

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ASPECTOS TÉCNICOS E OPERACIONAIS DO USO
DE MICROTURBINAS CONECTADAS AOS
SISTEMAS ELÉTRICOS PARA A GERAÇÃO
DISTRIBUÍDA DE ENERGIA ELÉTRICA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

DREIFUS MEDEIROS COSTA

**Santa Maria, RS, Brasil
2010**

**ASPECTOS TÉCNICOS E OPERACIONAIS DO USO DE
MICROTURBINAS CONECTADAS AOS SISTEMAS DE
ELÉTRICOS PARA A GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE
ENERGIA ELÉTRICA**

por

Dreifus Medeiros Costa

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientadora: Prof. Luciane Neves Canha

Santa Maria, RS, Brasil

2010

© 2010

Todos os direitos autorais reservados a Dreifus Medeiros Costa. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Tupy Silveira, 1752, Bagé, RS, 97340-000

Fone: 53 33052597; Endereço Eletrônico: dreifuscosta@gmail.com

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**ASPECTOS TÉCNICOS E OPERACIONAIS DO USO DE
MICROTURBINAS CONECTADAS AOS SISTEMAS ELÉTRICOS
PARA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE ENERGIA.**

elaborada por
Dreifus Medeiros Costa

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Luciane Neves Canha, Dr(a).
(Presidente/Orientador)

Jocemar Biasi Parizzi, Dr. (UNIPAMPA - BAGÉ)

Felix Alberto Farret, Dr. (UFSM)

Ricardo Quadros Machado, Dr. (USP - SÃO CARLOS)

Santa Maria, 16 de junho de 2010.

Dedico este trabalho
a meus pais, Norival e Nara,
e aos meus irmãos Denis e Thais.

AGRADECIMENTOS

A meus pais, Norival Costa Filho e Nara Cristina Robaina Medeiros, e aos meus irmãos Dênis e Thaís, pelo incentivo e confiança em mim depositados.

À minha namorada, Larissa, pelo amor e capacidade de ter certeza que eu conseguiria obter sucesso mesmo quando eu mesmo não tinha convicção.

Aos professores Luciane Neves Canha e Ricardo Machado, minha orientadora e co-orientador respectivamente, pelos laços de amizade e confiança criados ao longo deste trabalho, pelas cobranças feitas sem rodeios nos momentos necessários e palavras de incentivo e apoio a cada barreira encontrada ou sucesso alcançado.

Aos demais professores do Centro de Energia Elétrica e Meio Ambiente (CEEMA), prof. Felix Alberto Farret e, prof(a) Alzenira Abaide pela atenção e ajuda sempre que necessária e pelos conhecimentos transmitidos.

Aos colegas e amigos do CEEMA, Luciano Porto, Diego Berleze, Fredi Zancam, Renata Carlotto, e Adriane Dutra, pelo auxílio técnico e, em especial, pelos momentos de descontração.

Aos colegas e amigos de longa data, Diogo Brum Cândido, Henrique Aveiro e Thiago Brum Pretto, pelos laços de companheirismo e amizade fortalecidos ao longo dos anos.

Ao Eng. Luiz Fernando Martins, pela disposição em auxiliar nas mais variadas dificuldades, e Carlo Castellanelli pelo seu trabalho desenvolvido junto ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE).

Por fim, à Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), por proporcionar todas as condições para o desenvolvimento desse trabalho, e a Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro.

"Consulte não a seus medos mas a suas esperanças e sonhos. Pense não sobre suas frustrações, mas sobre seu potencial não usado. Preocupe-se não com o que você tentou e falhou, mas com aquilo que ainda é possível a você fazer."

Papa João XXIII

Quando a gente acha que tem todas as respostas,
vem a vida e muda todas as perguntas"

Luis Fernando Veríssimo

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ASPECTOS TÉCNICOS E OPERACIONAIS DO USO DE MICROTURBINAS CONECTADAS AOS SISTEMAS ELÉTRICOS PARA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DE ENERGIA

AUTOR: DREIFUS MEDEIROS COSTA

ORIENTADORA: LUCIANE NEVES CANHA

CO-ORIENTADOR: RICARDO QUADROS MACHADO

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 16 de Junho de 2010.

O considerável aumento da demanda de energia elétrica tem aumentado o interesse por reduzir custos, aprimorando a confiabilidade, qualidade e estabilidade dos sistemas de geração de energia elétrica. A conexão da geração distribuída (GD) pode ser utilizada como elemento estratégico para melhorar os níveis de tensão no sistema elétrico de potência. As microturbinas (MT) apresentam algumas vantagens em relação a outros modelos de GD, como por exemplo, a possibilidade da utilização de vários tipos de combustíveis. Nesta dissertação serão apresentadas as principais considerações que devem ser observadas no uso de microturbinas como forma de GD. Em um primeiro momento serão analisadas as características básicas da microturbina como seu ciclo de funcionamento, tipos de combustíveis, eficiência e modelagem. Para a conexão da microturbina com a rede de distribuição será utilizado um retificador trifásico com correção de fator de potência e um inversor multinível híbrido. O Retificador trifásico realizará a interface do gerador síncrono da MT com uma das células do inversor multinível. O inversor multinível tem capacidade de operar com tensões assimétricas fazendo com que, cada uma dessas tensões, sejam fontes de energia como as Células a combustíveis, Painéis fotovoltaicos e Geradores eólicos. Para este trabalho será adotado um inversor multinível com as proporções de tensão de (1:3:9), visto que, no módulo de maior tensão, será inserida a microturbina, e para os outros dois módulos subsequentes serão adotadas tensões fixas que posteriormente poderão ser substituídas por outras fontes alternativas de energia.

Palavras-chave: Microturbinas; Geração distribuída; geração descentralizada.

ABSTRACT

Master Thesis
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

TECHNICAL AND OPERATIONAL ASPECTS OF THE USE OF MICROTURBINES CONNECT TO THE ELECTRICAL SYSTEM FOR DISTRIBUTED ENERGY GENERATION

AUTHOR: DREIFUS MEDEIROS COSTA
RESEARCH SUPERVISOR: LUCIANE NEVES CANHA
RESEARCH SUPERVISOR: RICARDO QUADROS MACHADO
Santa Maria, June 16th, 2010.

The considerable increase in energy demand has increased the interest in reducing costs, improving reliability, quality and stability of power generation systems. The connection of distributed generation (DG) can be used as a strategic element to improve the voltage levels in power system. Microturbines (MT) have certain advantages over other models of GD, such as the possibility of using various types of fuels. This thesis analyzes the main considerations that should be observed in the use of microturbines as a form of DG. At first is analyze the basic characteristics of a microturbine such as its operation cycle, fuel type, efficiency and modeling. To connect the microturbine to the distribution network is adopted a three-phase rectifier with a power factor regulation and a hybrid multilevel inverter. The three-phase rectifier hold interface synchronous generator between the MT and the high voltage cell of the multilevel inverter. The multilevel inverter operates with asymmetrical voltage in their cells. In each of its cells can be inserted energy sources such as fuel cells, photovoltaic panels and wind generators. For this work is adopted a multilevel inverter with voltage ratios (1:3:9). At higher voltage module will be inserted into the microturbine. In the other two subsequent modules is adopted fixed voltage which later could be replaced by some alternative sources of energy

Keywords: Microturbine; Distributed generation, decentralized generation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Balanço energético do ano de 2008. (www.aneel.gov.br).	17
Figura 1.2 – Participação do gás natural na oferta primária de energia no mundo em 2006, ANEEL.	19
Figura 1.3 – Participação do gás natural na produção mundial de energia elétrica em 2006, ANEEL.	19
Figura 1.4 – Participação do gás natural na oferta primária de energia no Brasil em 2007, ANEEL (2009).	20
Figura 1.5 – Participação do gás natural na produção de energia elétrica no Brasil em 2007, ANEEL (2009).	20
Figura 2.1– Ilustrações de sistemas com microturbinas. (micropowereurope).	26
Figura 2.2 – Esquemático funcionamento da microturbina – ciclo Brayton regenerativo. (Maldonado ,2005).	27
Figura 2.3 – T-S e P.V - Diagrama ciclo de Brayton ideal. (Hauqwitz, 2002).	28
Figura 2.4 – T-S – Diagrama do ciclo Brayton ideal regenerativo. (Hauqwitz, 2002).	29
Figura 2.5 – Ilustração em corte das partes da microturbina. (Hauqwitz, 2002).....	30
Figura 2.6 – Partes da microturbina – compressor –turbina. (www.micropowereurope.com).	31
Figura 2.7 – Partes da microturbina – câmara de combustão. (Maldonado, 2005).	32
Figura 2.8 – Partes da microturbina – Trocador de calor (Soares, 2007).	32
Figura 2.9 – Partes da microturbina – Gerador elétrico. (Maldonado, 2005).	33
Figura 2.10 – Diagrama em blocos do funcionamento da microturbina. (Rowen, 1983).	43
Figura 2.11– Controle de velocidade da microturbina. (Guda, 2005).	44
Figura 2.12 – Controle de aceleração microturbina. (Guda, 2005).	44
Figura 2.13 – Controle de temperatura microturbina. (Guda, 2005).	45

Figura 2.14 – Sistema de combustível microturbina. (Guda, 2005).....	46
Figura 2.15 – Dinâmica microturbina. (Guda, 2005).....	47
Figura 3.1– Retificador de tensão PWM conectado a uma fonte trifásica.	50
Figura 3.2 – Diagrama de vetores do retificador trifásico. (Alberto, 2006).....	53
Figura 3.3 – Projeção dos vetores no setor 1.....	54
Figura 3.4 – Definição dos vetores.....	56
Figura 3.5 – Sinais de comando dos interruptores para o setor 6, em um período de comutação.....	58
Figura 3.6 – Sentidos das correntes nas fases região 2.....	59
Figura 3.7 – Circuitos equivalentes para as etapas de funcionamento setor 6.	60
Figura 3.8 – Circuitos equivalentes para etapas de operação da região 2 com $\omega t = 90^\circ$	61
Figura 3.9 – Circuito equivalente simétrico do retificador.....	63
Figura 3.10 – Sistema de controle do retificador trifásico. (Verdelho, 1997).....	63
Figura 3.11 – Tensões do conversor representadas como vetores no espaço em $\alpha\beta$ para (G1, G2, G3) e limites de corrente. (Katmierkowski, 1991).	65
Figura 3.12 – Resposta ao degrau da função de transferência.....	67
Figura 3.13 – Lugar das Raízes da função de transferência.	67
Figura 3.14 – Resposta em frequência Nyquist da função de transferência.....	68
Figura 4.1 – Inversor multinível com células <i>H-bridge</i> conectadas em série.	77
Figura 4.2 – Valores limites das fontes para sintetizar níveis e tensões igualmente espaçados (Rech, 2005).	79
Figura 4.3 – Tensão de referência e tensão de saída quase-quadrada de 27 níveis.	81
Figura 4.4 – Estratégia de modulação para inversores híbridos com células <i>H-bridge</i> em série. (Pimentel, 2006).	82
Figura 4.5 – Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1= 1$ p.u., $V_2= 3$ p.u. e $V_3=9$ p.u. Rech (2005).	84
Figura 4.6 – Tensão de saída e de referência da células H-bridge de um inversor trinário.....	85
Figura 4.7 – Tensão de fase de um inversor multinível com células H-bridge trinário.	86
Figura 4.8 – Representação de um PLL simplificado. (Pádua, 2006).	87
Figura 4.9 – Diagrama esquemático do sistema pll trifásico. (Chung, 2000).	88
Figura 4.10 – Modelo Linearizado de um sistema pll trifásico. (Chung, 2000).....	90
Figura 4.11– Resposta ao degrau do sistema PLL.	91
Figura 4.12 – Bode do sistema PLL.	92

Figura 4.13 – Lugar das raízes do sistema PLL.	93
Figura 4.14 – Nyquist do sistema PLL.	93
Figura 4.15 – Ilustração do controle de corrente para o inversor multinível.....	94
Figura 4.16 – Resposta ao degrau para o sistema multinível.	95
Figura 4.17 – Análise da frequência do sistema multinível.	96
Figura 4.18 – Lugar das raízes sistema multinível.	96
Figura 4.19 – Análise da frequência por Nyquist – sistema multinível.	97
Figura 4.20 – Tensões multiníveis de um inversor trinário com três células H- <i>brige</i> apresentando perda de desempenho.	98
Figura 5.1 – Esquema unificação da microturbina.	101
Figura 5.2 – Modelagem do sistema microturbina.	101
Figura 5.3 – Torque mecânico da microturbina.	103
Figura 5.4 – Torque mecânico na partida da microturbina.....	103
Figura 5.5 – Torque mecânico na variação de carga em 70 s.....	104
Figura 5.6 – Sinal de fluxo de combustível no sistema microturbina.	104
Figura 5.7 – Resposta do controle de velocidade em relação a variação de carga.....	105
Figura 5.8 – Aproximação da velocidade da microturbina.	106
Figura 5.9 – Sinais de controle para uma variação de carga.	106
Figura 5.10 – Sinais de controle para partida da microturbina.....	107
Figura 5.11 – Sinal de comando para o fluxo de combustível.	108
Figura 5.12 – Potência de saída do gerador síncrono de ímãs permanentes.	108
Figura 5.13 – Tensão de saída na fase A do gerador síncrono de ímãs permanentes.....	109
Figura 5.14 – Corrente do gerador na fase A do gerador síncrono de ímãs permanentes.....	109
Figura 5.15 – Tensões de entrada do retificador trifásico.	111
Figura 5.16 – Transformação das tensões de entrada em coordenadas $\alpha\beta$	111
Figura 5.17 – Correntes de entrada do retificador para uma carga de 11 kW.....	112
Figura 5.18 – Correntes de entrada do retificador para uma carga de 22 kW.....	112
Figura 5.19 – Transformação das correntes de entrada em coordenadas $\alpha\beta$	113
Figura 5.20 – Sinal de Corrente ativa na variação de carga.	114
Figura 5.21 – Aproximação do sinal de controle da corrente ativa na variação de carga.	114
Figura 5.22 – Correntes de referência e medidas dos indutores do retificador.	115
Figura 5.23 – Tensão e correntes medidas no retificador trifásico.....	115
Figura 5.24 – Tensão no barramento DC do retificador.....	116

Figura 5.25 – Tensão aproximada no momento da variação de carga.	116
Figura 5.26 – Corrente chaveada na saída do retificador trifásico.	117
Figura 5.27 – Tensão de saída do inversor multinível assimétrico.	118
Figura 5.28 – Corrente de saída do inversor multinível.	119
Figura 5.29 – Corrente de referência para o controle de corrente de saída do inversor multinível.	119
Figura 5.30 – Tensão da rede de distribuição.	120
Figura 5.31 – Sinal de controle para o sistema de modulação de síntese de formas de onda quase-quadradas.	120
Figura 5.32 – Corrente de entrada na célula de maior potência.	121
Figura 5.33 – Sinais de referência e de modulação para as três células trinárias.	122
Figura 5.34 – Corrente da fonte, inversor e carga.	123
Figura 5.35 – Correntes da fonte, multinível e carga no período de 0 a 0.5 segundos.	123
Figura 5.36 – Correntes da fonte, multinível e carga no período de 1 a 2 segundos.	124
Figura 5.37 – Correntes da fonte, multinível e carga no período de 2 a 3 segundos.	124
Figura 5.38 – Tensão na fase A e corrente de referencia gerada pelo PLL.	125
Figura 5.39 – Tensão transformada em coordenadas dq.	125
Figura 5.40 – Geração do ângulo θ para sincronismo da corrente com a rede.	126
Figura 5.41 – Velocidade em p.u. do gerador síncrono de ímãs permanentes.	127
Figura 5.42 – Aproximação no momento da variação de carga da velocidade do gerador.	127
Figura 5.43 – Sinal do torque mecânico da modelagem da microturbina.	128
Figura 5.44 – Aproximação do sinal de torque para uma carga de 11 kW.	128
Figura 5.45 – Tensão e correntes na entrada do retificador trifásico.	129
Figura 5.46 – Geração do sinal de referência de corrente ativa.	130
Figura 5.47 – Aproximação do sinal de referência de corrente ativa.	130
Figura 5.48 – Corrente de saída do retificador trifásico PWM.	131
Figura 5.49 – Tensão de saída do retificador trifásico PWM.	132
Figura 5.50 – Sinal de velocidade de rotação no instante de conexão com a rede de distribuição.	133
Figura 5.51 – Torque mecânico no momento de inserção do inversor multinível.	133
Figura 5.52 – Torque e sinal de fluxo de combustível no instante da variação de carga.	134
Figura 5.53 – Corrente de referência ativa para controle da tensão de saída do retificador trifásico.	134
Figura 5.54 – Tensão de saída do retificador trifásico.	135

Figura 5.55 – Correntes do inversor, da rede e de carga.	136
Figura 5.56 – Comparação Sinal de torque (Gaonkar, 2006) e simulado.	137
Figura 5.57 – Comparação Sinal de velocidade (Gaonkar, 2006) e simulado.	137
Figura 5.58 – Comparação das tensões de saída do gerador.	138
Figura 5.59 – Comparação das tensões de saída retificador (Capacitor do Link CC).....	138

