_PU:= ID_MED/IPACN
IQ_PU:= IQ_MED/IPACN
I_PU:= sqrt(ID_PU*ID_PU + IQ_PU*IQ_PU)

-- filtragem dos sinais de corrente dq, filtros passa-baixa de primeira ordem;
ID_PUF_NMU:= ID_PUF
IQ_PUF_NMU:= IQ_PUF
ID_PUF:= (ID_PUF_NMU + ID_PU*TAQU*FCF_IPU)/(TAQU*FCF_IPU + 1)
IQ_PUF:= (IQ_PUF_NMU + IQ_PU*TAQU*FCF_IPU)/(TAQU*FCF_IPU + 1)
I_PUF:= sqrt(ID_PUF*ID_PUF + IQ_PUF*IQ_PUF)
-- fim da transformação vetorial de tensões e correntes e filtragem digital;

-- início do cálculo das potências ativa e reativa;
-- cálculo das potências ativa e reativa trifásicas medidas;
P_MED:= 1.5*(VD_MED*ID_MED + VQ_MED*IQ_MED)
Q_MED:= 1.5*(VQ_MED*ID_MED - VD_MED*IQ_MED)

-- filtragem das potências medidas;
P_MEDF_NMU:= P_MEDF
Q_MEDF_NMU:= Q_MEDF
P_MEDF:= (P_MEDF_NMU + P_MED*TAQU*FCF_PMED)/(TAQU*FCF_PMED + 1)
Q_MEDF:= (Q_MEDF_NMU + Q_MED*TAQU*FCF_QMED)/(TAQU*FCF_QMED + 1)

-- cálculo das potências para pu;
P_PU:= P_MED/SNOMIN
Q_PU:= Q_MED/SNOMIN
```

## Apêndices

---

```
-- filtragem das potências medidas;
P_PUF_NMU:= P_PUF
Q_PUF_NMU:= Q_PUF
P_PUF:= (P_PUF_NMU + P_PU*TAQU*FCF_PPU)/(TAQU*FCF_PPU + 1)
Q_PUF:= (Q_PUF_NMU + Q_PU*TAQU*FCF_QPU)/(TAQU*FCF_QPU + 1)
-- fim cálculo das potências ativa e reativa;

-- início do cálculo dos valores de referência para as potências;
-- verifica tempo no qual o conversor começa o despacho de potência;
IF DIGITIN1 = 0 THEN -- ENTRADA DIGITAL 1;
  FLAGAUX1:= 0 -- nem flutua nem despacha potência;
ELSE
  FLAGAUX1:= 1 -- ou flutua ou despacha potência;
ENDIF
IF FLAGAUX1 = 1 THEN
  IF VCCF < VCCNOM AND FLAGAUX3 = 0 THEN
    FLAGAUX2:= 1 -- todas as chaves do inversor abertas;
  ELSE
    FLAGAUX2:= 0 -- já pode entrar em estado flutuante ou despachar potência;
    IF VCCF < VCCMIN THEN
      FLAGAUX3:= 0
      FLAGAUX2:= 1 -- se tensão é reestabelecida pode flutuar ou despachar potência novamente (tirar a
próxima linha se for o caso);
      --FLAGAUX4:= 1 -- talvez houve curto, interromper todo o processo definitivamente;
    ELSE
      FLAGAUX3:= 1
    ENDIF
  ENDIF
  IF abs(IA) > IPACMA*sqrt(2) OR abs(IB) > IPACMA*sqrt(2) OR abs(IC) > IPACMA*sqrt(2) OR VCCF >
VCCMAX OR V_PUF < 0.5 THEN -- proteção instantânea sobrecorrente;
    FLAGAUX4:= 1 -- tem que abrir todas as chaves do inversor;
  ENDIF
  IF DIGITIN2 = 0 THEN -- ENTRADA DIGITAL 2;
    FLAGAUX5:= 0 -- entra em estado flutuante;
  ELSE
    FLAGAUX5:= 1 -- despacha potência;
  ENDIF
  IF VD_PUF < VPACMI OR FLAGAUX2 = 1 OR FLAGAUX5 = 0 OR FLAGAUX4 = 1 THEN
    P_REF:= 0
    Q_REF:= 0
  ELSE
    -- determinação do despacho de potência ativa;
    --P_REF:= VCCF/VCCNOM
    P_REF:= P_REF + 0.0001 -- rampa de incremento de P_REF (1 segundo);
    IF P_REF > 1 THEN
      P_REF:= 1
    ENDIF
    --P_REF:= 1

    -- determinação do despacho de potência reativa;
    IF FLAG1 = 1 THEN
      Q_REF:= -1*((VD_PUF - 1)/((V_MAX - V_MIN)/(Q_MAXC + Q_MAXI)))
      IF VD_PUF < V_MIN THEN
        Q_REF:= Q_MAXC
      ENDIF
      IF VD_PUF > V_MAX THEN
        Q_REF:= Q_MAXI
      ENDIF
    ELSIF FLAG1 = 2 THEN
      Q_REF:= P_PUF*tan(acos(FLAG2))
    ELSE
      Q_REF:= 0
    ENDIF
  ENDIF
ENDIF
IF FLAGAUX4 = 1 THEN
  FLAGAUX2:= 1 -- em caso de curto-circuito, interromper todo o processo definitivamente;
ENDIF
-- fim do cálculo dos valores de referência para as potências;

-- início cálculo dos erros e aplicações dos controladores;
-- cálculo da corrente de eixo direto e em quadratura de referência;
IF FLAGAUX2 = 0 THEN -- despacha potência ou estado flutuante;
  ERRO_P_NMU:= ERRO_P
  ERRO_Q_NMU:= ERRO_Q
  ERRO_P:= (P_REF - P_PUF)*1 + WUP_D
  ERRO_Q:= (Q_REF - Q_PUF)*1 + WUP_Q

  -- controlador PI-1;
  ID_REF1_NMU:= ID_REF1
```

## Apêndices

```
ID_REF1:= ID_REF1_NMU + (TAQU/(2*Ti1) + Kp1)*ERRO_P + (TAQU/(2*Ti1) - Kp1)*ERRO_P_NMU

-- controlador PI-2;
IQ_REF1_NMU:= IQ_REF1
IQ_REF1:= IQ_REF1_NMU + (TAQU/(2*Ti2) + Kp2)*ERRO_Q + (TAQU/(2*Ti2) - Kp2)*ERRO_Q_NMU

-- aplicação do bloco "análise dos limites operacionais da unidade inversora";
IF (ID_REF1*ID_REF1 + IQ_REF1*IQ_REF1) <= 2 THEN
  ID_REF2:= ID_REF1
  IQ_REF2:= IQ_REF1
ELSE
  IF abs(ID_REF1) > sqrt(2) THEN
    IF ID_REF1 > 0 THEN
      ID_REF2:= sqrt(2)
    ELSE
      ID_REF2:= -sqrt(2)
    ENDIF
    IQ_REF2:= 0
  ELSE
    ID_REF2:= ID_REF1
    AUX2:= abs(2 - ID_REF2*ID_REF2)
    IF IQ_REF1 > 0 THEN
      IQ_REF2:= sqrt(AUX2)
    ELSE
      IQ_REF2:= -1*sqrt(AUX2)
    ENDIF
  ENDIF
ENDIF

-- malha anti-windup de eixo direto e de eixo em quadratura;
WUP_D:= ID_REF2 - ID_REF1
WUP_Q:= IQ_REF2 - IQ_REF1

ERRO_ID_NMU:= ERRO_ID
ERRO_IQ_NMU:= ERRO_IQ
ERRO_ID:= (ID_REF2 - ID_PUF)*1
ERRO_IQ:= -1*(IQ_REF2 + IQ_PUF)*1

-- controlador PI-3;
VDPI3_NMU:= VDPI3
VDPI3:= VDPI3_NMU + (TAQU/(2*Ti3) + Kp3)*ERRO_ID + (TAQU/(2*Ti3) - Kp3)*ERRO_ID_NMU

-- controlador PI-2;
VQPI4_NMU:= VQPI4
VQPI4:= VQPI4_NMU + (TAQU/(2*Ti4) + Kp4)*ERRO_IQ + (TAQU/(2*Ti4) - Kp4)*ERRO_IQ_NMU

-- desacoplamento;
VD_REF:= VDPI3 + VD_PUF - XACL_PU*IQ_PUF
VQ_REF:= VQPI4 + VQ_PUF + XACL_PU*ID_PUF
INDMOD:= sqrt(VD_REF*VD_REF + VQ_REF*VQ_REF)

-- transformação vetorial inversa das tensões (dq0 para abc);
vMOD1_A:= VD_REF*cos(ANG_REF) - VQ_REF*sin(ANG_REF)
vMOD1_B:= VD_REF*cos(ANG_REF - 2.094395) - VQ_REF*sin(ANG_REF - 2.094395)
vMOD1_C:= VD_REF*cos(ANG_REF + 2.094395) - VQ_REF*sin(ANG_REF + 2.094395)

-- tensões de referência para chaveamento via SPWM (moduladoras);
vMOD_A:= vMOD1_A
vMOD_B:= vMOD1_B
vMOD_C:= vMOD1_C
ELSE
  vMOD1_A:= 0
  vMOD1_B:= 0
  vMOD1_C:= 0
  vMOD_A:= 0
  vMOD_B:= 0
  vMOD_C:= 0
ENDIF
ELSE
  vMOD1_A:= 0
  vMOD1_B:= 0
  vMOD1_C:= 0
  vMOD_A:= 0
  vMOD_B:= 0
  vMOD_C:= 0
  FLAGAUX2:= 1
ENDIF
FLAG_TEMP:= 0
ENDIF
```

## Apêndices

---

```
-- PWM senoidal;
NPPORT:= trunc(t/Pपोर्ट)
IF (t - NPPORT*Pपोर्ट) < (Pपोर्ट/2) OR (t-NPPORT*Pपोर्ट) > (3*Pपोर्ट/2) THEN
  Pपोर्ट:= (2*AMPPOR/Pपोर्ट)*(t - NPPORT*Pपोर्ट) - AMPPOR/2
ELSE
  Pपोर्ट:= (-2*AMPPOR/Pपोर्ट)*(t - NPPORT*Pपोर्ट) + 2*AMPPOR - AMPPOR/2
ENDIF

IF vMOD_A = 0 AND vMOD_B = 0 AND vMOD_C = 0 THEN
  CH1:= 0
  CH2:= 0
  CH3:= 0
  CH4:= 0
  CH5:= 0
  CH6:= 0
  CHAVE1:= 0
  CHAVE2:= 0
  CHAVE3:= 0
  CHAVE4:= 0
  CHAVE5:= 0
  CHAVE6:= 0
ELSE
  IF vMOD_A > Pपोर्ट THEN
    CH1:= 1
    CHAVE1:= 1
    CH4:= 0
    CHAVE4:= 0
  ELSE
    CH1:= 0
    CHAVE1:= 0
    CH4:= 1
    CHAVE4:= 1
  ENDIF
  IF vMOD_B > Pपोर्ट THEN
    CH3:= 1
    CHAVE3:= 1
    CH6:= 0
    CHAVE6:= 0
  ELSE
    CH3:= 0
    CHAVE3:= 0
    CH6:= 1
    CHAVE6:= 1
  ENDIF
  IF vMOD_C > Pपोर्ट THEN
    CH5:= 1
    CHAVE5:= 1
    CH2:= 0
    CHAVE2:= 0
  ELSE
    CH5:= 0
    CHAVE5:= 0
    CH2:= 1
    CHAVE2:= 1
  ENDIF
ENDIF
ENDEXEC
ENDMODEL
```



## Apêndice II – Controle da unidade inversora (DSP)

```

/*****
// This code is created by SimCoder Version 9.1 for TI F28335 Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2011
//
// Date: March 03, 2017 16:55:26
*****/
#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()
interrupt void Task();