ÍNDICES DE TABELAS

Tabela 2.1 – Desempenho geral das microturbinas. (Xavier, 2005).	35
Tabela 2.2 – Desempenho geral das microturbinas por fabricante. (Cruz, 2006).	35
Tabela 2.3 – Dados de custo manutenção de uma microturbina. (Xavier, 2005).	37
Tabela 2.4 – Principais microturbinas existentes no mercado. (Maldonado, 2005).	38
Tabela 3.1 – Vetores disponíveis para a configuração do retificador.	52
Tabela 3.2 – Vetores definidos nas coordenadas $\alpha\beta$	53
Tabela 3.3 – Intervalo de aplicações dos vetores (Alberto, 2006).	55
Tabela 3.4 – Intervalo para aplicação dos vetores setor 6.	57
Tabela 3.5 – Comandos para obtenção do vetor V_1	57
Tabela 3.6 – Seqüência de vetores para os setores.	58
Tabela 3.7 – Seqüência de chaveamento região 2.	59
Tabela 3.8 – Seqüência de chaveamento para região 2 $\omega t = 90^\circ$	61
Tabela 3.9 – Tabela de chaveamento para controle de corrente em coordenadas $\alpha\beta$. (Verdelho, 1997).	65
Tabela 3.10 – Parâmetros do controlador PI.	66
Tabela 3.11 – Dados para calcular as variáveis do retificador:	73
Tabela 4.1 – Saída PWM entre os níveis adjacente. (Rech, 2005).	83
Tabela 5.1 – Dados da modelagem da microturbina.	102
Tabela 5.2 – Valores do retificador trifásico.	110

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	17
1.1 – Objetivos e justificativa da dissertação.....	23
1.2 – Organização da dissertação.....	24
2. CAPÍTULO 2 - MICROTURBINAS.....	25
2.1 - Funcionamento e componentes das microturbinas.....	26
2.1.1 – Ciclo termodinâmico	26
2.1.2 – Partes da microturbina.....	30
2.2 – Características especiais das microturbinas	33
2.3 – Microturbinas: Aplicações e desempenho	34
2.3.1 – Aplicações	34
2.3.2 – Desempenho	35
2.4 – Microturbinas: Combustíveis e emissões.	36
2.4.1 – Combustíveis.....	36
2.5 – Microturbinas: Custo.	36
2.6 – Microturbinas: Desenvolvimentos futuros.....	37
2.7 – Mercados das microturbinas	37
2.8 – Modelagem da microturbina.....	38
2.8.1 – Controle de Velocidade.....	43
2.8.2 – Controle de Aceleração	44
2.8.3 – Controle de Temperatura.....	44
2.8.4 – Sistema combustível.....	45
2.8.5 – Dinâmica da microturbina.....	46
2.8.6 – Seletor de valor mínimo	47
2.9 – Resumo do capítulo	48
3. CAPÍTULO 3 – RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM	49
3.1 – Modelagem vetorial	51

3.1.1 – Implementação dos vetores	54
3.1.2 – Seqüência dos vetores	56
3.2 – Modelagem do retificador trifásico.....	58
3.3 – Equacionamento do retificador trifásico.....	60
3.4 – Método de controle baseado nas correntes ativa e reativa.....	63
3.5 – Projeto retificador trifásico PWM.....	68
3.5.1 – Equacionamento para as razões de modulação	68
3.5.2 – Cálculo dos indutores de entrada	70
3.5.3 – Cálculo do Capacitor de saída.....	71
3.6 – Resumo do capítulo	74
4. CAPÍTULO 4 – INVERSOR MULTINÍVEL	75
4.1 – Conversores multiníveis de tensão	76
4.2 – Configuração multinível com células conectadas em série	76
4.3 – Princípios de funcionamento.....	77
4.4 – Estratégia de modulação	80
4.4.1 – Síntese de formas de onda quase quadradas.....	80
4.5 – Circuito PLL para sincronismo com a rede.	86
4.5.1 – Projeto do circuito filtro de loop PLL	90
4.6 – Controle de corrente do inversor multinível.....	94
4.7 – Projeto do inversor multinível.	97
4.7.1 – Número de níveis.	97
4.7.2 – Desempenho harmônico.....	97
4.6 – Resumo do capítulo	99
5. CAPÍTULO 5 – SISTEMA MICROTURBINA – RETIFICADOR - INVERSOR	100
5.1 – Resposta da modelagem da microturbina	101
5.2 – Resposta do retificador trifásico PWM.....	110
5.3 – Resposta do inversor multinível assimétrico na configuração (1:3:9).....	117
5.4 – Resposta do sistema integrado microturbina-retificado-inversor	126
5.5 – Comparação dos resultados dos sinais da microturbina	136
5.6 – Resumo do capítulo	139
6. CONCLUSÃO	140
7. BIBLIOGRAFIA.....	143

INTRODUÇÃO

No decorrer dos anos ocorreu um considerável aumento da demanda de energia elétrica no Brasil. Este fato está representado na Figura 1.1 o qual mostra no último balanço energético fornecido pela ANEEL até o ano de 2008. Este crescimento da demanda tem incrementado o interesse dos órgãos públicos e privados em conseguir um suprimento sustentável de energia elétrica aprimorando a confiabilidade, a estabilidade e a qualidade dos sistemas de distribuição e geração. Este fator junto com a nova regulamentação do setor elétrico e somado com as emergentes tecnologias de geração de energia elétrica fazem com que ocorra uma mudança no modo de gerar energia elétrica em todo o mundo (BONA & RUPPERT, 2004).

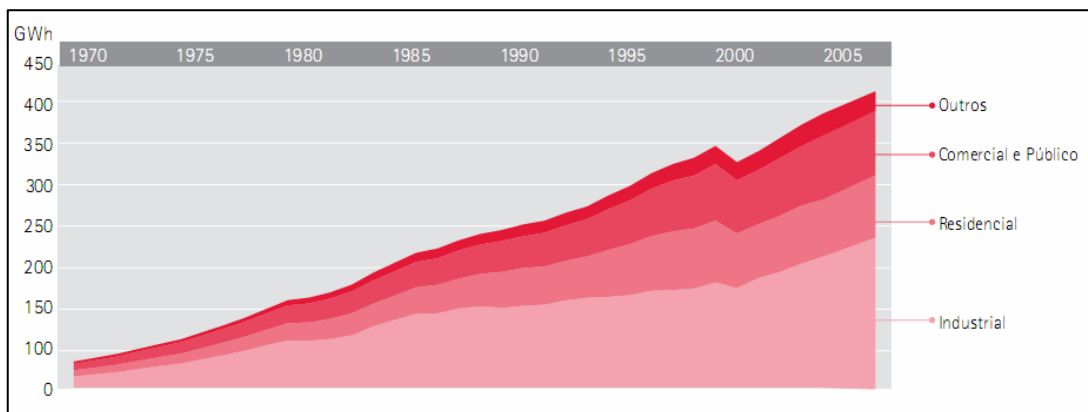


Figura 1.1 – Balanço energético do ano de 2008. (www.aneel.gov.br).

A geração centralizada em grandes usinas cuja transmissão ocorre através de longas linhas de transmissão está cedendo cada vez mais espaço para as pequenas unidades geradoras ligadas ao sistema de distribuição, os quais estão localizados perto dos consumidores. Neste contexto surge o conceito que define geração distribuída como sendo: “o uso de geração elétrica junto ou próxima dos consumidores com potências normalmente iguais ou inferiores a 30 MW”, (Instituto Nacional de Eficiência Energética – INEE, 2001).

Diversas tecnologias podem ser usadas em geração distribuída, entre as quais se podem citar: geração fotovoltaica, geração eólica, geração através de microturbinas, motores de combustão interna, células a combustível, pequenas centrais hidrelétricas (PCH).

Dentro dessas tecnologias a microturbina se apresenta como uma das mais promissoras tecnologias de GD, dados os seus inúmeros benefícios e o interesse do governo brasileiro de utilizar o gás natural, em abundância, para geração de energia elétrica, (BONA & RUPPERT, 2004). Microturbinas são pequenas turbinas a gás cuja faixa de potência se encontra entre 15 e 500 kW, (HANNET & KHAN, 1992) e (NIKKHAJOEI & IRAVANI, 2002). A mudança na regulamentação do mercado elétrico vai aumentar o potencial deste tipo de unidades geradoras. Entretanto, para que as microturbinas fiquem atrativas no mercado de energia elétrica, o custo de geração precisa diminuir, se isso não acontecer os usuários vão preferir obter energia da rede de distribuição, e esse tipo de máquina vai ficar restrita a um nicho de mercado relativamente pequeno (MALDONADO, 2005).

O meio ambiente se tornou uma variável de grande importância, sendo um empecilho para a expansão e oferta de energia, (BONA & RUPPERT, 2004), pois nos dias de hoje é muito mais complicado conseguir laudos dos órgãos ambientais com permissão para construção de hidrelétricas e termoeletricas geradoras de energia. Logo, em um futuro próximo, as empresas e governos pagarão altas taxas e multas por impactos causados ao meio ambiente.

O protocolo de Kyoto nos mostra que os países desenvolvidos deviam reduzir em 5% a quantidade das suas emissões de gases estufa emitida em 1990, durante o período de 2008 a 2012. Logo, para atingir essa meta foi criado o Mecanismo de Desenvolvimento Limpo (MDL) fazendo com que os países industrializados possam investir em projetos de redução de emissões de carbono em países não desenvolvidos e receber créditos de carbono pela ação. Sendo assim, este sistema pode gerar um fluxo de milhões de dólares para investimento de GD e cogeração em países como o Brasil (BONA & RUPPERT, 2004).

Como no Brasil quase 85 % de toda a geração é hidráulica, (Atlas da Energia Elétrica no Brasil, 2009) logo, surge o interesse pela diversificação da matriz energética. Com isto espera-se que se tenha uma maior confiabilidade e segurança na geração de energia, visto que a geração hidráulica é uma fonte que é dependente de variações climáticas. Dentro deste interesse da diversificação da matriz energética, junto com a descentralização do fornecimento de energia aparecem as microturbinas. Estas utilizam dentre uma variedade de combustíveis o gás natural e o biogás para o fornecimento de energia elétrica.

A utilização do gás natural é uma prática recente no Brasil (nos anos 70 e 80, o consumo final de gás natural no país era pequeno) e ultimamente tem sido indicada como uma grande aposta do governo brasileiro para a diversificação da matriz energética (BONA & RUPPERT, 2004).

O gás natural transformou-se de vilão em príncipe na matriz energética mundial. No século XIX, nos Estados Unidos, era considerado um estorvo ao ser encontrado junto com o petróleo, pois exigia uma série de procedimentos de segurança que encareciam e complicavam as atividades de prospecção. No século XX, a partir dos anos 80, o consumo entrou em franca expansão e o gás natural transformou-se na fonte de energia de origem fóssil a registrar maior crescimento no mundo. Uma posição que detém até hoje e que deverá manter no médio prazo (Atlas da Energia Elétrica no Brasil, 2009).

A produção mundial de gás natural mais que dobrou entre os anos de 1973 e 2007, atravessando o patamar de 1,227 bilhões metros cúbicos (m³) para 3,031 bilhões de (m³) segundo estudo publicado pela *International Energy Agency* (IEA) em 2008. O gás natural é o terceiro na participação na oferta primária de energia no mundo, Figura 1.2. E segundo entre as principais fontes produtoras de energia elétrica, superado apenas pelo carvão. Figura 1.3.

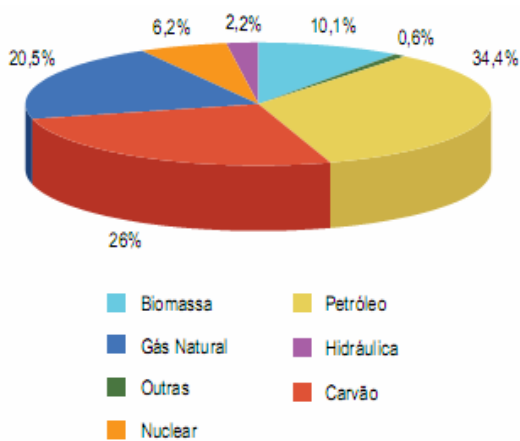


Figura 1.2 – Participação do gás natural na oferta primária de energia no mundo em 2006, ANEEL.

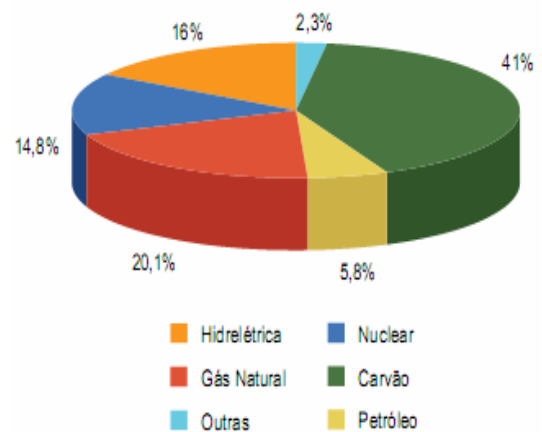


Figura 1.3 - Participação do gás natural na produção mundial de energia elétrica em 2006, ANEEL.

No Brasil, a evolução no mesmo período foi ainda mais destacada: 5650%, ao passar de 0,2 bilhões de m³ para 11,3 bilhões de m³. Ainda assim, a participação atual, de 9,3%, coloca o gás natural na quinta posição na matriz energética nacional. Superado por lenha e carvão vegetal; energia hidráulica e eletricidade; produtos da cana-de-açúcar e petróleo e derivados como mostram a Figura 1.4. Na produção de energia elétrica, a participação é de

3,3%. Neste caso, o gás natural fica atrás da energia hidráulica e biomassa, sendo que, a biomassa pode ser utilizada como gás para alimentar a microturbina Figura 1.5.

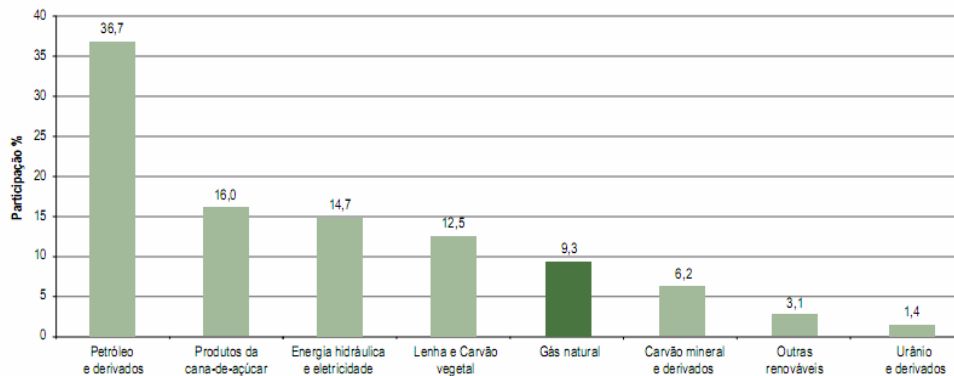


Figura 1.4 - Participação do gás natural na oferta primária de energia no Brasil em 2007, ANEEL (2009).

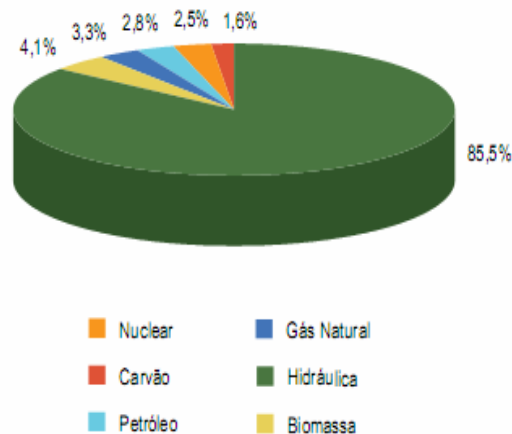


Figura 1.5 - Participação do gás natural na produção de energia elétrica no Brasil em 2007, ANEEL (2009).

A construção do gasoduto Bolívia-Brasil representa uma expansão da oferta de gás natural. A oferta de gás natural tende a aumentar nos próximos anos com a exploração de reservas de gás natural recém descobertas como, por exemplo, a da bacia de Santos e a descoberta da camada do pré-sal.