// INÍCIO DA DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS //
float vLCA_A; // tensões instantâneas de fase no lado de corrente alternada (ponto de acoplamento);
float vLCA_B;
float vLCA_C;
float iLCA_A; // correntes instantâneas de linha no lado de corrente alternada (ponto de acoplamento);
float iLCA_B;
float iLCA_C;
float vLCC; // tensão do lado de corrente contínua da unidade inversora;
int DIGITIN1; // entrada digital (inicia conexão do inversor);
int DIGITIN2; // entrada digital (ou flutua ou despacha potência);
float VPACN = 127; // tensão de fase de referência no lado de corrente alternada, volt-rms;
float VPACMI = 0.7; // tensão mínima do lado de corrente alternada, em pu;
float IPACN = 8; // corrente de referência no lado de corrente alternada, ampère-rms;
float IPACMA = 15; // corrente máxima no lado de corrente alternada, ampère-rms;
float FRERED = 60; // frequência nominal da rede elétrica, em hertz;
float VCCNOM = 450; // tensão de referência (nominal) no lado de corrente contínua, em volt;
float VCCMAX = 700; // tensão de referência (nominal) no lado de corrente contínua, em volt;
float VCCMIN = 360; // tensão mínima do lado de corrente contínua para operação da unidade inversora, em volt;
float FLAG1 = 0; // modo de operação do conversor, quanto ao despacho de potência reativa;
float FLAG2 = 0.95; // fator de potência de operação (para FLAG1 = 2);
float FREAQU = 20000; // frequência com a qual o microcontrolador atualiza os valores de entrada, ou frequência do ADC, em hertz;
float Lf = 0.0039666; // indutância total do filtro de conexão, em henry;
float PI = 3.1415926536; // constante;
float AJUSTE_VA = 1.500013;
float AJUSTE_VB = 1.498173;
float AJUSTE_VC = 1.498469;
float AJUSTE_IA = 1.498094;
float AJUSTE_IB = 1.499717;
float AJUSTE_IC = 1.497053;
float AJUSTE_VCC = 1.503802;
float CONSTRANS_VA = 196.8303;
float CONSTRANS_VB = 198.7561;
float CONSTRANS_VC = 196.6107;
float CONSTRANS_IA = 16.10342;
float CONSTRANS_IB = 16.10873;
float CONSTRANS_IC = 16.16091;
float CONSTRANS_VCC = 425.654;
int FLAGAUX0 = 0; // verificação de sincronia com a rede elétrica;
int FLAGAUX1 = 0; // ou flutua ou despacha potência se igual à 1, todas as chaves abertas se igual à 0;
int FLAGAUX2 = 1; // todas as chaves abertas se igual à 1;
int FLAGAUX3 = 0; // verificação da tensão de entrada do inversor (igual à 1 se tensão estiver acima da mínima);
int FLAGAUX4 = 0; // proteção contra possível curto-circuito na entrada ou na saída do inversor;
int FLAGAUX5 = 1; // igual à 0 para estado flutuante, igual à 1 para despacho de potência;
float AUX2 = 0; // variável auxiliar para limitação de potência;
float FLAGPROT1 = 0; // flag para indicar que proteção foi acionada devido sobrecorrente;
float FLAGPROT2 = 0; // flag para indicar que proteção foi acionada devido sobretensão no link CC;
float FLAGPROT3 = 0; // flag para indicar que proteção foi acionada devido subtensão no lado CA;
float VA = 0; // tensões trifásicas do lado de corrente alternada obtidas pelo ADC;
float VB = 0;
float VC = 0;
float IA = 0; // correntes trifásicas do lado de corrente alternada obtidas pelo ADC;
float IB = 0;
float IC = 0;
float VCC = 0; // tensão no lado de corrente contínua;
float VCCF = 0; // VCC filtrada;
float VCCF_NMU = 0; // VCCF[n-1];
float FCF_VCC = 100; // frequência de corte do filtro de VCC, em rad/s;
float V_ALFA = 0; // calculada a partir de vLCA (tensões no ponto de acoplamento);

```

## Apêndices

```
float V_BETA = 0; // calculada a partir de vLCA (tensões no ponto de acoplamento);
float V_MED1 = 0; // módulo da tensão calculada a partir de V_ALFA e de V_BETA;
float VD_P = 0; // tensão de sequência positiva de eixo direto;
float VQ_P = 0; // tensão de sequência positiva de eixo em quadratura;
float VD_N = 0; // tensão de sequência negativa de eixo direto;
float VQ_N = 0; // tensão de sequência negativa de eixo em quadratura;
float VD_P_DC = 0; // termo constante da tensão de sequência positiva de eixo direto;
float VQ_P_DC = 0; // termo constante da tensão de sequência positiva de eixo em quadratura;
float VD_N_DC = 0; // termo constante da tensão de sequência negativa de eixo direto;
float VQ_N_DC = 0; // termo constante da tensão de sequência negativa de eixo em quadratura;
float VQ_P_DC_NMU = 0; // VQ_P_DC[n-1];
float VD_P_DCF = 0; // VD_P_DC filtrado;
float VD_N_DCF = 0; // VD_N_DC filtrado;
float VQ_P_DCF = 0; // VQ_P_DC filtrado;
float VQ_N_DCF = 0; // VQ_N_DC filtrado;
float VD_P_DCF_NMU = 0; // VD_P_DCF[n-1];
float VQ_P_DCF_NMU = 0; // VQ_P_DCF[n-1];
float VD_N_DCF_NMU = 0; // VD_N_DCF[n-1];
float VQ_N_DCF_NMU = 0; // VQ_N_DCF[n-1];
float VQ_P_DC_PU = 0; // VQ_P_DC em pu;
float VQ_P_DC_PU_NMU = 0; // VQ_P_DC_PU[n-1];
float FCFPLL = 125.6637; // frequência de corte do filtro passa baixa utilizado no PLL, em rad/s;
float kp_PLL = 46; // constante do PI utilizado no PLL;
float ki_PLL = 0.0435; // constante do PI utilizado no PLL;
float FREQ_PLL = 0; // frequência calculada pelo PLL;
float FREQ_PLL_NMU = 0; // FREQ_PLL[n-1];
float ANG_REF_PLL = 0; // ângulo de referência para a transformação vetorial obtido a partir do PLL;
float ANG_REF_PLL_NMU = 0; // ANG_REF_PLL[n-1];
float ANG_REF = 0; // ângulo de referência;
float VD_MED = 0; // tensão de eixo direto medida;
float VQ_MED = 0; // tensão de eixo em quadratura medida;
float V_MED2 = 0; // tensão medida;
float VD_MEDF = 0; // VD_MED filtrada;
float VQ_MEDF = 0; // VQ_MED filtrada;
float VD_MEDF_NMU = 0; // VD_MEDF[n-1];
float VQ_MEDF_NMU = 0; // VQ_MEDF[n-1];
float FCF_VMED = 250; // frequência de corte do filtro V_MED, em rad/s;
float V_MED2F = 0; // tensão medida filtrada;
float VD_PU = 0; // tensão de eixo direto medida em pu;
float VQ_PU = 0; // tensão de eixo em quadratura medida em pu;
float V_PU = 0; // tensão em pu;
float VD_PUF = 0; // VD_PU filtrada;
float VQ_PUF = 0; // VQ_PU filtrada;
float VD_PUF_NMU = 0; // VD_PUF[n-1];
float VQ_PUF_NMU = 0; // VQ_PUF[n-1];
float FCF_VPU = 250; // frequência de corte do filtro V_PU, em rad/s;
float V_PUF = 0; // tensão em pu filtrada;
float ID_MED = 0; // corrente de eixo direto medida;
float IQ_MED = 0; // corrente de eixo em quadratura medida;
float I_MED = 0; // corrente medida;
float ID_MEDF = 0; // ID_MED filtrada;
float IQ_MEDF = 0; // IQ_MED filtrada;
float ID_MEDF_NMU = 0; // ID_MEDF[n-1];
float IQ_MEDF_NMU = 0; // IQ_MEDF[n-1];
float FCF_IMED = 250; // frequência de corte do filtro I_MED, em rad/s;
float I_MEDF = 0; // corrente medida filtrada;
float ID_PU = 0; // corrente de eixo direto medida em pu;
float IQ_PU = 0; // corrente de eixo em quadratura medida em pu;
float I_PU = 0; // corrente em pu;
float ID_PUF = 0; // ID_PU filtrada;
float IQ_PUF = 0; // IQ_PU filtrada;
float ID_PUF_NMU = 0; // ID_PUF[n-1];
float IQ_PUF_NMU = 0; // IQ_PUF[n-1];
float FCF_IPU = 5000; // frequência de corte do filtro I_PU, em rad/s;
float I_PUF = 0; // I_PU filtrada;
float P_MED = 0; // potência ativa medida;
float Q_MED = 0; // potência reativa medida;
float P_MEDF = 0; // P_MED filtrada;
float Q_MEDF = 0; // Q_MED filtrada;
float P_MEDF_NMU = 0; // P_MEDF[n-1];
float Q_MEDF_NMU = 0; // Q_MEDF[n-1];
float FCF_PMED = 100; // frequência de corte do filtro de P_MED, em rad/s;
float FCF_QMED = 100; // frequência de corte do filtro de Q_MED, em rad/s;
float P_PU = 0; // potência ativa em pu;
float Q_PU = 0; // potência reativa em pu;
float P_PUF = 0; // P_PU filtrada;
float Q_PUF = 0; // Q_PU filtrada;
```

## Apêndices

```
float P_PUF_NMU = 0; // P_PUF[n-1];
float Q_PUF_NMU = 0; // Q_PUF[n-1];
float FCF_PPU = 100; // frequência de corte do filtro de P_PU, em rad/s;
float FCF_QPU = 100; // frequência de corte do filtro de Q_PU, em rad/s;
float P_REF = 0; // potência ativa de referência;
float Q_REF = 0; // potência reativa de referência;
float V_MAX = 1.05; // máxima tensão no ponto de acoplamento para absorção de potência reativa, em pu;
float V_MIN = 0.95; // mínima tensão no ponto de acoplamento para fornecimento de potência reativa, em pu;
float Q_MAXC = 0.2; // máxima potência reativa a ser fornecida pelo conversor, em pu;
float Q_MAXI = 0.2; // máxima potência reativa a ser absorvida pelo conversor, em pu;
float Kp1 = 0.88535704067013;
float Ti1 = 1/83.2130219007307;
float Kp2 = 0.765177752213601;
float Ti2 = 1/82.1103159864179;
float Kp3 = 0.10428469072073;
float Ti3 = 2/48.2306465329167;
float Kp4 = 0.10428469072073;
float Ti4 = 2/48.2306465329167;
float ID_REF1 = 0; // corrente de referência de eixo direto;
float ID_REF1_NMU = 0; // ID_REF1[n-1];
float WUP_D = 0; // variável anti-windup de eixo direto;
float ERRO_P = 0; // erro de potência ativa;
float ERRO_P_NMU = 0; // ERRO_P[n-1];
float IQ_REF1 = 0; // corrente de referência de eixo em quadratura;
float IQ_REF1_NMU = 0; // IQ_REF1[n-1];
float WUP_Q = 0; // variável anti-windup de eixo em quadratura;
float ERRO_Q = 0; // erro de potência reativa;
float ERRO_Q_NMU = 0; // ERRO_Q[n-1];
float ID_REF2 = 0; // corrente de referência de eixo direto após verificação de limites;
float IQ_REF2 = 0; // corrente de referência de eixo em quadratura após verificação de limites;
float ERRO_ID = 0; // erro de corrente de eixo direto;
float ERRO_ID_NMU = 0; // ERRO_ID[n-1];
float VD_REF = 0; // tensão de eixo direto de referência;
float ERRO_IQ = 0; // erro de corrente de eixo em quadratura;
float ERRO_IQ_NMU = 0; // ERRO_IQ[n-1];
float VQ_REF = 0; // tensão de eixo em quadratura de referência;
float VDPI3 = 0; // tensão de eixo direto de saída do PI-3;
float VDPI3_NMU = 0; // VDPI3[n-1];
float VQPI4 = 0; // tensão de eixo em quadratura de saída do PI-4;
float VQPI4_NMU = 0; // VQPI4[n-1];
float vMOD1_A = 0; // moduladoras para sinais de frequência fundamental;
float vMOD1_B = 0;
float vMOD1_C = 0;
float vMOD_A = 0; // moduladoras finais;
float vMOD_B = 0;
float vMOD_C = 0;
float MODS_VA = 0; // moduladoras para chaves superiores;
float MODS_VB = 0;
float MODS_VC = 0;
float MODI_VA = 0; // moduladoras para chaves inferiores;
float MODI_VB = 0;
float MODI_VC = 0;
float INDMOD = 0;
// FIM DA DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS //

interrupt void Task_1();
DefaultType fGblCCS = 0.0;
DefaultType fGblCCS_1 = 0.0;
DefaultType fGblCCS_2 = 0.0;
DefaultType fGblCCS_3 = 0.0;
DefaultType fGblCCS_4 = 0.0;
DefaultType fGblCCS_5 = 0.0;
interrupt void Task()
{
    DefaultType fADC, fZOH19, fADC_1, fZOH18, fADC_2, fZOH21, fADC_3, fZOH20, fADC_4, fZOH23;
    DefaultType fADC_5, fZOH22, fADC_6, fZOH24, fTI_DIN1, fTI_DIN1_1, fTI_DIN1_2, fCCS_6;
    PS_EnableIntr();
    fADC = PS_GetDcAde(0);
    fADC_1 = PS_GetDcAde(1);
    fADC_2 = PS_GetDcAde(2);
    fADC_3 = PS_GetDcAde(3);
    fADC_4 = PS_GetDcAde(4);
    fADC_5 = PS_GetDcAde(5);
    fADC_6 = PS_GetDcAde(6);
    fTI_DIN1 = (PS_GetDigitInA() & ((Uint32)1 << 17)) ? 1 : 0;
    fTI_DIN1_1 = (PS_GetDigitInA() & ((Uint32)1 << 19)) ? 1 : 0;
    fZOH19 = fADC;
```

```

fZOH18 = fADC_1;
fZOH21 = fADC_2;
fZOH20 = fADC_3;
fZOH23 = fADC_4;
fZOH22 = fADC_5;
fZOH24 = fADC_6;
{
    // INÍCIO DA INICIALIZAÇÃO DE VARIÁVEIS //
    float TAQU = 1/FREAU; // período de aquisição;
    float SNOMIN = 3*VPACN*IPACN; // potência aparente nominal do conversor, em VA;
    float XACL_PU = (2*PI*FRERED*Lf)/(VPACN*VPACN/(SNOMIN/3)); // reatância de acoplamento, em pu;
    // FIM DA INICIALIZAÇÃO DE VARIÁVEIS //

    // INÍCIO EXEC //
    // leitura dos valores de tensão e de corrente pelo ADC;
    vLCA_A = fZOH19;
    iLCA_A = fZOH18;
    vLCA_B = fZOH21;
    iLCA_B = fZOH20;
    vLCA_C = fZOH23;
    iLCA_C = fZOH22;
    vLCC = fZOH24;

    // leitura das entradas digitais para comandos;
    DIGITN1 = fTI_DIN1;
    DIGITN2 = fTI_DIN1_1;
    DIGITN3 = fTI_DIN1_2;