O gás natural é um combustível de alto poder calorífico e propicia ainda uma queima relativamente limpa comparado a outros combustíveis fósseis. A máxima utilização do poder calorífico do gás natural em unidades co-geradoras é ecologicamente e economicamente vantajosa, pois o gás em alta temperatura proveniente da queima do combustível pode ser

reaproveitado conseguindo-se aumentar a eficiência da microturbina de 30% para 80%. Todas essas evidências indicam que dentro de alguns anos a geração distribuída poderá ser responsável por uma parte significativa da produção de energia elétrica tanto no Brasil como nos outros países do mundo

Cogeração

Como a microturbina gera eletricidade a partir da queima de gases, neste processo, a uma grande quantidade de energia térmica é desperdiçada (SCOTT, 1998). Esta energia térmica não aproveitada é liberada para o meio ambiente tornando baixa a eficiência da microturbina. O aproveitamento de forma útil dessa energia térmica, através de recuperadores de calor, processo conhecido como cogeração, traz basicamente três grandes benefícios. O primeiro é o aumento do rendimento global energético, contribuindo para a redução da demanda global de combustível. Outro benefício é nas emissões de carbono e de outros poluentes atmosféricos são diminuídas, pois menos combustível é queimado. Por último, os impactos causados ao meio ambiente devido à liberação de calor por grandes plantas geradoras diminuem muito (BONA & RUPPERT, 2004).

Normalmente, os gases da queima não podem ser facilmente transportados por grandes distâncias. Essa característica faz com que as unidades geradoras estejam próximas das instalações que utilizam a energia térmica. O aproveitamento da energia térmica pode chegar ao ponto no qual só se utiliza calor como produto principal. Neste caso, o excedente de energia elétrica pode ser comercializado com a distribuidora de energia.

Microturbinas

Neste trabalho serão apresentadas as principais considerações que devem ser observadas no uso de microturbinas, utilizando gás natural ou biogás, como forma de GD. Microturbinas são geradores de potência que, a partir da queima de gases ou combustíveis líquidos, fazem girar o rotor de um gerador elétrico. Estas pequenas turbinas são capazes de queimar uma gama muito grande de combustíveis em alto ou baixo nível de pressão (GUDA; WANG & NEHRIR, 2005).

As microturbinas apresentam algumas vantagens em comparação com outros modelos de geração distribuída, entre as quais é possível citar a flexibilidade de utilização de vários combustíveis, menor número de partes móveis, baixa manutenção e alta segurança. Nos dias

de hoje, a maioria das aplicações para microturbinas a gás é em geração combinada de calor e potência. Outra importante aplicação a ser observada é como a geração isolada em áreas distantes onde não existe acesso para redes de potência, ou não é justificado o investimento em redes de sistema de transmissão/distribuição. As microturbinas também podem ser utilizadas como geração de emergência (RENDÓN, 2006).

Existem essencialmente dois tipos de modelos de microturbinas. O modelo eixo-único possui alta velocidade com o compressor e a turbina montados no mesmo eixo do gerador síncrono de ímã permanente. O modelo de eixo-separado utiliza uma rotação de 3600 rpm e um gerador convencional (usualmente um gerador de indução) conectados via uma transmissão. Junto com a turbina existem sistemas de controle de aceleração e velocidade, controle de fluxo de combustível e controle de temperatura (GAONKAR & PATEL, 2006).

A microturbina possui um motor à combustão integrado com um gerador. Este gerador produz uma potência elétrica operando em altas velocidades na faixa de 50.000 a 120.000 rpm e em faixas de potências em torno de 25 a 500 kW, (AL-HINAI & FELIACHI, 2008).

A modelagem de funcionamento mais difundida na literatura é proposta por (ROWEN, 1983). Na maioria das bibliografias estudadas este modelo foi adotado como padrão e submetido a alterações para adequar as características de funcionamento das microturbinas.

Em (GUDA et al., 2005), é apresentado o modelo dinâmico de uma microturbina, usada como geração distribuída. Este modelo é apropriado para análises de transitórios e simulação de um sistema de potência trifásico não balanceado. Ainda neste estudo, pode-se observar que a microturbina consiste de quatro partes: turbina a gás, gerador de ímã permanente, retificador trifásico CA-CC e um inversor trifásico CC-CA.

A modelagem e simulação de uma microturbina adequada para aplicações isoladas ou conectada a rede é mostrada por (GAONKAR & PATEL, 2006), (GUDA et al., 2005) e (NIKKHAJOEI & IRAVANI, 2002). O sistema compreende um gerador síncrono de ímã permanente acionado pela microturbina. Uma breve descrição de todas as partes do sistema é relatada e modelos matemáticos da microturbina e do gerador síncrono de ímãs permanentes são apresentados, assim como o uso de eletrônica de potência no condicionamento da saída de potência do sistema de geração é demonstrado nestes trabalhos.

1.1 – Objetivos e justificativa da dissertação

As motivações deste trabalho são primeiramente, verificar o estado-da-arte do uso de microturbinas conectadas a rede. Depois de atingido este estágio, será analisado com mais profundidade os controles associados a microturbina, analisando sua hierarquia de funcionamento, sincronismo de atividades e tempo de resposta a variação de carga. Outro ponto importante é analisar os impactos causados pela microturbina na rede como também, analisar o que a variação de carga acarreta nos sinais de controle da microturbina. Destaca-se também, o estudo de um retificador que consiga diminuir a taxa de distorção da corrente de entrada, visto que, na maioria dos artigos sobre microturbinas utiliza apenas uma ponte retificadora. É importante salientar que o inversor além de propiciar a conexão da rede, também consiga fazer integração com outros tipos de fontes alternativas de energia. A partir dos dados de simulação será realizada uma análise comparativa, entre os dados simulados e os dados que estão na literatura de forma a validar o funcionamento das partes da microturbina.

Estes estudos são importantes, pois as microturbinas podem ser utilizadas como fonte de geração distribuída em sistemas de distribuição atendidos em médias e baixas tensões. É o caso, por exemplo, de sistemas que utilizam a biomassa para a produção de biogás. O calor produzido pela microturbina pode ser reutilizado para incrementar a fermentação, para aquecimento doméstico ou para produção de mais energia elétrica. Em todos os casos a eficiência do processo aumenta e torna mais atrativo o uso das microturbinas. A dinâmica de operação e a conexão com a rede devem ser estudadas a fim de evitar problemas com a confiabilidade do sistema.

A inserção das microturbinas com fonte de geração distribuída tem vantagens como utilização de vários combustíveis como diesel, querosene, gás natural, etanol, gás de biomassa, propano e butano. As microturbinas são modulares e de pequeno porte por unidade de potência se adequando mais facilmente ao acréscimo ou decréscimo de carga, como também, tem uma produção alta de calor que poderá ser aproveitado na prática de cogeração aumentando assim a sua eficiência de 30% para 80%. As turbinas apresentam baixa manutenção, pois tem poucas partes móveis e tem capacidade de fornecimento confiável de energia. As aplicações das microturbinas são muito variadas como, por exemplo, conectadas junto à rede para melhoria da qualidade de energia e confiabilidade do sistema de distribuição. Como também para os consumidores que desejam economizar na conta de energia elétrica, conectado-as no horário de pico. Podem ser usadas também por consumidores que desejam uma alta qualidade no fornecimento de energia, como também para consumidores que moram

em lugares de difícil acesso, onde não é justificado o investimento em linhas de transmissão e distribuição.

1.2 – Organização da dissertação

Os assuntos tratados em cada tópico da dissertação são apresentados de forma resumida a seguir.

Capítulo 2 – Descreve as características e funcionamento do ciclo *Brayton* e partes da microturbina. Neste capítulo também é apresentado às aplicações, desempenho, mercado e tipos de combustíveis utilizados na microturbina. E finalizando destaca-se a modelagem dos controles de velocidade, temperatura e aceleração, mostrando suas particularidades e hierarquia de funcionamento.

Capítulo 3 – Neste capítulo é apresentado o um retificador trifásico que irá converter a tensão que esta em alta frequência para um nível de tensão contínuo. Este retificador controlará as correntes de entrada para atingir um fator de potência unitário com baixa distorção harmônica, como também, estabilizar a tensão do link DC. É usado o método de controle baseado nas correntes ativa e reativa.

Capítulo 4– Neste tópico é ilustrado um inversor trifásico multinível assimétrico, ternário operando em uma modulação híbrida que utiliza a síntese da forma de onda quase quadradas nos módulos de maior potência e nos módulos de menor potência é utilizado uma modulação PWM. Para o sincronismo com a rede é adotado um circuito PLL para gerar a corrente de referência para o sistema de modulação.

Capítulo 5– São mostrados os resultados de simulação do sistema microturbina-retificador-inversor. Em um primeiro momento é mostrado o comportamento individual de cada módulo e depois são mostradas as simulações do sistema por completo.

Capítulo 6– Neste capítulo são descritas as conclusões gerais acerca do que foi apresentado no trabalho, proposta de trabalhos futuros que visam a complementação e o aperfeiçoamento do sistema e o fechamento da dissertação.

CAPÍTULO 2 - MICROTURBINAS

Ao longo dos últimos anos, uma nova desregulamentação no mercado de geração de energia elétrica vem surgindo. Dentro do objetivo dessa nova proposta, fica aberto a qualquer um produzir sua própria eletricidade e disponibilizá-la para outros. Conseqüentemente, as empresas que produzem energia em grandes instalações são expostas à concorrência da produção em pequena escala de energia no local onde é necessitada (CRUZ, 2006) e (HAUQWITZ, 2002).

Esta evolução gera um novo interesse em usinas de energia de pequena escala, fáceis e rápidas de instalar, com baixo custo e tempo curto de recuperação. Este sistema pode utilizar microturbinas, cuja geração de energia pode ser ajustada à demanda atual e se necessário, outra microturbina pode ser instalada em paralelo. A empresa não precisa ter o investimento total que uma planta de maior poder tomaria e assim a produção de energia em pequena escala pode ser visualizada com o lema “investir conforme você cresce”, (HAUQWITZ, 2002). As tecnologias das pequenas usinas a gás não são novas, mas atualmente podem ser combinadas com o aquecimento da água, aumentando assim a eficiência total de 30 a 80%. A combinação de energia e calor (CHP) é essencial para o sucesso do sistema microturbina (XAVIER, 2005) e (HAUQWITZ, 2002).

Microturbina é a denominação dada às turbinas a gás de pequeno porte que produzem potência elétrica entre 25 kW e 500 kW, (XAVIER, 2005), (CRUZ, 2006) e (AL-HINAI & FELIACHI, 2002). São originadas das tecnologias dos turbo compressores automotivos ou de pequenas turbinas de sistemas auxiliares da aviação (*auxiliary power units - APUs*). Podem ser unidades de simples estágio com altas velocidades de rotação entre 90.000 e 120.000 rpm, como também de múltiplos estágios podendo ter baixa frequência de rotação (XAVIER, 2005), (CRUZ, 2006) e (SCOTT, 1998).

As microturbinas, Figura 2.1, existentes no mercado têm como função principal produzir eletricidade, podendo funcionar também na prática de cogeração utilizando um permutador de calor adicional de forma a tirar proveito da temperatura relativamente alta dos gases de escape. Além de atuar como geração distribuída, estas podem ser utilizadas para

geração de emergência nos setores industriais e comerciais. As microturbinas apresentam a vantagem de possuir pequeno tamanho e pouco peso por unidade de potência, baixa emissão de ruído e poluentes, alta durabilidade e baixa manutenção. Vários tipos de combustíveis podem ser utilizados nas microturbinas a exemplo de propano, gás natural, biogás, diesel e álcool. O consumo de combustível é considerado baixo quando comparado com outros tipos de fontes de GD. Entretanto, as microturbinas, assim como a maioria dos sistemas térmicos, apresentam baixa eficiência, aproximadamente 30%, e custo alto, comparado com máquinas equivalentes de mesma potência (SCOTT, 1998).

Dentre os principais combustíveis utilizados, o gás natural tem um importante destaque no crescimento das microturbinas. São exemplos de países que utilizam o gás natural como combustível para a geração de energia elétrica o Brasil (19%), os Estados Unidos (20%), o Canadá (25,4%) e Portugal (23%). Esses valores calculados referem-se ao consumo de gás natural utilizado para a geração de eletricidade, relacionado com o consumo total de gás natural consumido em cada país (KAEFER, 2008).



Figura 2.1- Ilustrações de sistemas com microturbinas. (www.micropowereurope.com).

2.1 - Funcionamento e componentes das microturbinas

2.1.1 – Ciclo termodinâmico

Em princípio, microturbinas e grandes turbinas a gás operam no mesmo ciclo termodinâmico de calor, conhecido como ciclo *Brayton*. A Figura 2.2 mostra o diagrama esquemático do ciclo *Brayton* ideal.

O ar novo admitido é conduzido ao compressor, onde a pressão é elevada com um fator de 4-20 dependendo do tamanho da microturbina. O ar, que está em alta pressão, é misturado ao combustível e queimado na câmara de combustão a uma pressão constante. O gás de combustão muito quente é expandido na turbina forçando a rodar, produzindo assim trabalho mecânico e movimentando o compressor e o gerador montados no mesmo eixo. Durante este processo os gases se expandem diminuindo a pressão e aumentando o volume (HAUQWITZ, 2002).

Os eixos das microturbinas funcionam em altas velocidades de rotação na ordem de 50000 – 120000 rpm, produzindo eletricidade em corrente alternada com frequência elevada (por exemplo, 1800 Hz), (AL-HINAI & FELIACHI, 2002). Esta corrente alternada para ser aproveitada é primeiramente retificada para corrente contínua, e em seguida convertida para corrente alternada, mas desta vez com uma frequência de 50 ou 60 Hz, pronta para ser utilizada localmente ou injetada na rede (GAONKAR & PATEL, 2006) e (GUDA et al., 2005).

Com o intuito de aumentar a eficiência da microturbina, é usual inserir na microturbina um recuperador de calor que permite aproveitar o calor disponível nos gases de escape para aquecer o ar novo antes de este entrar na câmara de combustão. O rendimento elétrico atingido é aproximadamente 30% em microturbinas com recuperador de calor, (CRUZ, 2006). Em sistemas de cogeração o rendimento global pode atingir mais de 80%. Os últimos desenvolvimentos tecnológicos apontam para a utilização de materiais cerâmicos nas secções quentes da microturbina, o que permite atingir temperaturas mais elevadas e, conseqüentemente, rendimentos mais elevados (XAVIER, 2005).

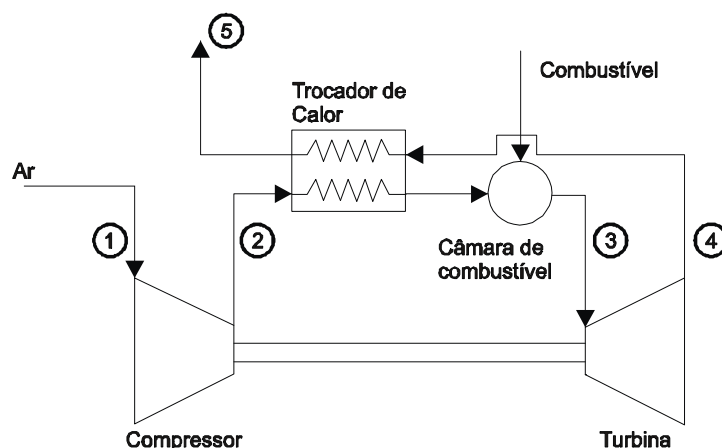


Figura 2.2 – Esquemático funcionamento da microturbina – ciclo Brayton regenerativo. (Maldonado, 2005).

Sem a recuperação do calor desperdiçado ou cogeração de algum tipo, a microturbina é dita que trabalha no modo de ciclo simples. Com a adição de um equipamento para obter o vapor desperdiçado do recuperador e uma turbina a vapor, a microturbina é dita que opera em “ciclo combinado” (CRUZ, 2006).

Existem essencialmente dois tipos de modelos de microturbinas. O modelo eixo-único possui alta velocidade com o compressor e a turbina montados no mesmo eixo do gerador síncrono de imã permanente. O modelo de eixo-separado utiliza uma rotação de 3600 rpm e um gerador convencional (usualmente um gerador de indução) conectados via uma transmissão (AL-HINAI & FELIACHI, 2002).

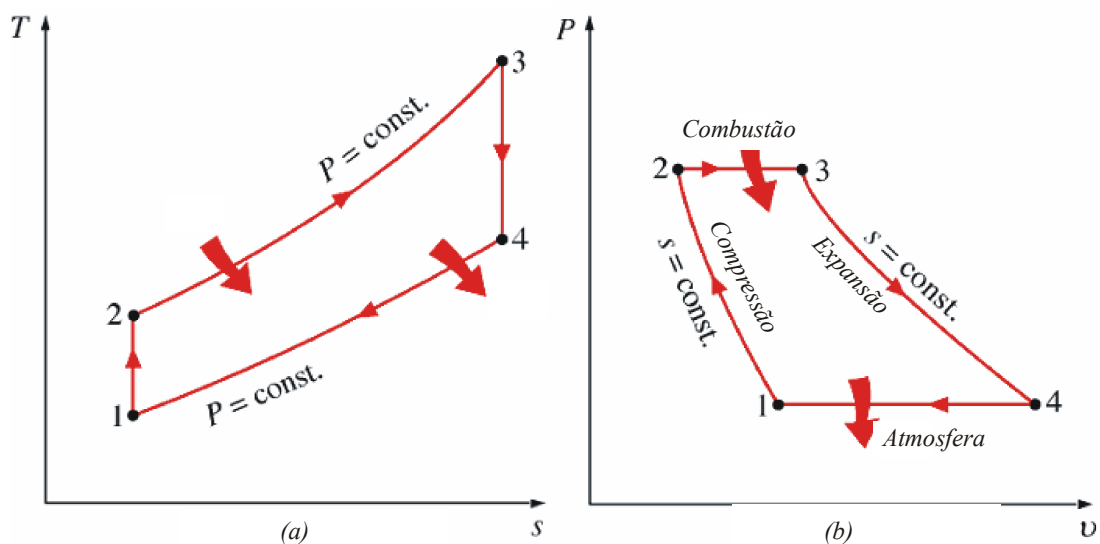


Figura 2.3 – T-S e P.V - Diagrama ciclo de Brayton ideal. (Hauqwitz, 2002).

Na Figura 2.3 (b), podemos ver a pressão e variação do volume específico ao longo do ciclo e na Figura à esquerda (a), a mudança de temperatura e entropia são mostradas. Volume específico é definido como o inverso da densidade, ou seja, volume que é ocupado por uma unidade de massa.

Durante a compressão, ocorre aumento da pressão e da temperatura. O aumento da pressão tende a aumentar a densidade, enquanto que o aumento da temperatura tende a diminuir a densidade. O efeito total é um pequeno aumento na densidade, o que corresponde a uma ligeira diminuição do volume específico. Em um ciclo ideal a compressão é isentrópica, isto é, adiabática (sem perda de calor) e internamente reversível (a entropia não se altera devido à fricção). Portanto, a entropia é constante, embora a temperatura aumente. Na câmara

de combustão é adicionado o gás a uma pressão constante. A densidade diminui e o volume específico e temperatura ficam maiores.

Do mesmo modo, a entropia é aumentada, já que a combustão não é um processo reversível. Na turbina, a situação é o oposto do compressor, a pressão diminui e o volume específico aumenta. A temperatura diminui e em uma expansão ideal a entropia é constante (HAUQWITZ, 2002).

Em termos gerais, analisando o gráfico da esquerda Txs, o funcionamento pode ser descrito como uma compressão isentrópica 1-2, seguida de uma adição de calor a pressão constante de 2-3, uma expansão isentrópica de 3-4 e finalmente, uma rejeição de calor a pressão constante de 4-1 (CRUZ, 2006).

Algumas turbinas utilizam um recuperador de calor ciclo *Brayton* regenerativo, cuja função é pré-aquecer o ar antes de entrar na câmara de combustão, onde será misturado com o combustível e queimado, o ciclo é ilustrado na Figura 2.2 e Figura 2.4.

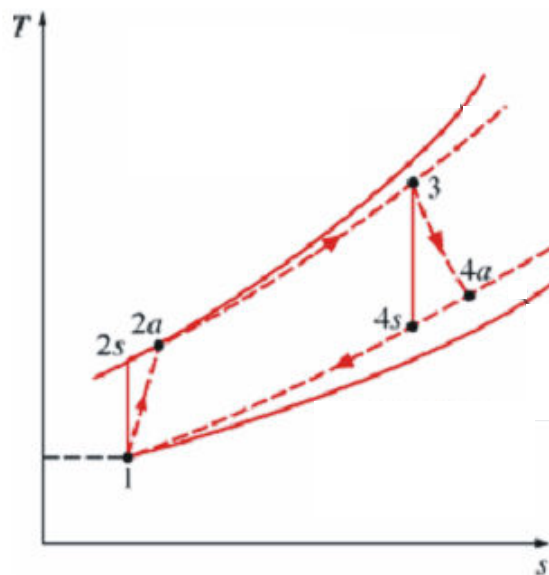


Figura 2.4 – T-S – Diagrama do ciclo Brayton ideal regenerativo. (Hauqwitz, 2002).

Sem o recuperador a eficiência da microturbina gira em torno de 14 – 17%. Mas com recuperadores, a eficiência é aproximadamente 30%. Este tipo de ciclo é mais comumente utilizado, por equilibrar eficiência e confiabilidade do sistema (CRUZ, 2006).

O sistema microturbina mais simples ocorre por meio de um eixo único, em que as microturbinas apresentam um único estágio de compressão e expansão. Este sistema é composto por um compressor centrífugo de estágio simples com uma baixa razão de pressão,

uma câmara de combustão simples e uma turbina de fluxo radial, cujo eixo é unido ao do compressor. Ao eixo do compressor acopla-se o gerador elétrico de alta velocidade, podendo-se utilizar caixas de redução entre esse eixo, para se reduzir a rotação até um valor apropriado para o gerador (CRUZ, 2006).

Na Figura 2.5 temos uma imagem expandida do funcionamento e das partes quentes da microturbina, onde pode visualizar as localizações de partes como eixo gerador, compressor, turbina, combustor e recuperador de calor.

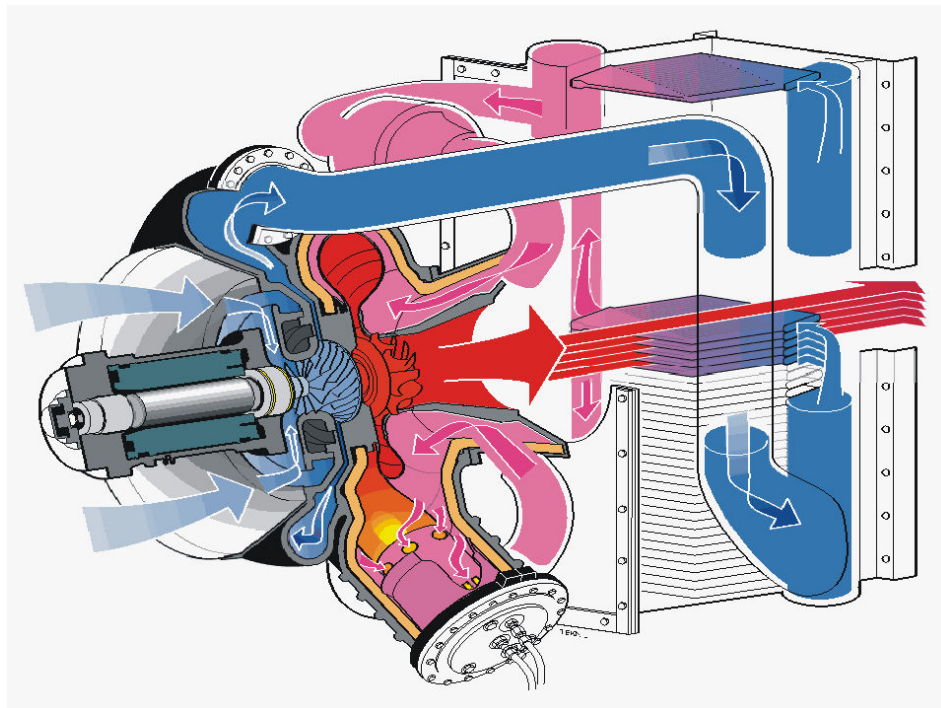


Figura 2.5 – Ilustração em corte das partes da microturbina. (Hauqwitz, 2002).

2.1.2 – Partes da microturbina

Os componentes básicos da microturbina são compressor, turbina, gerador, e recuperador. O coração da microturbina é o eixo compressor-turbina que é comumente montado no mesmo eixo com o gerador.

Compressor: A função do compressor é elevar a pressão do ar utilizando parte da potência entregue pela turbina. Existem dois tipos de compressor: Centrífugo e Axial. O primeiro é mais usado em microturbinas (30 kW – 500 kW). Trabalha com pequenas e médias vazões de ar e com razão de compressão típica de 3:1 podendo chegar a 12:1 em modelos

experimentais. Consiste de um rotor e uma carcaça que contém um difusor. O ar aspirado é impulsionado ao longo do rotor devido a sua alta rotação (MALDONADO, 2005).

Turbina: A turbina fornece potência para acionar o compressor e o gerador elétrico que está acoplado ao conjunto compressor-turbina, chamado comumente de *spool* (carretel). Extrai energia dos gases quentes que deixam a câmara de combustão e os expande para uma pressão e temperatura mais baixa. O escoamento contínuo da turbina pode ter uma temperatura de entrada entre 1123 e 1973 K (MALDONADO, 2005). O compressor e a turbina montados no mesmo eixo podem ser visualizados na Figura 2.6.

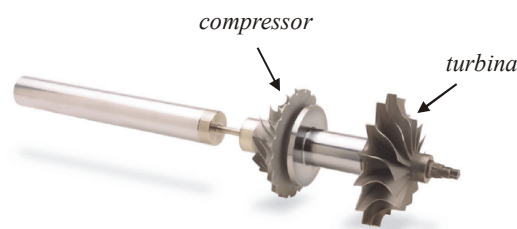


Figura 2.6 – Partes da microturbina – compressor –turbina. (www.micropowereurope.com).

Câmara de Combustão: Tem a finalidade de queimar o combustível fornecido pelo bico injetor, utilizando uma grande quantidade de ar proveniente do compressor, e liberar calor para que o ar seja expandido e acelerado contra as paletas da turbina; tudo isto com uma mínima perda de pressão e máxima eficiência. Para alimentar a câmara de combustão são utilizados diversos tipos de combustíveis, líquido e gasoso, e diversos sistemas de injeção, alguns utilizam água em forma de partículas para manter a temperatura de combustão em um nível inferior na câmara de combustão onde se produzem gases poluentes. A combustão produz uma elevação da temperatura do gás mantendo a pressão aproximadamente constante. A temperatura máxima é limitada pelo material das pás da turbina. A câmara de combustão deve ser capaz de realizar uma combustão estável e eficiente em toda a faixa de operação (MALDONADO, 2005). A Figura 2.7 ilustra uma câmara de combustão anular.

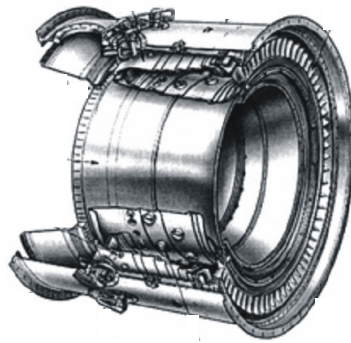


Figura 2.7 – Partes da microturbina – câmara de combustão. (Maldonado, 2005).

Trocador de calor: As microturbinas possuem um trocador de calor para aproveitar a energia térmica dos gases, em alta temperatura, que saem da microturbina e pré-aquecem o ar antes de entrar na câmara de combustão. Isto aumenta a eficiência total do sistema, ao diminuir a quantidade necessária de combustível no processo de geração (MALDONADO, 2005).

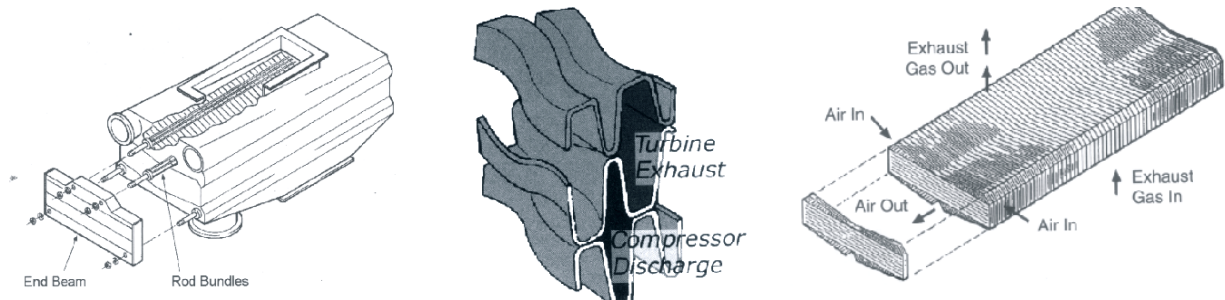


Figura 2.8 – Partes da microturbina – Trocador de calor (Soares, 2007).

Gerador Elétrico: Está unido ao eixo da microturbina, e geralmente é um gerador síncrono de 2 ou 4 pólos com velocidade de rotação chegando a 120000 rpm. Neste tipo de sistema, para que essa energia possa ser aproveitada por um consumidor ou pela rede é preciso reduzir a frequência de geração, utilizando redutores mecânicos, ou utilizando conversores eletrônicos CA/CA. O valor típico de eficiência para esse tipo de gerador η_g está entre 0,96 e 0,98 (MALDONADO, 2005).

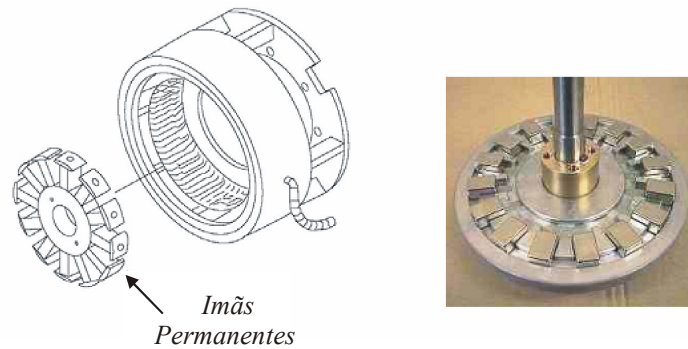


Figura 2.9 – Partes da microturbina – Gerador elétrico. (Maldonado, 2005).

2.2 – Características especiais das microturbinas

De acordo com o que vem sendo discutido, as microturbinas podem ser de um ou dois eixos. Sendo aquelas que utilizam um eixo apenas tem como vantagem o fato de apresentar um menor número de partes móveis, eliminando também a necessidade de uma caixa de velocidade tornando o funcionamento menos ruidoso. Já as turbinas de dois eixos proporcionam uma maior flexibilidade em combinar a turbina e a carga elétrica exigida. Proporcionam também menores esforços mecânicos tendo uma vida útil mais prolongada. Como desvantagem apresenta um número maior de peças móveis, com a necessidade de uma caixa de velocidade com custo elevado (XAVIER, 2005).

Existem dois tipos de mancais, nas microturbinas: Os mancais a ar eliminam a necessidade de um sistema de refrigeração a lubrificação a óleo e a manutenção associada. Este tem como preocupações a confiabilidade associada ao atrito durante a partida e a parada. Os mancais a óleo têm uma tecnologia mais comprovada e requerem uma bomba de óleo e equipamento auxiliar de arrefecimento (XAVIER, 2005).

As microturbinas podem ser fabricadas com ou sem recuperador de calor. Sem recuperador de calor o custo é inferior e existe mais calor disponível para cogeração; entretanto seu rendimento fica significativamente inferior. Já as microturbinas com recuperador de calor têm um rendimento maior, aproximadamente 30%, contudo apresentam custo superior (XAVIER, 2005) e (SCOTT, 1998).

As seções quentes podem ser de cerâmica ou metálica. As de cerâmica têm uma temperatura de funcionamento superior e maior rendimento, já as turbinas com seções metálicas têm um projeto mais convencional e possuem um maior número de modelos disponíveis no mercado (XAVIER, 2005).

2.3 – Microturbinas: Aplicações e desempenho

2.3.1 – Aplicações

As microturbinas podem ser usadas conectadas junto à rede, para melhoria da qualidade e confiabilidade da energia elétrica, atendimento de cargas em horário de pico e em aplicações de cogeração (XAVIER, 2005), (SCOTT, 1998) e (SOARES, 2007). Além disto, devido ao desenvolvimento tecnológico as microturbinas podem usar uma ampla variedade de combustíveis, além disso, já estão em fase de testes aplicações com combustíveis residuais e gás de aterro sanitário (XAVIER, 2005).

Como as microturbinas têm potências que variam entre 30 kW e 500 kW, são bem adequadas para aplicações comerciais, como restaurantes, hotéis, além de pequenos escritórios e condomínios residenciais, entre outros. A ampliação desta tecnologia para aplicações em meios de transporte também está em desenvolvimento (XAVIER, 2005).

Microturbinas são bem sustentadas para uma variedade de aplicações de geração distribuída devido as suas características:

- Flexibilidade em métodos de conexão;
- Modularidade;
- Capacidade de fornecimento confiável de potência;
- Baixas emissões de poluentes.

As microturbinas são usadas em horário de pico para reduzir o custo da energia elétrica, como também, para consumidores que desejam uma melhora na qualidade da energia, ou seja, sistemas que não toleram interrupções, quedas de tensão e variações de frequência.

Outra aplicação importante é para consumidores que residem em lugares de difícil acesso, ou onde não é justificado o investimento em linhas de distribuição e/ou transmissão.

Quando ocorre aumento de carga é necessário em alguns casos o aumento da capacidade das subestações e linhas de distribuição e transmissão. Neste caso, a inserção da microturbina aliviaria a necessidade de investimento nesta área, colocando a mesma próxima ao local que necessita energia adicional, com isso, as perdas podem ser reduzidas, além de uma melhora na confiabilidade do sistema.