    // transformação das tensões e correntes de entrada em valores reais;
    VA = (vLCA_A - AJUSTE_VA)*CONSTANS_VA;
    VB = (vLCA_B - AJUSTE_VB)*CONSTANS_VB;
    VC = (vLCA_C - AJUSTE_VC)*CONSTANS_VC;
    IA = (iLCA_A - AJUSTE_IA)*CONSTANS_IA;
    IB = (iLCA_B - AJUSTE_IB)*CONSTANS_IB;
    IC = (iLCA_C - AJUSTE_IC)*CONSTANS_IC;
    VCC = (vLCC - AJUSTE_VCC)*CONSTANS_VCC;
    VCC = 451;

    // cálculo e filtragem digital da tensão no lado de corrente contínua;
    VCCF_NMU = VCCF;
    VCCF = (VCCF_NMU + VCC*TAQU*FCF_VCC)/(TAQU*FCF_VCC + 1);

    // início sincronização com a rede elétrica //
    V_ALFA = 0.666667*(VA - 0.5*VB - 0.5*VC);
    V_BETA = 0.666667*(0.866025*VB - 0.866025*VC);
    V_MED1 = sqrt(V_ALFA*V_ALFA + V_BETA*V_BETA);

    // cálculo das variáveis direta e em quadratura de sequência positiva e negativa;
    VD_P = V_ALFA*cos(ANG_REF_PLL) + V_BETA*sin(ANG_REF_PLL);
    VQ_P = -V_ALFA*sin(ANG_REF_PLL) + V_BETA*cos(ANG_REF_PLL);
    VD_N = V_ALFA*cos(ANG_REF_PLL) - V_BETA*sin(ANG_REF_PLL);
    VQ_N = V_ALFA*sin(ANG_REF_PLL) + V_BETA*cos(ANG_REF_PLL);

    // célula de desacoplamento;
    VQ_P_DC_NMU = VQ_P_DC;
    VD_P_DC = VD_P - VD_N_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL) - VQ_N_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL);
    VQ_P_DC = VQ_P + VD_N_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL) - VQ_N_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL);
    VD_N_DC = VD_N - VD_P_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL) + VQ_P_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL);
    VQ_N_DC = VQ_N - VD_P_DCF*sin(2*ANG_REF_PLL) - VQ_P_DCF*cos(2*ANG_REF_PLL);

    // filtragem dos sinais de saída, filtros passa-baixa;
    VD_P_DCF_NMU = VD_P_DCF;
    VQ_P_DCF_NMU = VQ_P_DCF;
    VD_N_DCF_NMU = VD_N_DCF;
    VQ_N_DCF_NMU = VQ_N_DCF;
    VD_P_DCF = (VD_P_DCF_NMU + VD_P_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1);
    VQ_P_DCF = (VQ_P_DCF_NMU + VQ_P_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1);
    VD_N_DCF = (VD_N_DCF_NMU + VD_N_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1);
    VQ_N_DCF = (VQ_N_DCF_NMU + VQ_N_DC*TAQU*FCFPLL)/(TAQU*FCFPLL + 1);

    // cálculo do ângulo de referência;
    FREQ_PLL_NMU = FREQ_PLL;
    FREQ_PLL = FREQ_PLL_NMU - kp_PLL*VQ_P_DC_NMU + (kp_PLL + ki_PLL*TAQU)*VQ_P_DC;
    ANG_REF_PLL_NMU = ANG_REF_PLL;
    ANG_REF_PLL = ANG_REF_PLL_NMU + TAQU*FREQ_PLL;

    if(ANG_REF_PLL >= 6.283185)

```

```

{
    ANG_REF_PLL = 0;
}
if (ANG_REF_PLL < 0)
{
    ANG_REF_PLL = 0;
}
ANG_REF = ANG_REF_PLL;

// verificação de sincronia com a rede;
if (ANG_REF > 4.712389 || ANG_REF < 1.570796)
{
    FLAGAUX0 = 1;
}
else
{
    FLAGAUX0 = 0;
}
// fim da sincronização com a rede elétrica //

// início transformação vetorial de tensões e correntes e filtragem digital //
// transformação vetorial das tensões medidas (abc para dq0);
VD_MED = 0.666667*(VA*cos(ANG_REF) + VB*cos(ANG_REF - 2.094395) + VC*cos(ANG_REF + 2.094395));
VQ_MED = -0.666667*(VA*sin(ANG_REF) + VB*sin(ANG_REF - 2.094395) + VC*sin(ANG_REF + 2.094395));
V_MED2 = sqrt(VD_MED*VD_MED + VQ_MED*VQ_MED);

// filtragem dos sinais de tensão dq, filtros passa-baixa de primeira ordem;
VD_MEDF_NMU = VD_MEDF;
VQ_MEDF_NMU = VQ_MEDF;
VD_MEDF = (VD_MEDF_NMU + VD_MED*TAQU*FCF_VMED)/(TAQU*FCF_VMED + 1);
VQ_MEDF = (VQ_MEDF_NMU + VQ_MED*TAQU*FCF_VMED)/(TAQU*FCF_VMED + 1);
V_MED2F = sqrt(VD_MEDF*VD_MEDF + VQ_MEDF*VQ_MEDF);

// cálculo das tensões em pu;
VD_PU = VD_MED/(VPACN*sqrt(2));
VQ_PU = VQ_MED/(VPACN*sqrt(2));
V_PU = sqrt(VD_PU*VD_PU + VQ_PU*VQ_PU);

// filtragem dos sinais de tensão dq em pu, filtros passa-baixa de primeira ordem;
VD_PUF_NMU = VD_PUF;
VQ_PUF_NMU = VQ_PUF;
VD_PUF = (VD_PUF_NMU + VD_PU*TAQU*FCF_VPU)/(TAQU*FCF_VPU + 1);
VQ_PUF = (VQ_PUF_NMU + VQ_PU*TAQU*FCF_VPU)/(TAQU*FCF_VPU + 1);
V_PUF = sqrt(VD_PUF*VD_PUF + VQ_PUF*VQ_PUF);

// transformação vetorial das correntes medidas (abc para dq0);
ID_MED = 0.666667*(IA*cos(ANG_REF) + IB*cos(ANG_REF - 2.094395) + IC*cos(ANG_REF + 2.094395));
IQ_MED = -0.666667*(IA*sin(ANG_REF) + IB*sin(ANG_REF - 2.094395) + IC*sin(ANG_REF + 2.094395));
I_MED = sqrt(ID_MED*ID_MED + IQ_MED*IQ_MED);

// filtragem dos sinais de corrente dq, filtros passa-baixa de primeira ordem;
ID_MEDF_NMU = ID_MEDF;
IQ_MEDF_NMU = IQ_MEDF;
ID_MEDF = (ID_MEDF_NMU + ID_MED*TAQU*FCF_IMED)/(TAQU*FCF_IMED + 1);
IQ_MEDF = (IQ_MEDF_NMU + IQ_MED*TAQU*FCF_IMED)/(TAQU*FCF_IMED + 1);
I_MEDF = sqrt(ID_MEDF*ID_MEDF + IQ_MEDF*IQ_MEDF);