Contudo, a microturbina atinge sua máxima eficiência quando a mesma é usada com cogeração. Neste caso, a eficiência aumenta de 30% para cerca de 80% (XAVIER, 2005), e o

calor produzido devido a queima do combustível pode ser recuperado em forma de água quente ou de vapor em baixa-pressão. Aplicações de calor e potência combinado são usados para:

- Produção doméstica de água quente;
- Aquecimento em edifícios residenciais;
- Colégios e universidades;
- Hospitais.

2.3.2 – Desempenho

A eficiência oriunda da conversão elétrica em base de utilização do combustível está na faixa de 20 a 30% (SCOTT, 1998). Estas são atingidas com o emprego do recuperador de calor. Em sistemas de cogeração, a eficiência elétrica e térmica combinadas pode alcançar 80% (XAVIER, 2005), valor que depende das exigências de calor do processo. Já as microturbinas sem recuperadores de calor apresentam eficiências mais baixas, em torno de 15%. A Tabela 2.1 classifica esses dados.

Tabela 2.1 – Desempenho geral das microturbinas. (Xavier, 2005).

Eficiência	
Configuração	Eficiência
Sem recuperador	15%
Com recuperador	20 – 30%
Com cogeração	Até 85%

A eficiência das principais marcas de microturbina é mostrada na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Desempenho geral das microturbinas por fabricante. (Cruz, 2006).

Desempenho da microturbinas por fabricante		
Fabricante	Recuperador	Eficiência (%)
AlliedSignal	Sim	30
Allison Engine	Sim	30
Bowman	Opcional	28
Capstone	Sim	26
Elliot	Alguns modelos	28
Nrec	Sim	28
Willians international	Sim	30
Ingersol Randl		28
Honeywell		24

2.4 – Microturbinas: Combustíveis e emissões.

2.4.1 – Combustíveis

O combustível primário das microturbinas é o gás natural. Entretanto, mais modelos podem operar em uma larga variedade de combustíveis, incluindo os seguintes tipos (XAVIER, 2005) e (SCOTT, 1998):

- Combustíveis líquidos (óleo destilado);
- Gás de petróleo liquefeito: misturas de propano e butano;
- Gás azedo: gás natural não processado; vem diretamente de alguns poços de gás;
- Biogás: qualquer gás combustível produzido da degradação biológica orgânica não aproveitada, gás de aterro de lixo, gás de digestor de esgoto, gás digestor de animais.;
- Gases não aproveitados na indústria: gases em chamas e processos gases-fora das refinarias, plantas químicas e indústria de aço;
- Gases industrializados: tipicamente com baixos e médios valores em BTU, gás produzido como produto da gasificados ou processos de pirólises;
- Biomassa tratada.

Microturbinas tem o potencial extremamente baixas emissões gerando aproximadamente 7 ppm de Nox (MALDONADO, 2005).

2.5 – Microturbinas: Custo.

Os custos gerais de um sistema de microturbinas a gás no mercado americano ficam entre aproximadamente US\$700 e US\$1,300/kW, referente a 2002, (XAVIER, 2005). Os preços giram em torno de US\$ 35,500 e US\$ 55,500 para uma turbina Capstone de 30 kW e 60 kW respectivamente. Para turbinas Ingersoll Rand o custo fica aproximadamente US\$ 90,000 para uma potência de 70 kW. No custo está incluso o equipamento, manuais, programas e treinamento. No Brasil, estes custos são relativamente maiores devido a impostos de importação, transporte, implantação do sistema de fornecimento de combustível, entre outros. Este acréscimo no Brasil pode chegar a 50% dos valores americanos. Entretanto, os fabricantes de microturbinas estão trabalhando para um custo específico de instalação futuro, nos EUA, abaixo de US\$650/kW.

Em relação às manutenções os fabricantes estão trabalhando em intervalos entre 5.000 a 8.000 horas. Os custos da manutenção para as microturbinas ainda estão baseados em previsões com situações reais mínimas. As estimativas variam de US\$ 0.005 a US\$0.016 por kWh.

Tabela 2.3 – Dados de custo manutenção de uma microturbina. (Xavier, 2005).

Custo geral das microturbinas	
Custo capital	US\$ 700 a US\$ 1,300/kW
Operação e manutenção	US\$ 0.005 a US\$ 0.016/kW
Intervalo de manutenção	5.000 a 8.000 h

2.6 – Microturbinas: Desenvolvimentos futuros

Estima-se que o incremento no rendimento e projetos menos poluentes serão os objetivos nos próximos anos dos fabricantes de microturbina, (SCOTT, 1998). Podem-se citar os seguintes tópicos como objetivos de melhoras das microturbinas (SCOTT, 1998), (MALDONADO, 2005) e (BONA & RUPPERT, 2004).

- Alta eficiência – No mínimo 40%;
- Superioridade ambiental – Emissões de NOx menores que 7 ppm;
- Durabilidade – Projetado para 11000 horas de operação entre inspeções e vida útil de pelo menos 45000 horas;
- Econômicas – com custos menores que US\$650 por kW;
- Flexibilidade de combustíveis;
- Aplicação automotiva;
- Sistemas híbridos (isto é, células a combustível combinadas com microturbinas).

2.7 – Mercados das microturbinas

Atualmente no mercado existem microturbinas entre 15 até 500 kW (SCOTT, 1998). A maioria dos fabricantes optaram por fazer sistemas integrados de produção de calor e energia elétrica, satisfazendo a demanda de sistemas de calor.

Nos Estados Unidos é onde está localizada a maioria dos fabricantes de microturbina, entretanto existem projetos em desenvolvimento na Europa e no Japão. As principais fábricas de unidades de microturbinas disponíveis para comercialização são a Capstone, a Elliot e a

Ingersoll-Rand nos E.U.A, a Bowman na Inglaterra e a Turbec na Suécia sendo a Capstone a atual líder de vendas no mundo, (BONA & RUPPERT, 2004). Atualmente, o produto custa cerca de US\$ 1,300 por kW nominal, sendo somente competitivo em instalações com cogeração, (Xavier, 2005). É importante ressaltar que no Brasil não existem fabricantes de microturbinas e apenas 13 turbinas operam (BONA & RUPPERT, 2004).

Tabela 2.4 – Principais microturbinas existentes no mercado. (Maldonado, 2005).

Microturbinas existentes no mercado			
Fabricante	Modelo	País	Potência (kW)
Capstone	C30-C60	USA	30 – 60
Elliot	TA 80R	USA	80
Ingersoll Rand	MT70 – MT250	USA	70 – 250
Avon Aero	T-62T-32	USA	60
Bowman	TG-80-RCG	UK	80
Kawasaki	GPS250	Japão	250
Turbec	T100-CHP	Suécia	100
Honeywell		USA	75
Turbo Genset	TG50	França	50

2.8 – Modelagem da microturbina

Revisão Bibliográfica - Modelagem

Neste tópico são mostrados os principais artigos referentes à modelagem da microturbina e a modelagem adotada para a realização deste trabalho. (GUDA et al., 2005) apresentou a modelagem e simulação de um sistema de geração à microturbina para operações tanto isoladas como em conexão com a rede. O sistema compreendeu um gerador síncrono de ímãs permanentes acionado pela microturbina. Uma breve descrição do sistema foi dada, e modelos matemáticos para a microturbina e gerador síncrono de ímãs permanentes são apresentados. É simulado um modelo de microturbina de eixo único com sistemas de controle capaz de regular a potência de saída. A simulação do sistema foi realizada do Matlab/Simulink®. Diferentes condições de carga são aplicadas ao sistema microturbina para validar o modelo. O sistema microturbina apresentado neste artigo é baseado no modelo proposto por (ROWEN, 1983). Os componentes da turbina a gás incluem o controle de velocidade, controle de temperatura e o sistema de combustível. O controle de velocidade atua sobre as condições de carga, o controle de temperatura atua como um limitador máximo de potência e o controle de aceleração previne a sobre velocidade. Como interface da

microturbina com a rede é utilizado um retificador-inversor trifásico, o controle da potência de saída do sistema MTG (microturbina-gerador) se faz controlando o ângulo de disparo inversor mantendo a tensão e frequência de saída em um nível preestabelecido. O artigo apresenta como resultados simulados a variação da potência, fluxo de gás e torque, para uma variação de 0-10 segundos sem carga, 10-15 segundos com 200 kW de carga e em 15 segundos a carga é aumentada em mais 200 kW, como também a tensão nos terminais do gerador e tensão nos terminais no inversor.

No artigo de (GAONKAR & PATEL, 2006) foi apresentado um modelo dinâmico de um sistema de geração com microturbina de eixo único que foi simulado no Matlab/Simulink® e implementado com os componentes da biblioteca *Simpowersystems*. Este modelo simplificado é uma ferramenta útil para estudar os vários aspectos operacionais das microturbinas. A simulação deste modelo se dá em um sistema isolado e compreende um gerador síncrono de imã permanente acionado pela microturbina. Os modelos matemáticos para a microturbina e gerador síncrono de imãs permanentes são apresentados. A MTG se baseia no modelo proposto por (ROWEN, 1983) no qual consiste nos controles de velocidade, aceleração, temperatura e sistema de combustível. É adotado um gerador síncrono de imãs permanentes com um rotor não saliente, tendo como parâmetros: frequência de rotação 1600 Hz (96000 rpm), potência de saída 30 kW e tensão de linha 480 Vrms. O sistema de condicionamento consiste de um retificador não controlado, um capacitor de link DC, um inversor e um filtro LC. O inversor é modulado com modulação por largura de pulsos (PWM), com uma frequência da portadora de 2 kHz. A tensão de saída é regulada em 480 Vrms por um controlador PI usando as transformações abc para d-q e depois para abc novamente. Os harmônicos gerados pelo inversor nos múltiplos de 2 kHz são filtrados por um filtro LC. Os resultados de simulação apresentam a demanda de combustível, torque, velocidade do rotor, tensão no link DC, tensão na saída do inversor e tensão nos terminais do estator, conforme a variação de carga de 0 a 15 kW e de 15kW a 24 kW. O desempenho da MTG é estuda conectando-a em um sistema com cargas isoladas. (AL-HINAI & FELIACHI, 2002) também apresenta um modelo matemático dinâmico da microturbina, usado como geração distribuída. O modelo é apropriado para análises de transitórios e simulação de um sistema não balanceado de distribuição. A microturbina consiste de 4 partes: motor a gás, gerador de imãs permanentes, pontes trifásica retificadora AC-DC, um inversor DC-AC e um filtro LC. Para ilustrar o modelo proposto, um sistema trifásico não balanceado que consiste de um gerador microturbina conectado a carga é simulado usando o Matlab/Simulink®. A modelagem da microturbina é baseada no modelo de uma turbina a gás proposto por

(ROWEN, 1983), no qual consiste nos controles de velocidade, aceleração, temperatura e sistema de combustível. Nos resultados de simulação são apresentadas as tensões e correntes de fase do gerador, tensão no link DC do retificador, tensão do inversor, tensão na carga, torque e fluxo de combustível para uma carga de 60kW. A tensão é gerada em alta frequência (1200 Hz) sendo então, retificada por uma ponte de diodos retificadores e filtrada por um filtro LC. Depois disso, ela é aplicada ao inversor gerando assim uma tensão em 60 Hz. O inversor usa modulação por largura de pulsos numa frequência da portadora de 2 kHz. Os harmônicos gerados pelo inversor são filtrados por filtros LC colocado em cada fase. Um controlador PI que regula a tensão na carga em 250 V de pico.

A modelagem de uma microturbina para análises termodinâmicas, estabilidade eletromecânica e performance dinâmica de pequenos sinais é apresentado por (NIKKHAJOEI & IRAVANI, 2002). O sistema microturbina é considerado com uma fonte de geração distribuída o qual faz a interface com a rede de distribuição de energia elétrica. O modelo inclui a modelagem do sistema eletromecânico, os circuitos do conversor de eletrônica de potência, filtro LC de saída, transformador de interface com a rede, carga, sistema de distribuição. São desenvolvidos os controles turbina -gerador e os controles dos conversores. O desempenho do sistema sobre varias faltas e cenários de chaveamento são investigados. O software NETOMAC é usado para os estudos de simulação.

O artigo de (MÖLLERSTEDT & STOTHERT, 2000) desenvolve um conversor genérico e um modelo de controle para o conversor no qual é permitida a investigação do efeito dos conversores controlados em redes de distribuição. Os modelos são inicialmente desenvolvidos assumindo simplificações. Este artigo serve como base para trabalhos futuros apresentando a modelagem aproximada de modernos sistemas de potência o qual facilita uma simulação eficiente, do projeto de controle do conversor, e da análise de robustez. O sistema monitora a potência ativa e reativa para ajustar o comando dos pulsos. O ajuste “feedforward” é feito medindo a variação na tensão da rede e na corrente de saída do gerador. Um ajuste adicional por retro-alimentação (feedback) é feito monitorando a variação entre a tensão CC do barramento e a corrente CA na saída do inversor.

(HANNETT & KHAN, 1992) detalha a simulação dinâmica de dois tipos de modelos propostos de controladores de velocidade. Utiliza-se o modelo de Rowen comparando os resultados de simulação com os dados obtidos a partir de um sistema elétrico real no Alaska. Para efeito de comparação dois tipos de controle de velocidade são utilizados: controle avanço-atraso e um controle PID (proporcional – integral - derivativo). Foram realizados testes de campo para obter os parâmetros do modelo. Para determinar esses parâmetros

mediram-se as variáveis em regime permanente e efetuaram-se provas de variação de carga. Os modelos derivados do teste de campo e dados gravados na simulação foram comparados com os casos típicos de modelos que foram utilizados em estudos anteriores. A estrutura de modelo, tal como previsto por (ROWEN, 1983) para reguladores *Speedtronic* foi encontrado ser mais adequado e com menor modificação do que uma similar estrutura modelo utilizada para o controlador realimentado *Woodward*.

(FETHI et al., 2003) apresenta um modelo de simulação da parte elétrica de uma rede conectada com uma microturbina. O modelo contém uma detalhada representação dos principais componentes do sistema elétrico que são gerador síncrono de imã permanente e o conversor de potência. A microturbina é controlada de modo que a energia injetada na rede de distribuição possua fator de potência unitário. Os resultados obtidos da simulação usando o MatlabSimulink® foram comparados com os resultados experimentais obtidos com microturbina Capstone de 30 kW. Finalmente, o modelo de simulação é usado para analisar o comportamento da microturbina em regimes permanente e transitórios assim como, a tensão na rede e nas fases não balanceadas.

A modelagem dinâmica de uma microturbina aplicada a geração distribuída é apresentado por (AL-HINAI & FELIACHI, 2003). O modelo é adequado para análises de transitórios e simulações de sistemas de potência desbalanceados. A microturbina consiste de 4 partes: máquina, o gerador de magneto permanente, o retificador trifásico CA/CC e o inversor de potência CC/CA e são utilizados blocos do MatlabSimulink® específicos para simulação dos sistemas eletrônicos. O sinal na saída do inversor é filtrado de harmônicos por meio de um filtro tipo LC (indutor-capacitor).

(WEI et al., 2008) implementa um modelo baseado nas dinâmicas de cada parte da microturbina apresentado por (ROWEN, 1983). O resultado da simulação mostra que o modelo pode manter a tensão de saída e a demanda de potência quando ocorre mudança de carga. Este modelo é adequado para estudos de transitórios e análises em modo ilhado como também operação conectada a rede. Devido à alta frequência gerada pela microturbina, o autor utilizou um retificador controlado e um inversor. O controle é baseada em uma estratégia com dupla malha-fechada. A tensão de saída pode ser controlada por uma malha externa de tensão (PI) e a resposta de corrente pode ser controlada por uma malha mais interna de corrente (PI). Para interligar a turbina com a rede é utilizado um inversor trifásico com uma modulação SPWM. A potência ativa e reativa pode ser automaticamente regulada de acordo com a necessidade. As simulações foram realizadas no PSCAD ®.

(GAONKAR & PATEL, 2008) apresenta um modelo dinâmico de uma microturbina que é adequado para operações com conexão tanto com a rede quanto isoladas. O modelo permite o fluxo de potência bidirecional entre rede e a microturbina. Duas interfaces de controle projetadas, uma para operação normal e outra para operação ilhada. A configuração adotada nesse artigo para a conexão da microturbina com a rede é conversores fonte de tensão (VSC) back-to-back. Esta topologia permite fluxo de potência bidirecional entre o conversor e a rede de distribuição. A sincronização com a rede é realizada por um *phase-locked loop* (PLL). Sendo que ambos conversores retificadores e inversores empregam modulação por largura de pulsos. A estratégia de controle de potência com o controle de tensão do link DC é usada para a operação conectada na rede e controle de frequência e tensão para a operação isolada ou em ilhamento. Todas as simulações foram realizadas no software Matlab/Simulink®.

(SAHA et al., 2008) ilustra a simulação de dois tipos de modelagem, analisando sua operação como geração distribuída como também, atendimento de cargas de prioridade crítica. O primeiro modelo é proposto por (ROWEN, 1983) enquanto o segundo é o modelo Gast. O sistema compreende um gerador síncrono e uma microturbina acoplada a ele. Foram realizadas simulações em sistemas isolados e conectados a rede. O controle do primeiro modelo se dá através da velocidade. O segundo é controlado por meio da potência demandada. (ZHU & TOMSOVIC, 2002) apresenta o controle da potência ativa da microturbina, de modo que os controladores utilizados são apenas PIs para controlar a potência. Na turbina de eixo separado existem duas turbinas, uma é a turbina a gás acionada com um compressor e a outra é uma turbina de potência que aciona um gerador a 3600 rpm. O regulador de turbina GAST é um modelo dos mais comuns usados na dinâmica de funcionamento da microturbina.

Modelagem - Microturbina

O sistema microturbina apresentado neste tópico é baseado no modelo apresentado por (ROWEN, 1983), cuja modelagem é baseada em uma turbina de grande porte. Este modelo foi adaptado com sucesso para modelagem da microturbina por diversos autores (AL-HINAI & FELIACHI, 2002), (GUDA et al., 2005), (HANNET & KHAN, 1992) e (ZHU & TOMSOVIC, 2002). Os componentes da modelagem da turbina a gás incluem: controle de velocidade, controle de temperatura, controle de aceleração e controle do sistema de combustível. O controle de velocidade atua sob as condições de carga; o controle de

temperatura atua como limitador da potência de saída e o controle de aceleração tem a função de prevenir a sobre velocidade no rotor. Uma destas três saídas será selecionada pelo do bloco do seletor de valor mínimo. A saída do bloco de seleção de valor mínimo identificará o menor valor entre os três e o resultado que será a quantidade de combustível necessária para o funcionamento da turbina-compressor como descrito na Figura 2.10. Essa Figura apresenta a representação em p.u. da microturbina, junto com o sistema de controle, (GUDA et al., 2005). Cada subsistema será discutido nos próximos tópicos.

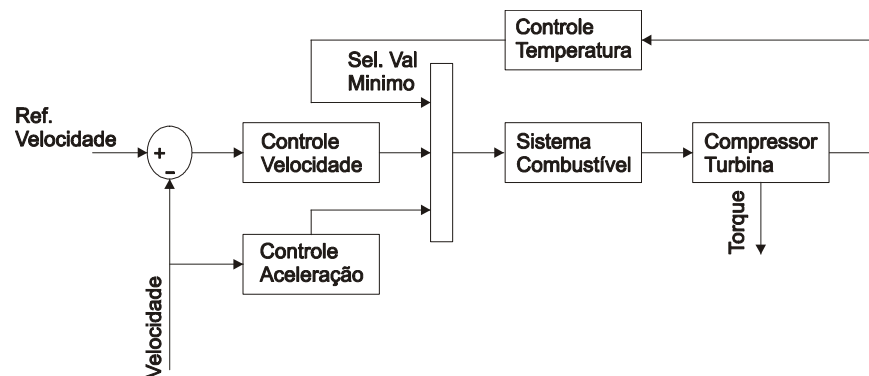


Figura 2.10 – Diagrama em blocos do funcionamento da microturbina. (Rowen, 1983).

2.8.1 – Controle de Velocidade

O sistema de controle para microturbinas pode ser dividido em “*droop regulation*” e “*non-droop regulation*”, o qual é utilizado e projetado no intuito de se adaptar aos diferentes tipos de carga. Para microturbinas em paralelo com a rede de distribuição, o sistema de controle deve ser “*droop regulation*” para regular a saída de acordo com a mudança de carga evitando a oscilação de potência ou instabilidade da regulação, (WEI et al., 2008).

O controle de velocidade é usualmente modelado por uma função de transferência de avanço e atraso ou por um controlador PID. Este controlador é o principal meio de controle da microturbina sobre as condições de carga do sistema. O sinal da saída atuará no bloco de seleção de valor mínimo. A Figura 2.11 apresenta o diagrama em blocos do controlador de velocidade, sendo K o ganho do controlador, T_1 e T_2 são as constantes de avanço e atraso do regulador, respectivamente e Z representa o modo regulador. Um regulador operando modo “*droop regulation*” a saída é proporcional ao erro da velocidade $Z=1$. No “*non-droop regulation*” $Z=0$, (GUDA et al. 2005).

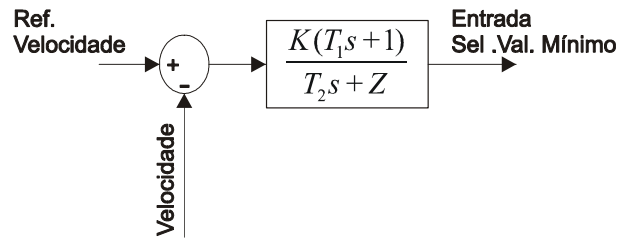


Figura 2.11- Controle de velocidade da microturbina. (Guda, 2005).

2.8.2 – Controle de Aceleração

O controle de aceleração é usado para limitar a taxa de aceleração do rotor, diminuindo os esforços mecânicos durante o arranque, reduzindo a vazão de combustível e limitando a tendência à sobre velocidade. O sinal da entrada é a velocidade do rotor enquanto que a saída atuará no bloco seletor de valor mínimo. O controle de aceleração é ilustrado na Figura 2.12. Como este controle não atua após um tempo da partida em regime permanente este controle pode ser suprimido da modelagem (GAONKAR & PATEL, 2006).

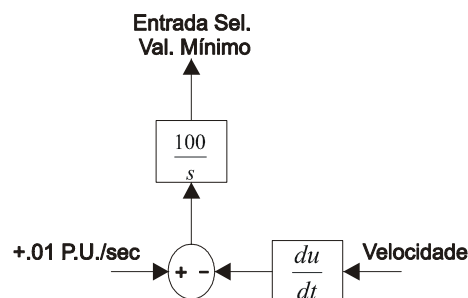


Figura 2.12 – Controle de aceleração microturbina. (Guda, 2005).

2.8.3 – Controle de Temperatura

O controle de temperatura é o meio de se limitar a potência de saída da microturbina em uma temperatura de combustão pré-determinada, independentemente da temperatura ambiente ou do tipo de combustível. O combustível que é queimando no combustor resulta em torque da turbina e na temperatura de exaustão do gás. A temperatura de exaustão do gás é medida usando uma série de termopares como ilustrado no diagrama de blocos da Figura 2.13. Nesta Figura, T_i é a taxa de integração do controle de temperatura; T_3 e T_4 são constantes de tempos associadas ao campo de radiação e termopar, respectivamente; K_4 e K_5 são

constantes associadas ao campo de radiação; T_5 é uma constante associada ao controle de temperatura. A saída do termopar é comparada com a temperatura de referência, a qual é normalmente maior que a saída do termopar. Isto força a saída do controle de temperatura a ficar no limite máximo permitindo o domínio do controle de velocidade no seletor de valor mínimo. Quando a saída do termopar excede o valor da temperatura de referência, a diferença fica negativa e o controle de temperatura limita o fluxo de combustível, limitando também a potência da microturbina. A entrada no controle de temperatura é a temperatura de exaustão e a saída atuará no seletor de valor mínimo (GAONKAR & PATEL, 2006).

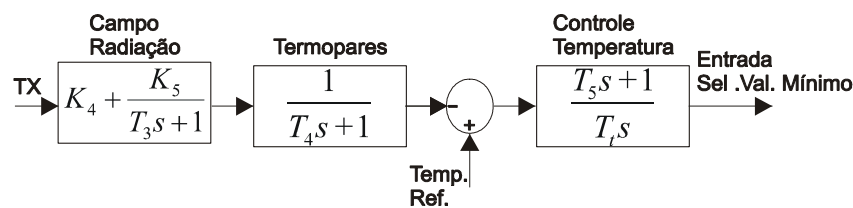


Figura 2.13 – Controle de temperatura microturbina. (Guda, 2005).

2.8.4 – Sistema combustível

O sistema de combustível consiste da válvula de combustível e do atuador. A vazão de combustível do sistema resulta da inércia do atuador e da posição da válvula. A função de transferência do posicionamento da válvula é representada pela equação 2.1.

$$E_1 = \frac{K_v}{T_v s + c} F_d \quad (2.1)$$

E a função de transferência do atuador do sistema de combustível é representada pela equação 2.2.

$$W_f = \frac{K_f}{T_f s + c} E_1 \quad (2.2)$$

onde K_f são os ganhos do posicionamento da válvula e do atuador respectivamente; T_v e T_f são constantes de tempo da válvula e do atuador respectivamente; F_d e E_1 representam a entrada e a saída do posicionamento da válvula; W_f é o sinal de demanda de combustível em p.u.

A saída do bloco do seletor de valor mínimo, VCE, representa o sinal do fluxo de combustível necessário para um ponto de operação particular e utilizado como uma das entradas do sistema de combustível. Um outro ponto de ingresso para o sistema de combustível é o valor em p.u. da velocidade do rotor (limitado pelo controle de aceleração). O valor em p.u. do VCE corresponde diretamente ao valor em p.u. da potência mecânica da turbina em regime permanente Figura 2.14.

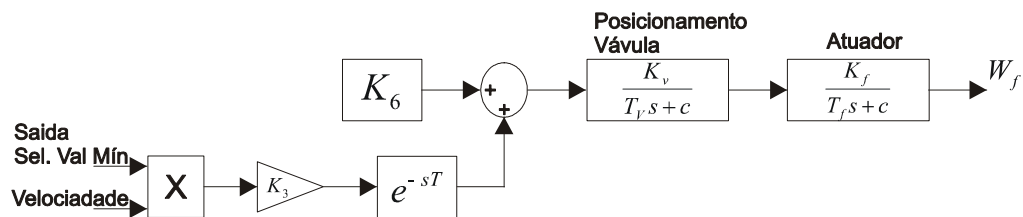


Figura 2.14 – Sistema de combustível microturbina. (Guda, 2005).

O valor de VCE é escalonado por um ganho ($K_3 = (1-K_6)$) e depois atrasado e compensado por uma mínima quantidade de combustível K_6 para alimentar continuamente o processo de combustão na câmara de combustão. K_6 é essencialmente a mínima quantidade de fluxo de combustível quando a turbina trabalha sem carga (GUDA et al., 2005).

2.8.5 – Dinâmica da microturbina

O compressor-turbina é a principal elemento da microturbina sendo essencialmente linear (com exceção da constante de tempo do rotor). Existe um pequeno atraso no transporte T_{CR} , que está associado com o tempo de reação da combustão. Além disso, há um tempo de atraso T_{CD} associado com o volume de descarga do compressor e um atraso T_{TD} associado com o transporte do gás do sistema de combustão através da turbina. O diagrama em blocos do compressor-turbina descrito na Figura 2.15 mostra que a característica do torque e da temperatura de exaustão de uma turbina a gás de eixo-único são essencialmente lineares em relação ao fluxo de combustível.

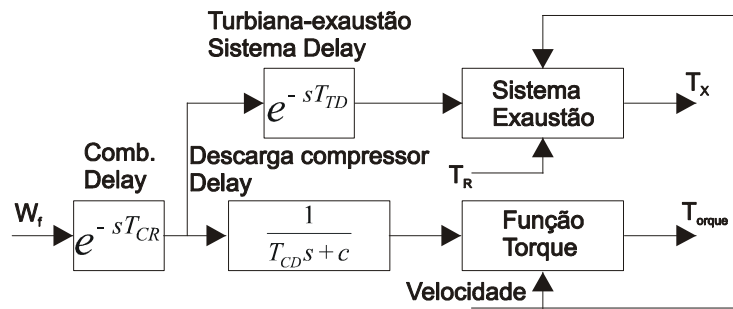


Figura 2.15 – Dinâmica microturbina. (Guda, 2005).

A velocidade da turbina e temperatura de exaustão é apresentada a seguir nas equações (2.3) e (2.4).

$$T_{orque} = K_{HHV} (W_f - 0,23) + 0,5(1 - N)(Nm) \quad (2.3)$$

$$T_x = T_R - 700(1 - W_f) + 550(1 - N)(F) \quad (2.4)$$

onde K_{HHV} é uma constante que depende da entalpia ou do maior valor de aquecimento do gás na câmara de combustão e T_R é a temperatura de referência. Deste modo, a entrada deste sistema é o sinal em p.u. da demanda de combustível W_f , e as saídas são o torque da microturbina e temperatura de exaustão do gás (GUDA et al., 2005).

2.8.6 – Seletor de valor mínimo

A função do bloco de seleção de valor mínimo é fazer a escolha de prioridade no funcionamento dos controles. No primeiro momento de funcionamento o sinal do controle de aceleração atua predominantemente em relação aos outros controles. Este bloco atua para limitar a sobre velocidade do rotor, assim diminuindo os esforços mecânicos durante o arranque, reduzindo a vazão de combustível e limitando a tendência à sobre velocidade. Em regime permanente, o controle de aceleração pode ser negligenciado na modelagem da microturbina. No próximo momento o sinal que sai do controle de velocidade predomina sobre os outros controles. O controle de temperatura só atuará quando a temperatura de referência for menor que a temperatura de exaustão do gás. Quando isso ocorrer o sinal predominante no seletor de valor mínimo será o sinal do controle de temperatura. Este sinal será negativo diminuindo a vazão de combustível e, conseqüentemente, reduzindo a velocidade da microturbina.

2.9 – Resumo do capítulo

Este capítulo apresentou no primeiro momento, uma breve introdução sobre a inserção da microturbina como geração distribuída. É mostrado seu funcionamento que é baseado no ciclo térmico de Brayton. Estudaram-se as partes das microturbina e visto a suas funções. Além disso, são apresentadas as aplicações de uma microturbina, como também, sua eficiência e os diversos fabricantes disponíveis no mercado. Realizou-se o levantamento por fabricante para visualizar a potência fornecida, tipo de combustível de alimentação e os custos de instalação, operação e manutenção. Em seguida foi descrito o levantamento das características de uma microturbina, analisando seus aspectos tanto elétricos como mecânicos. Depois foi mostrada uma abordagem simplificada da modelagem no qual foi analisada a dinâmica de funcionamento dos controles: de velocidade, temperatura, velocidade e fluxo de combustível.

CAPÍTULO 3 – RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM

Como a microturbina gera uma tensão em seus terminais em alta frequência aproximadamente (1200 Hz) necessita de um retificador para tornar essa tensão em um nível contínuo para então ser transformada para 60 Hz. A escolha de um retificador trifásico *Boost* se deve ao comportamento da microturbina, que para a mínima carga fornece a máxima tensão e máxima velocidade de rotação e, conforme é aumentada a carga diminui-se a tensão e a velocidade de rotação. Analisando as características acima mencionadas, foi visto que o comportamento da tensão é diminuir a amplitude com o aumento da carga. Sendo assim, o circuito mais indicado é um circuito para elevar a tensão, ou seja, circuito *Boost*.

O projeto de circuitos conversores trifásicos CA/CC com elevado fator de potência tem merecido grande atenção por parte dos projetistas de eletrônica de potência, visando melhoria de desempenho em características como: fator de potência, rendimento, densidade de potência, regulação da tensão de saída, esforços de tensão e corrente nos semicondutores, etc.

No que se refere ao fator de potência (FP), os retificadores convencionais mais simples apresentam distorções nas correntes fornecidas pela rede e por consequência um reduzido fator de potência. Em decorrência destas características, a presença de distorções nas tensões de alimentação aumenta as perdas nas redes de distribuição e as interferências eletromagnéticas, (ALBERTO, 2006).

Conversores CA/CC trifásicos são largamente usados em aplicações industriais. A solução mais simples utilizada é um retificador convencional a tiristores CA/CC com controle de fase a comutação de linha. Estes tipos de conversores são limitados no desempenho devido ao processo de comutação em linha, como também, produzem fenômenos indesejáveis sobre o sistema de potência, como por exemplo, os harmônicos de corrente de baixa ordem originado por este tipo de conversores causam queda de tensão harmônica entre as impedâncias de rede e resultam em tensões distorcidas na rede além de fazer com que ocorra circulação de potência reativa, (VERDELHO & SOARES, 1997).

Com o advento da alta potência, dispositivos semicondutores de alta frequência, com capacidade de controle rápido do gatilho (GTO, MCT, MOSFET do TJB's, IGBT's), permiti-

se a utilização de comutação forçada e, portanto, técnicas PWM podem ser aplicadas para estes conversores. A utilização do PWM permite reduzir o conteúdo harmônico do conversor reduzindo assim fenômenos indesejáveis e fazendo com que o desempenho do conversor melhore. Conversores trifásicos AC/DC podem ser classificados em dois tipos gerais: os conversores de corrente e os conversores de tensão. Cada conversor tem um lado de três fases alternadas defasadas em 120° e um lado DC. Os conversores de corrente têm três fontes de capacitores (ou tensão) em paralelo com o lado de três fases alternadas e um indutor em série com o lado DC. Os conversores de tensão têm três indutores (ou fontes de corrente) em série com o lado das três fases alternadas e um capacitor (ou fonte de tensão) no lado DC como mostrado na Figura. 3.1 (VERDELHO & SOARES, 1997).