// cálculo das correntes em pu;
ID_PU = ID_MED/IPACN;
IQ_PU = IQ_MED/IPACN;
I_PU = sqrt(ID_PU*ID_PU + IQ_PU*IQ_PU);

// filtragem dos sinais de corrente dq, filtros passa-baixa de primeira ordem;
ID_PUF_NMU = ID_PUF;
IQ_PUF_NMU = IQ_PUF;
ID_PUF = (ID_PUF_NMU + ID_PU*TAQU*FCF_IPU)/(TAQU*FCF_IPU + 1);
IQ_PUF = (IQ_PUF_NMU + IQ_PU*TAQU*FCF_IPU)/(TAQU*FCF_IPU + 1);
I_PUF = sqrt(ID_PUF*ID_PUF + IQ_PUF*IQ_PUF);
// fim da transformação vetorial de tensões e correntes e filtragem digital //

// início do cálculo das potências ativa e reativa //
// cálculo das potências ativa e reativa trifásicas medidas;
P_MED = 1.5*(VD_MED*ID_MED + VQ_MED*IQ_MED);
Q_MED = 1.5*(VQ_MED*ID_MED - VD_MED*IQ_MED);

// filtragem das potências medidas;
P_MEDF_NMU = P_MEDF;

```

```

Q_MEDF_NMU = Q_MEDF;
P_MEDF = (P_MEDF_NMU + P_MED*TAQU*FCF_PMED)/(TAQU*FCF_PMED + 1);
Q_MEDF = (Q_MEDF_NMU + Q_MED*TAQU*FCF_QMED)/(TAQU*FCF_QMED + 1);

// cálculo das potências para pu;
P_PU = P_MED/SNOMIN;
Q_PU = Q_MED/SNOMIN;

// filtragem das potências medidas;
P_PUF_NMU = P_PUF;
Q_PUF_NMU = Q_PUF;
P_PUF = (P_PUF_NMU + P_PU*TAQU*FCF_PPU)/(TAQU*FCF_PPU + 1);
Q_PUF = (Q_PUF_NMU + Q_PU*TAQU*FCF_QPU)/(TAQU*FCF_QPU + 1);
// fim cálculo das potências ativa e reativa //

// início do cálculo dos valores de referência para as potências //

if (DIGITIN1 == 1)
{
    FLAGAUX1 = 1; // ou flutua ou despacha potência;
}
else
{
    FLAGAUX1 = 0; // nem flutua nem despacha potência;
}
if (FLAGAUX1 == 1)
{
    if (VCCF < VCCNOM && FLAGAUX3 == 0)
    {
        FLAGAUX2 = 1; // todas as chaves do inversor abertas;
    }
    else
    {
        FLAGAUX2 = 0; // já pode entrar em estado flutuante ou despachar potência;
        if (VCCF < VCCMIN)
        {
            FLAGAUX3 = 0;
            FLAGAUX2 = 1;
        }
        else
        {
            FLAGAUX3 = 1;
        }
        if (fabs(IA) > IPACMA*sqrt(2) || fabs(IB) > IPACMA*sqrt(2) || fabs(IC) > IPACMA*sqrt(2) // proteção;
        {
            FLAGAUX4 = 1; // tem que abrir todas as chaves do inversor;
            FLAGPROT1 = 1;
        }
        if (VCCF > VCCMAX) // proteção;
        {
            FLAGAUX4 = 1; // tem que abrir todas as chaves do inversor;
            FLAGPROT2 = 1;
        }
        if (V_PUF < 0.5) // proteção;
        {
            FLAGAUX4 = 1; // tem que abrir todas as chaves do inversor;
            FLAGPROT3 = 1;
        }
        if (DIGITIN2 == 0)
        {
            FLAGAUX5 = 0; // entra em estado flutuante;
        }
        else
        {
            FLAGAUX5 = 1; // despacha potência;
        }
        if (VD_PUF < VPACMI || FLAGAUX2 == 1 || FLAGAUX5 == 0 || FLAGAUX4 == 1)

```

```

    {
        P_REF = 0;
        Q_REF = 0;
    }
else
{
    // determinação do despacho de potência ativa;
    P_REF = P_REF + 0.000005; // rampa de incremento de P_REF (10 segundos);
    if(P_REF > 1)
    {
        P_REF = 1;
    }
    //P_REF = VCCF/VCCNOM;
    //P_REF = 1;

    // determinação do despacho de potência reativa;
    if(FLAG1 == 1)
    {
        Q_REF = -1*((VD_PUF - 1)/((V_MAX - V_MIN)/(Q_MAXC + Q_MAXI)));
        if (VD_PUF < V_MIN)
        {
            Q_REF = Q_MAXC;
        }
        if (VD_PUF > V_MAX)
        {
            Q_REF = Q_MAXI;
        }
    }
    if(FLAG1 == 2)
    {
        Q_REF = -1*P_PUF*tan(acos(FLAG2));
    }
    if(FLAG1 != 1 && FLAG1 != 2)
    {
        Q_REF = 0;
    }
}

}
if(FLAGAUX4 == 1)
{
    FLAGAUX2 = 1; // em caso de curto-circuito, interromper todo o processo definitivamente;
}
// fim do cálculo dos valores de referência para as potências //

// cálculo da corrente de eixo direto e em quadratura de referência;
if (FLAGAUX2 == 0) // despacha potência ou estado flutuante;
{
    ERRO_P_NMU = ERRO_P;
    ERRO_Q_NMU = ERRO_Q;
    ERRO_P = (P_REF - P_PUF) + WUP_D;
    ERRO_Q = (Q_REF - Q_PUF) + WUP_Q;

    // controlador PI-1 (PARALELO);
    ID_REF1_NMU = ID_REF1;
    ID_REF1 = ID_REF1_NMU + (TAQU/(2*Ti1) + Kp1)*ERRO_P + (TAQU/(2*Ti1) - Kp1)*ERRO_P_NMU;
    // controlador PI-2 (PARALELO);
    IQ_REF1_NMU = IQ_REF1;
    IQ_REF1 = IQ_REF1_NMU + (TAQU/(2*Ti2) + Kp2)*ERRO_Q + (TAQU/(2*Ti2) - Kp2)*ERRO_Q_NMU;

    // aplicação do bloco "análise dos limites operacionais da unidade inversora";
    if ((ID_REF1*ID_REF1 + IQ_REF1*IQ_REF1) <= 2)
    {
        ID_REF2 = ID_REF1;
        IQ_REF2 = IQ_REF1;
    }
else
{
    if (abs(ID_REF1) > sqrt(2))
    {
        if (ID_REF1 > 0)
        {
            ID_REF2 = sqrt(2);
        }
        else
        {
            ID_REF2 = -sqrt(2);
        }
    }
}
}

```