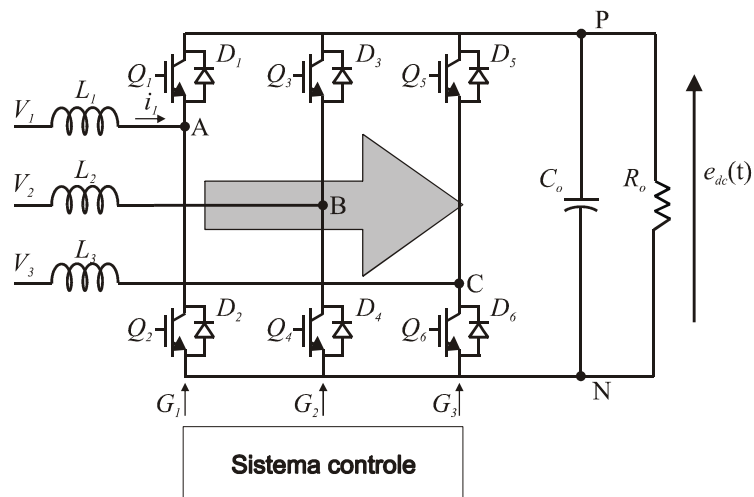


Figura 3.1- Retificador de tensão PWM conectado a uma fonte trifásica.

Conversores de tensão PWM trifásicos podem ter características úteis que podem ser resumidas como:

- Formas de onda de corrente aproximadamente senoidal;
- Fator de potência unitário;
- Tensão unidirecional no barramento DC;

Este capítulo apresenta um retificador trifásico PWM com correção de fator de potência e controle de tensão do barramento DC. O controle do circuito é baseado no método i_d - i_q das correntes instantâneas, ativa e reativa, respectivamente. A tensão DC do retificador é controlada atuando na corrente ativa instantânea. Já para se obter um fator de potência

unitário, a corrente reativa instantânea é controlada por um valor nulo, (VERDELHO et al., 1996).

O retificador trifásico, Figura 3.1, opera com modulação PWM. Sendo assim, é possível controlar a corrente no conversor obtendo praticamente qualquer forma de onda de entrada. É possível também, controlar o fluxo de potência, (CARDOSO, 2006).

Técnicas de modulação por largura de pulso podem ser usadas tanto em dispositivos analógicos quanto em dispositivos digitais. No entanto, as aplicações com processadores digitais são as mais comuns. Em termos de técnicas de chaveamento é possível citar, ainda: histerese e modulação vetorial, (SCHOLTZ, 2006) e (CARDOSO, 2006). Com relação às estratégias de controle, têm-se os controles clássicos P, PI, PID, adaptativos, dead-beat, preditivo, modos deslizantes, lógica nebulosa ou lógica fuzzy, histerese, e redes neurais adaptativas (SAETIO, 1998), (CICHOWLAS & KAZMIERKOWSKI, 2002) e (RUKONUZZAMAN & NAKAOKA, 2000).

Na aplicação da modulação por vetores no espaço consideram-se primeiro as nomeações dos vetores possíveis e disponíveis. A transformação destes vetores nos eixos α e β , e a ordem de distribuição dos vetores. Em um próximo momento considera-se identificação de setores para o posicionamento dos vetores a serem implementados e a relação entre os vetores e os sinais de comando aplicados aos interruptores do conversor em cada etapa de operação.

3.1 – Modelagem vetorial

Esta seção apresenta a análise e o projeto do circuito de potência do conversor trifásico. O retificador trifásico com elevado fator de potência pode ser observado na Figura 3.1. Nesta, V_1 , V_2 e V_3 representam a tensão de saída do gerador síncrono de ímãs permanentes. Os indutores representam o somatório entre as indutâncias de linha e as de entrada do conversor, as quais determinam as derivadas de corrente e C_o representa a capacitância de saída, que tem a função de filtrar a ondulação da tensão de saída.

Com técnicas de modulação adequadas pode-se comandar os semicondutores de potência de forma a se obter as características desejadas para as formas de onda da corrente de entrada, e ainda implementar o controle de modo que o conversor mantenha o fator de potência unitário.

Algumas considerações e simplificações para facilitar as etapas de operação serão apresentadas:

- Tensão de entrada trifásica senoidal e defasada 120° entre si;
- Como o circuito deve operar com fator de potência unitário, as correntes de entrada devem ser senoidais e estar em fase com a tensão de alimentação;
- Somente três semicondutores conduzem simultaneamente, um em cada braço de forma que as correntes não sejam interrompidas e não ocorra curto-circuito;
- Para um período de chaveamento dos interruptores do conversor será considerado que as tensões e correntes na entrada de alimentação possuem comportamento constante;
- Tensão no barramento DC constante;
- São excluídas da análise o comportamento do circuito durante os regimes transitórios.

Para o circuito analisado, que é constituído por três braços e cada um com duas chaves que operam de forma complementar, verifica-se a possibilidade de utilização de sete vetores disponíveis para representar os estados topológicos do conversor, como demonstrado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Vetores disponíveis para a configuração do retificador.

Vetor	Ponto A	Ponto B	Ponto C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
$V_0(000)$	N	N	N	0	0	0
$V_1(100)$	P	N	N	v_o	0	$-v_o$
$V_2(110)$	P	P	N	0	v_o	$-v_o$
$V_3(010)$	N	P	N	$-v_o$	v_o	0
$V_4(011)$	N	P	P	$-v_o$	0	v_o
$V_5(001)$	N	N	P	0	$-v_o$	v_o
$V_6(101)$	P	N	P	v_o	$-v_o$	0
$V_7(111)$	P	P	P	0	0	0

Utilizando a transformada $\alpha\beta$, definida na equação 3.1, aos vetores que estão representados por suas coordenadas A, B e C, obtêm-se as coordenadas destes vetores nos eixos α e β conforme ilustrado na Tabela 3.2.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Tabela 3.2 – Vetores definidos nas coordenadas $\alpha\beta$.

Vetor (ABC)	Coordenadas $[\alpha\beta]$	Vetor (ABC)	Coordenadas $[\alpha\beta]$
$V_0(000)$	$[0 \ 0]$	$V_4(011)$	$\begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \end{bmatrix}$
$V_1(100)$	$\begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \end{bmatrix}$	$V_5(001)$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$
$V_2(110)$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$	$V_6(101)$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$
$V_3(010)$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$	$V_7(111)$	$[0 \ 0]$

O módulo dos vetores é dado pela equação 3.2.

$$|V_i| = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot e^{j\frac{\pi}{3}(i-1)} & i = 1, \dots, 6 \\ 0 & i = 0, 7 \end{cases} \quad (3.2)$$

A partir da equação nota-se que existem seis vetores não nulos com o módulo igual a $\sqrt{\frac{2}{3}}$ e dois vetores nulos, com módulo igual a zero.

Na Figura 2.2 é ilustrado, de acordo com a representação espacial, o sistema de coordenadas α e β , no qual se observa que o ângulo entre os vetores é de 60° e que as extremidades dos vetores são os vértices de um hexágono regular. Logo, identificam-se os seis setores.

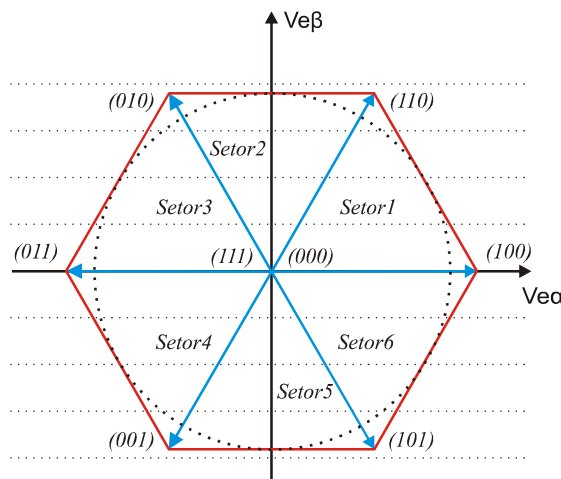


Figura 3.2 – Diagrama de vetores do retificador trifásico. (Alberto, 2006).

É importante salientar que os vetores obtidos estão relacionados aos estágios topológicos do retificador trifásico com correção de fator de potência e nota-se que as amplitudes destes vetores foram afetadas pela transformação mostrada na equação 3.1, (ALBERTO, 2006).

3.1.1 – Implementação dos vetores

Para conseguir um vetor desejado V_{ret} observa-se em que setor este vetor está localizado e utiliza-se os dois vetores não nulos, adjacentes a este setor, $V_0(000)$ e $V_7(111)$. V_{ret} é o vetor relacionado com os sinais de acionamento das chaves ligadas às fases A, B e C, os quais permitem a ação de um determinado estado topológico. Para o setor 1 as projeções do vetor V_{ret} nos eixos α e β são mostradas na Figura 3.3, sendo o vetor resultante obtido pela média ponderada pelos intervalos de aplicação dos vetores não nulos, em relação ao período de comutação T_s .

$$T_s \cdot V_{ret} = T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2 \quad (3.3)$$

T_1 representa o intervalo de aplicação do vetor V_1 , T_2 o intervalo de aplicação do vetor V_2 e T_0 a soma dos intervalos de aplicação dos vetores nulos.

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.4)$$

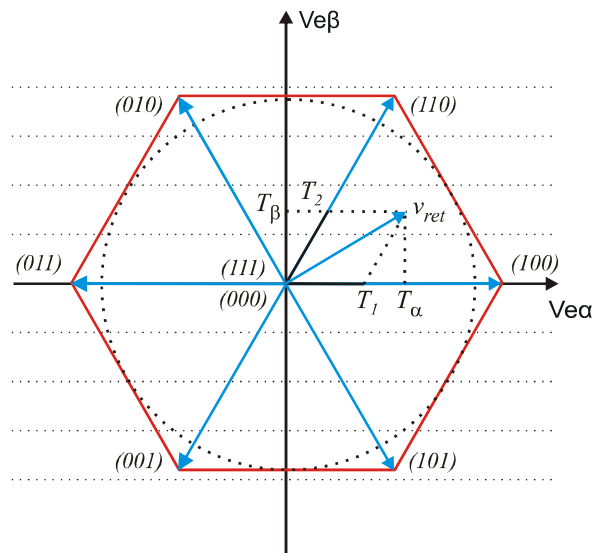


Figura 3.3 – Projeção dos vetores no setor 1.

De acordo com a Tabela 2.2 e Figura 3.3 obtém-se as relações.

$$T_s \cdot V_{ret} = T_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \mu_\alpha + T_2 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \mu_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} \mu_\beta \right) = T_\alpha \cdot \mu_\alpha + T_\beta \cdot \mu_\beta \quad (3.5)$$

Igualando-se os vetores de cada coordenada com os dois lados da igualdade, determinam-se os tempos T1 e T2 para o setor.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta \\ T_2 = \sqrt{2} \cdot T_\beta \end{array} \right\} \quad (3.6)$$

O tempo de intervalo da aplicação dos vetores nulos é dado por:

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.7)$$

Para os outros vetores se utiliza o mesmo procedimento, para encontrar as relações de intervalos de aplicação. Visualizado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Intervalo de aplicações dos vetores (Alberto, 2006).

Setor1	$T_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$	$T_2 = \sqrt{2} \cdot T_\beta$
Setor2	$T_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$	$T_3 = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$
Setor3	$T_3 = \sqrt{2} \cdot T_\beta$	$T_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$
Setor4	$T_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$	$T_5 = \sqrt{2} \cdot T_\beta$
Setor5	$T_5 = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$	$T_6 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$
Setor6	$T_6 = -\sqrt{2} \cdot T_\beta$	$T_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot T_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot T_\beta$

As equações mostradas anteriormente são válidas para a operação na região linear, delimitada pelo círculo inscrito no hexágono formado pelos seis vetores não nulos. Para a implementação de uma trajetória circular (equivalente às trajetórias senoidais nos eixos A, B, C) a amplitude máxima de V_{ret} é $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Isto implica que a tensão de saída máxima do

retificador é igual a $\sqrt{2}$ vezes o valor de pico da tensão de entrada. Estas relações correspondem ao fato de que a modulação vetorial permite um melhor aproveitamento do barramento CC, possuindo um índice de modulação mais elevado quando se compara com a modulação PWM senoidal, (ALBERTO, 2006).

3.1.2 – Seqüência dos vetores

Analisando a forma de onda das correntes senoidais que passam através dos indutores no decorrer do ciclo da rede, é possível observar as regiões de operação do retificador, Figura 3.4. Adota-se que cada região de operação inicia seu intervalo quando as amplitudes de duas correntes se igualam em módulo, encerrando-a na próxima igualdade. Para a determinação da seqüência dos vetores é adotado que o sinal de comando do braço conectado a fase mais positiva, possui maior largura e o sinal de comando do interruptor do braço conectado a fase mais negativa, possui menor largura. Essa seqüência de vetores é mostrada na Figura 3.4.

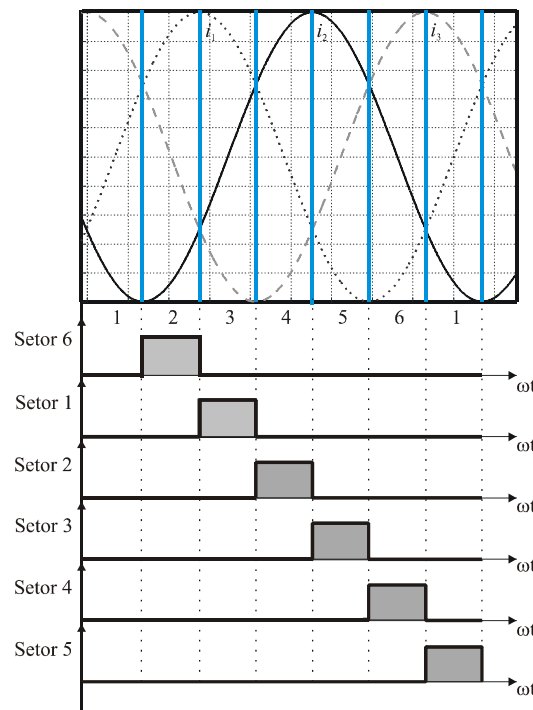


Figura 3.4 - Definição dos vetores.

Adota-se uma seqüência de vetores apresentado por (ALBERTO, 2006). Esta ordem de distribuição dos vetores determina o número de comutações por período e está relacionada

com os intervalos de aplicação dos vetores. Aplica-se uma seqüência de vetores convencionais, utilizando vetores vizinhos ao vetor V_{ret} .

Sendo assim, a ordem dos vetores é simétrica em relação à metade do período de comutação, e no início e fim de cada período os interruptores estão bloqueados. Adotando por exemplo a região dois, na qual se visualiza que o setor seis está atuando teremos a seguinte seqüência $V_0 V_1 V_6 V_7 V_6 V_1 V_0$ com os tempos de aplicações dos respectivos vetores mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Intervalo para aplicação dos vetores setor 6.

Vetor	Seqüência			Duração
	G1	G2	G3	
V_0	0	0	0	$T_0/4$
V_1	1	0	0	$T_1/2$
V_6	1	0	1	$T_2/2$
V_7	1	1	1	$T_0/2$
V_6	1	0	1	$T_2/2$
V_1	1	0	0	$T_1/2$
V_0	0	0	0	$T_0/4$

Neste retificador trifásico, os estados topológicos estão relacionados com os sinais de controle das chaves, ou seja, para a obtenção do vetor $V_1=[100]$ os sinais de comando dos interruptores devem seguir a Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Comandos para obtenção do vetor V_1 .

Q1 – fechado	Q2 – Aberto
Q3 – Aberto	Q4 – Fechado
Q5 – Aberto	Q6 – Fechado

A Figura 3.5 ilustra os sinais de controle das chaves superiores de cada braço para o setor seis, em um período de comutação. As chaves inferiores são complementares.

Para a seqüência de vetores das outras regiões foram utilizadas as mesmas considerações. A seqüência é ilustrada na Tabela 3.6

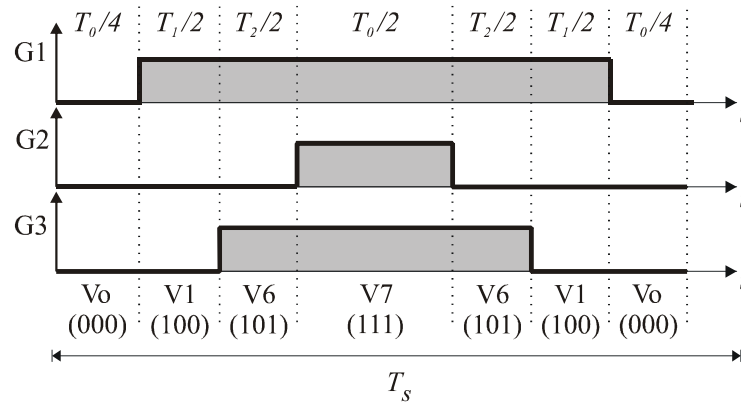


Figura 3.5 - Sinais de comando dos interruptores para o setor 6, em um período de comutação.