```

    }
    IQ_REF2 = 0;
}
else
{
    ID_REF2 = ID_REF1;
    AUX2 = fabs(2 - ID_REF2*ID_REF2);
    if (IQ_REF1 > 0)
    {
        IQ_REF2 = sqrt(AUX2);
    }
    else
    {
        IQ_REF2 = -1*sqrt(AUX2);
    }
}
}

// malha anti-windup de eixo direto e de eixo em quadratura;
WUP_D = ID_REF2 - ID_REF1;
WUP_Q = IQ_REF2 - IQ_REF1;

ERRO_ID_NMU = ERRO_ID;
ERRO_IQ_NMU = ERRO_IQ;
ERRO_ID = (ID_REF2 - ID_PUF)*1;
ERRO_IQ = -1*(IQ_REF2 + IQ_PUF)*1;

// controlador PI-3;
VDPI3_NMU = VDPI3;
VDPI3 = VDPI3_NMU + (TAQU/(2*Ti3) + Kp3)*ERRO_ID + (TAQU/(2*Ti3) - Kp3)*ERRO_ID_NMU;
// controlador PI-2;
VQPI4_NMU = VQPI4;
VQPI4 = VQPI4_NMU + (TAQU/(2*Ti4) + Kp4)*ERRO_IQ + (TAQU/(2*Ti4) - Kp4)*ERRO_IQ_NMU;

// desacoplamento;
VD_REF = VDPI3 + VD_PUF - XACL_PU*IQ_PUF;
VQ_REF = VQPI4 + VQ_PUF + XACL_PU*ID_PUF;
INDMOD = sqrt(VD_REF*VD_REF + VQ_REF*VQ_REF);

// transformação vetorial inversa das tensões (dq0 para abc);
vMOD1_A = VD_REF*cos(ANG_REF) - VQ_REF*sin(ANG_REF);
vMOD1_B = VD_REF*cos(ANG_REF - 2.094395) - VQ_REF*sin(ANG_REF - 2.094395);
vMOD1_C = VD_REF*cos(ANG_REF + 2.094395) - VQ_REF*sin(ANG_REF + 2.094395);

// tensões de referência para chaveamento via SPWM (moduladoras);
vMOD_A = vMOD1_A + vMOD5_A + vMOD7_A;
vMOD_B = vMOD1_B + vMOD5_B + vMOD7_B;
vMOD_C = vMOD1_C + vMOD5_C + vMOD7_C;
MODS_VA = vMOD_A + 1.5;
MODS_VB = vMOD_B + 1.5;
MODS_VC = vMOD_C + 1.5;
MODI_VA = vMOD_A - 1.5;
MODI_VB = vMOD_B - 1.5;
MODI_VC = vMOD_C - 1.5;
}
else
{
    vMOD1_A = 0;
    vMOD1_B = 0;
    vMOD1_C = 0;

    vMOD_A = 0;
    vMOD_B = 0;
    vMOD_C = 0;
    MODS_VA = 0;
    MODS_VB = 0;
    MODS_VC = 0;
    MODI_VA = 0;
    MODI_VB = 0;
    MODI_VC = 0;
}
}
else
{
    vMOD1_A = 0;
    vMOD1_B = 0;
    vMOD1_C = 0;
}

```

```

        vMOD_A = 0;
        vMOD_B = 0;
        vMOD_C = 0;
        MODS_VA = 0;
        MODS_VB = 0;
        MODS_VC = 0;
        MODI_VA = 0;
        MODI_VB = 0;
        MODI_VC = 0;
        FLAGAUX2 = 1;
    }

    // VARIÁVEIS DE SAÍDA //
    fGblCCS = MODS_VA;
    fGblCCS_1 = MODS_VB;
    fGblCCS_2 = MODS_VC;
    fGblCCS_3 = MODI_VA;
    fGblCCS_4 = MODI_VB;
    fGblCCS_5 = MODI_VC;
    fCCS_6 = FLAGAUX0;
    // FIM EXEC //
}
(fCCS_6 == 0) ? PS_ClearDigitOutBitB((Uint32)1 << (33 - 32)) : PS_SetDigitOutBitB((Uint32)1 << (33 - 32));
PS_ExitTimer1Intr();
}

interrupt void Task_1()
{
    PS_EnableIntr();
    PS_SetPwm3ph1Uvw(fGblCCS, fGblCCS_1, fGblCCS_2);
    PS_SetPwm3ph2Uvw(fGblCCS_3, fGblCCS_4, fGblCCS_5);
    PS_ExitPwm1General();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xfffffff);
    PS_InitPwm3ph(1, 1, 5000*1, 0, 2335); // pwnNo, waveType, frequency, deadline
    PS_SetPwm3phPeakOffset(1, 2, 0.5, 1.0/2);
    PS_SetPwm3ph1AdcIntr(ePwmNoAdc, 1, 0);
    PS_SetPwm3ph1Vector(ePwmNoAdc, Task_1);
    PS_SetPwm3ph1Uvw(0, 0, 0);
    PS_StartPwm3ph1();
    PS_InitPwm3ph(2, 1, 5000*1, 0, 2335); // pwnNo, waveType, frequency, deadline
    PS_SetPwm3phPeakOffset(2, 2, (-2.5), 1.0/2);
    PS_SetPwm3ph2AdcIntr(ePwmNoAdc, 1, 0);
    PS_SetPwm3ph2Uvw(0, 0, 0);
    PS_StartPwm3ph2();
    PS_ResetAdcConvSeq();
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 0, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 1, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 2, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 3, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 4, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 5, 1.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 6, 1.0);
    PS_AdcInit(0, !0);
    PS_InitDigitIn(17, 100);
    PS_InitDigitIn(19, 100);
    PS_InitDigitIn(21, 100);
    PS_InitDigitOut(33);
    PS_InitTimer(1, 50);
    PS_SetTimerIntrVector(1, Task);
    PS_StartStopPwmClock(1);
}

void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {
    }
}

```

### Anexo I – Implementação de sistemas de tempo discreto

Como já discutido em inúmeros trabalhos da literatura técnica especializada [96], [97], [119]-[122] sistemas de tempo discreto, ou sistemas a dados amostrados, são sistemas dinâmicos em que uma ou mais variáveis podem mudar apenas em instantes discretos de tempo. Esses instantes de tempo, geralmente denotados por  $kT_a$  (onde  $T_a$  é o período de amostragem e  $k = 0, 1, 2, \dots$ ), podem especificar o instante em que é feita alguma medida física ou o instante em que é lida a memória de um microprocessador.

Enquanto nos sistemas analógicos a estabilidade e a resposta transitória dependem do ganho e dos valores dos componentes, nos sistemas com dados amostrados essas características dependem também da taxa de amostragem dos ADCs, em concordância com o diagrama de blocos simplificado apresentado pela Figura 1. Deste modo, o efeito da amostragem sobre o sistema é considerável, fato que torna necessária a determinação de equações apropriadas para o desenvolvimento de sistemas discretos.

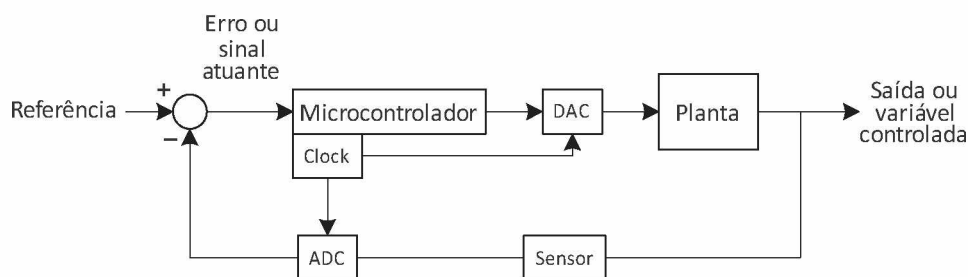


Figura 1 – Diagrama de blocos simplificado para controle digital.

#### ➤ Transformada Z

Para que as informações de amostragem sejam incorporadas às funções de transferência no domínio da frequência, a partir das quais os sistemas com dados amostrados podem ser modelados,

utiliza-se a equação (AN1.1), a qual possui todas as simplificações pertinentes para as aplicações em sistemas discretos, onde  $z = e^{T_a}$ .

$$F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_a)z^{-k} \quad (\text{AN1.1})$$

➤ Aproximação digital de controladores analógicos

A discretização, ou aproximação digital de um controlador em tempo discreto, pode ser realizada tanto pela equação (AN1.1) quanto por métodos de integração de equações diferenciais. As principais metodologias usualmente aplicadas em sistemas discretos são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Aproximação digital para equações contínuas.

Método	Aproximação
“ <i>Forward rule</i> ”	$s \rightarrow \frac{z-1}{T_a}$
“ <i>Backward rule</i> ”	$s \rightarrow \frac{z-1}{T_a z}$
“ <i>Trapezoid rule</i> ”	$s \rightarrow \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1}$

Para exemplificação de uma discretização de uma função contínua através de um dos métodos de aproximação digital, considera-se a função de transferência de um controlador PI paralelo:

$$s(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (\text{AN1.2})$$

Onde:  $e(t)$  é o sinal de entrada do controlador (erro do sinal atuante);  $s(t)$  é o sinal de saída do controlador;  $K_p$  é o ganho proporcional; e  $T_i$  é a constante de tempo do termo integral.

A transformada de Laplace da equação (AN1.2) dá como resultado a função de transferência do controlador no domínio  $s$ :

$$C(s) = \frac{S(s)}{E(s)} = K_p + \frac{1}{T_i s} = \frac{K_p T_i s + 1}{T_i s} \quad (\text{AN1.3})$$

A transformada Z da equação obtida através dos métodos “*Forward rule*”, “*Backward rule*” e de “*Trapezoid rule*” são apresentadas nas equações (AN1.4), (AN1.5) e (AN1.6), respectivamente.

$$C(z) = \frac{K_p T_i s + 1}{T_i s} \Big|_{s=\frac{z-1}{T_a}} = \frac{K_p T_i \left( \frac{z-1}{T_a} \right) + 1}{T_i \left( \frac{z-1}{T_a} \right)} = K_p \frac{z - \left( \frac{T_a}{K_p T_i} - 1 \right)}{z-1} \quad (\text{AN1.4})$$

$$C(z) = \frac{K_p T_i s + 1}{T_i s} \Big|_{s=\frac{z-1}{T_a z}} = \frac{K_p T_i \left( \frac{z-1}{T_a z} \right) + 1}{T_i \left( \frac{z-1}{T_a z} \right)} = K_p \frac{\left( 1 + \frac{T_a}{K_p T_i} \right) z - 1}{z-1} \quad (\text{AN1.5})$$

$$C(z) = \frac{K_p T_i s + 1}{T_i s} \Big|_{s=\frac{2z-1}{T_a z+1}} = \frac{K_p T_i \left( \frac{2z-1}{T_a z+1} \right) + 1}{T_i \left( \frac{2z-1}{T_a z+1} \right)} = K_p \frac{\left( 1 + \frac{T_a}{2K_p T_i} \right) z - \left( 1 + \frac{T_a}{2K_p T_i} \right)}{z-1} \quad (\text{AN1.6})$$

O método “*Forward rule*”, também denominado método de Euler, é comumente utilizado para sistemas de controle digitais nos quais a frequência de amostragem é alta. Em aplicações onde a frequência de amostragem é relativamente baixa, a metodologia pode resultar em estabilidade do sistema, mesmo se o mesmo for estável para as funções de transferência contínuas. Assim sendo, uma vez que a metodologia “*Trapezoid rule*”, também conhecida como método de Tustin ou método da transformação bilinear, é a única metodologia pela qual a estabilidade do sistema é conservada [49], [122], a mesma é utilizada para aproximação digital dos principais controladores no presente trabalho.

➤ Obtenção de equações diferenças

De posse de uma função de transferência em tempo discreto, a implementação da mesma em um microcontrolador em tempo discreto só é possível ao se fazer uso da equação diferença. Para simplificação do processo de obtenção da equação diferença de uma função de transferência, considera-se a função de transferência  $C(z)$  apresentada a seguir:

$$C(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0} \quad (\text{AN1.7})$$

Onde  $m \leq n$ . Primeiramente, a função  $C(z)$  deve estar em função de potências negativas de  $z$ . Assim sendo:

$$C(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{b_m z^{m-n} + b_{m-1} z^{m-1-n} + \dots + b_1 z^{1-n} + b_0 z^{-n}}{1 + a_{n-1} z^{-1} + \dots + a_1 z^{-(n-1)} + a_0 z^{-n}} \quad (\text{AN1.8})$$

∴

$$S(z) + a_{n-1} z^{-1} S(z) + \dots + a_1 z^{-(n-1)} S(z) + a_0 z^{-n} S(z) =$$

$$b_m z^{m-n} E(z) + b_{m-1} z^{m-1-n} E(z) + \dots + b_1 z^{1-n} E(z) + b_0 z^{-n} E(z) \quad (\text{AN1.9})$$

Finalmente, no plano  $z$ , a variável  $z^{-n}S(z)$  representa, no domínio do tempo, a variável  $s(kT_a)$  atrasada de  $nT_a$  segundos. Assim, a equação diferença é dada, de forma genérica, pela equação (AN1.10), na qual, conhecendo-se os valores passados de  $s(kT_a)$  e de  $e(kT_a)$ , pode-se avançar no tempo em um processo iterativo.

$$\begin{aligned} s(kT_a) = & -a_{n-1}s(kT_a - T_a) - \dots - a_1s(kT_a - (n-1)T_a) - a_0s(kT_a - nT_a) + \\ & b_m e(kT_a - (n-m)T_a) + b_{m-1}e(kT_a - (n+1-m)T_a) + \dots + \\ & b_1 e(kT_a - (n-1)T_a) + b_0 e(kT_a - nT_a) \end{aligned} \quad (\text{AN1.10})$$