Tabela 3.6 – Seqüência de vetores para os setores.

Setor 1	$V_0V_1V_2V_7V_2V_1V_0$
Setor 2	$V_0V_3V_2V_7V_2V_3V_0$
Setor 3	$V_0V_3V_4V_7V_4V_3V_0$
Setor 4	$V_0V_5V_4V_7V_4V_5V_0$
Setor 5	$V_0V_5V_6V_7V_6V_5V_0$
Setor 6	$V_0V_1V_6V_7V_6V_1V_0$

3.2 – Modelagem do retificador trifásico

Analisando a região dois onde está localizado o setor seis, conforme pode ser visualizado na Figura 3.4, e observando o chaveamento da Figura 3.5, pode-se conseguir os circuitos do retificador equivalentes para aquela região. Adotando como princípio uma modulação *space vector* PWM, é possível visualizar que dentro de uma região de operação existe uma única seqüência de eventos, independente da região analisada, e que ocorrem sempre sete transições nos sinais gerados.

Observando as correntes instantâneas de cada fase se descobre quais chaves estarão conduzindo. No determinado instante analisado, no setor seis podem-se avaliar as correntes nos indutores e atribuir seus respectivos sentidos conforme ilustra a Figura 3.6.

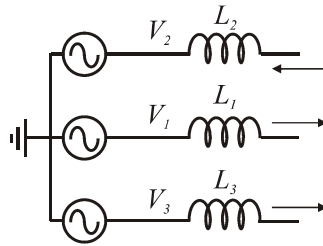


Figura 3.6 – Sentidos das correntes nas fases região 2.

Adotando sempre os mesmos sentidos, descobrimos quais chaves estão habilitadas e quais estão conduzindo. Agrupando todos os vetores do setor seis chegamos a sete circuitos equivalentes. O comportamento do retificador para a segunda região de operação pode ser vista na Tabela 3.7 e Figura 3.7. O mesmo procedimento pode ser repetido para as demais regiões de operação.

Tabela 3.7 – Seqüência de chaveamento região 2.

Etapa	Chave habilitada			Chave conduzindo		
	Braço 1	Braço 2	Braço 3	Braço 1	Braço 2	Braço 3
1	Q2	Q4	Q6	Q2	D4	Q6
2	Q1	Q4	Q6	D1	D4	Q6
3	Q1	Q4	Q5	D1	D4	D5
4	Q1	Q3	Q5	D1	Q3	D5
5	Q1	Q4	Q5	D1	D4	Q5
6	Q1	Q4	Q6	D1	D4	D6
7	Q2	Q4	Q6	Q2	D4	Q6

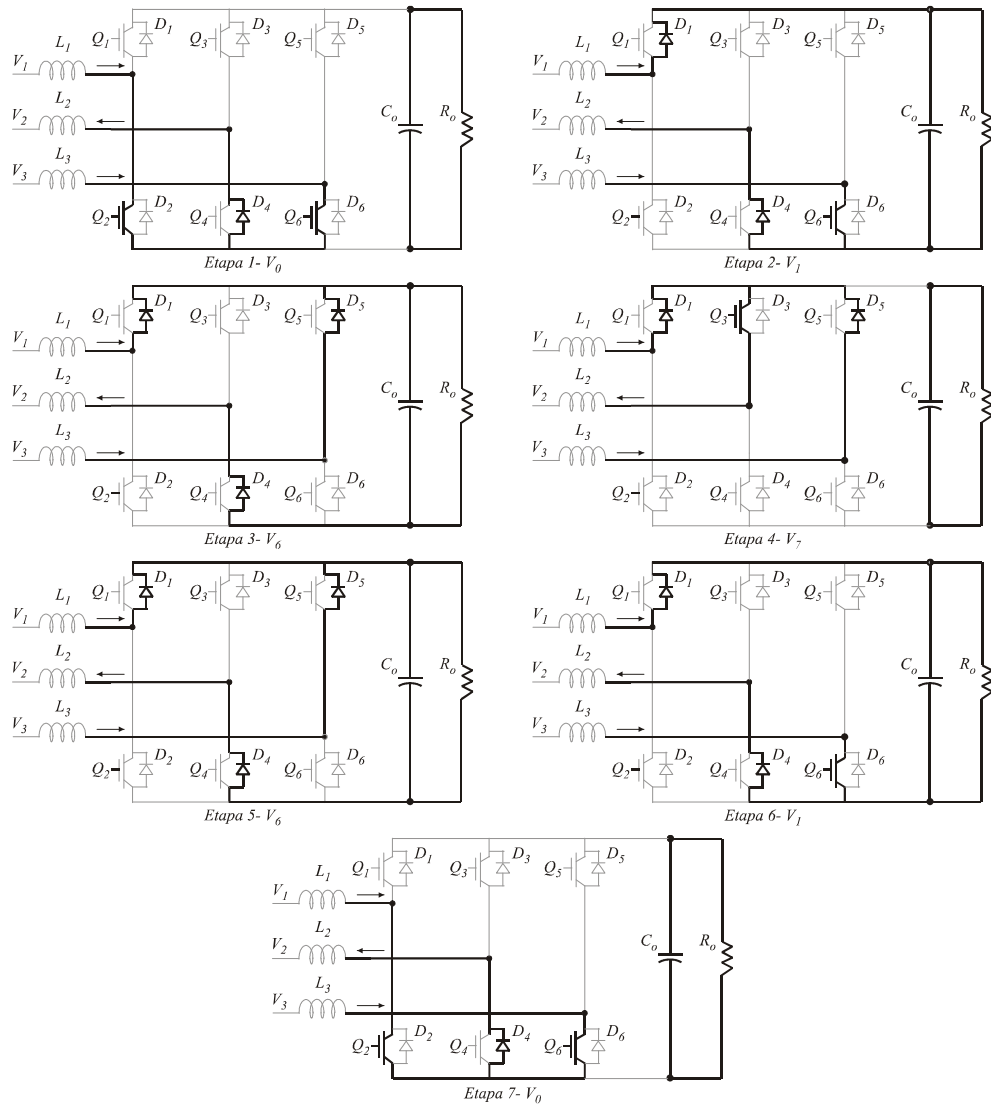


Figura 3.7 – Circuitos equivalentes para as etapas de funcionamento setor 6.

3.3 – Equacionamento do retificador trifásico

Analisando-se a Figura 3.4 e os sinais de comando mostrados na Figura 3.5, verificamos que, mesmo apresentando um funcionamento distinto, as regiões de operação são simétricas e passíveis de análise semelhante. Dessa forma, com base em uma região, conseguimos um modelo válido para todos os estágios de operação do conversor.

A tensão de entrada do retificador trifásico pode ser definida como:

$$\begin{aligned}
 V_1(t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\
 V_2(t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\
 V_3(t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

Onde V_p é a tensão de pico de fase e ω é a frequência angular em (rad/s).

Analisando a segunda região de operação, definida entre $30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$. No ponto $\omega t = 90^\circ$. Pode-se afirmar que:

$$\begin{aligned} |V_1(t)| &= |V_{1,\max}(t)| = V_p \\ |V_2(t)| &= |V_3(t)| = \frac{V_p}{2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Adotando este ponto de operação a corrente $i_1(t)$ é máxima positiva, enquanto $i_2(t)$ e $i_3(t)$ atingem pontos iguais negativos. Nesta particularidade, a razão cíclica do pulso V_{12} , que controla as chaves 1 e 2, é unitária enquanto a razão cíclica dos pulsos V_{34} e V_{56} , que controlam as chaves 3, 4, 5 e 6 respectivamente, são idênticas e possuem transições simultâneas. Para essa modelagem foi adotado V_{12} positivo (unitário) a chave 1 conduz e a chave 2 esta aberta, para as outras chaves V_{34} e V_{56} os sinais ficam 3 e 5 aberto (zero) e 4 e 6 fechado.

A partir dessa análise de comutação consegue-se uma simplificação das etapas de operação. Esta condição é descrita abaixo na Tabela 3.8 e na Figura 3.8.

Tabela 3.8 – Sequência de chaveamento para região 2 $\omega t = 90^\circ$.

Etapa	Chave habilitada			Chave conduzindo		
	Braço 1	Braço 2	Braço 3	Braço 1	Braço 2	Braço 3
1	Q1	Q4	Q6	D1	D4	Q6
2	Q1	Q4	Q6	D1	D4	Q6
4	Q1	Q3	Q5	D1	Q3	D5

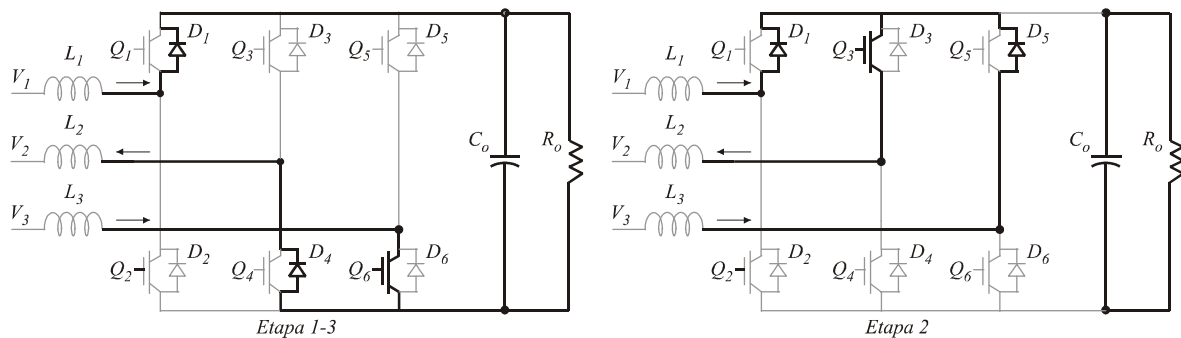


Figura 3.8 – Circuitos equivalentes para etapas de operação da região 2 com $\omega t = 90^\circ$.

Analisando a etapa 1 da Figura 3.8 chega-se facilmente à seguinte relação:

$$\begin{aligned} -V_1(t) + V_{L1}(t) + V_o + V_{L2}(t) + V_2(t) &= 0 \\ -V_1(t) + V_{L1}(t) + V_o + V_{L3}(t) + V_3(t) &= 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Das equações ilustradas em (3.10), somando-se a primeira linha com a segunda consegue-se:

$$-2V_1(t) + 2V_{L1}(t) + 2V_o + V_{L2}(t) + V_{L3}(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \quad (3.11)$$

Adotando os sentidos das correntes na entrada do conversor, no instante analisado, tem-se que.

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) + i_{L3}(t) \quad (3.12)$$

A partir da equação 3.12, derivando-a e multiplicando-a pela indutância L ambos os lados da igualdade, têm:

$$L \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = L \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} + L \cdot \frac{di_{L3}(t)}{dt} \quad (3.13)$$

Como a tensão em um indutor qualquer é a sua indutância característica multiplicada pela derivada de sua corrente no tempo, da equação 3.13 tem-se que:

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) + V_{L3}(t) \quad (3.14)$$

Substituindo a equação 3.14 na equação 3.11 tem-se:

$$-2V_1(t) + 3V_{L1}(t) + 2V_o + V_2(t) + V_3(t) = 0 \quad (3.15)$$

Levando-se em conta as considerações iniciais das tensões na entrada do conversor e que estas não estão desequilibradas obtém-se:

$$\begin{aligned} V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) &= 0 \\ \therefore \\ V_2(t) + V_3(t) &= -V_1(t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Substituindo-se a equação 3.16 na equação 3.15 tem-se:

$$\begin{aligned} -3V_1(t) + 3V_{L1}(t) + 2V_o &= 0 \\ \therefore \\ V_{L1}(t) &= V_1(t) - \frac{2}{3}V_o \end{aligned} \quad (3.17)$$

Repetindo a mesma metodologia para os demais indutores, chega-se em:

$$\begin{aligned} V_{L2}(t) &= V_2(t) + \frac{1}{3}V_o \\ V_{L3}(t) &= V_3(t) + \frac{1}{3}V_o \end{aligned} \quad (3.18)$$

A partir da topologia de interruptores em braço utilizada, tem-se a restrição de que o comando é exclusivo, ou seja, se a chave superior esta conduzindo a chave inferior deve estar bloqueada e vice-versa. Observando as Figuras 3.8 e 3.5, percebe-se que, no período analisado, o conjunto formado pelo interruptor Q1, o diodo D1 sempre diretamente

polarizado. Apenas os conjuntos de chaves do segundo e do terceiro braço comutam de forma a ficarem abertas ou fechadas. Logo, o modelo do conversor pode ser simplificado como ilustra a Figura 3.9.

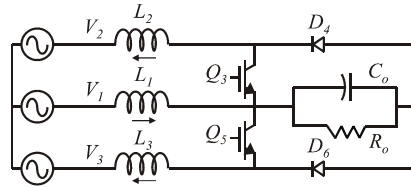


Figura 3.9 – Circuito equivalente simétrico do retificador.

O circuito equivalente simplificado apresentado tem como função facilitar o entendimento do comportamento do conversor e simplificar o seu equacionamento. Assim, observando-se a Figura 3.9, nota-se que seu funcionamento é semelhante a um duplo *Boost* a energia que inicialmente é armazenada nos conjuntos de indutores L_1-L_2 e L_2-L_3 , é posteriormente transferida para o capacitor de saída C_o .

3.4 – Método de controle baseado nas correntes ativa e reativa

O retificador de tensão PWM é conectado ao gerador síncrono de ímãs permanentes através de três indutores. As correntes trifásicas AC são controladas por um regulador por histerese três níveis, baseado em vetores no espaço em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$, Figura 3.10.

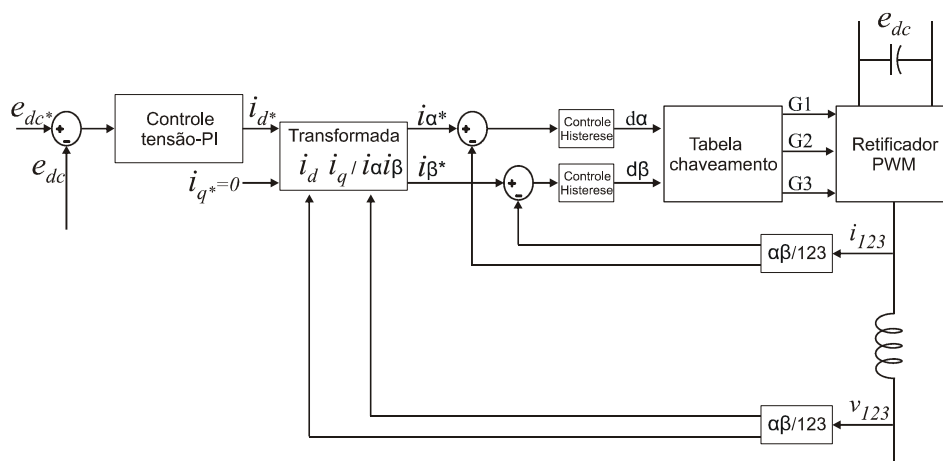


Figura 3.10 – Sistema de controle do retificador trifásico. (Verdelho, 1997).

Bloco transformação 123/ $\alpha\beta$

A conversão das correntes e tensões de ABC para coordenadas $\alpha\beta$ é dada pela matriz equação 3.19:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Bloco transformação id/iq - $\alpha\beta$ - Formação da referência i_α e i_β

A tensão do link DC é controlada pelo erro formado entre a tensão de referência e a tensão, em p.u. medida no barramento DC do retificador. O erro passa por um controlador PI. A saída do controlador produz a referência de corrente ativa i_d^* . Como é requisito ter fator de potência unitário, a componente da corrente reativa i_q^* seguirá uma referência nula. O controlador por histerese atua no erro formado entre as correntes de referência i_α^* e i_β^* e as correntes medidas nos indutores, que são transformadas de coordenadas ABC para coordenadas $\alpha\beta$.

Portanto, necessita-se transformar as componentes i_d^* e i_q^* nas referências de corrente em coordenadas i_α^* e i_β^* . Para realizar essas transformações é usada a matriz mostrada abaixo na equação 3.20.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}, \text{ onde } C = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Tensões AC representadas como vetores no espaço – Tabela de chaveamento do controlador de correntes em $\alpha\beta$

O estado das chaves nas pernas do retificador 1, 2 e 3 é definido pela função do acionamento dos gatilhos de G1, G2, G3. Para $G_i=1$ a chave de cima do retificador está conduzindo e quando $G_i=0$ a chave de baixo está conduzindo. O conversor de tensão pode ser representado com um sistema de coordenadas de vetores no espaço, o qual a posição depende das funções G1, G2 e G3 como mostrado na Figura 3.11. As correntes i_α e i_β são controladas escolhendo o apropriado vetor no espaço, mostrado na Tabela 3.9, a Tabela apresenta o chaveamento que gera as funções G1, G2 e G3 de acordo como os sinais de saída das correntes dos comparadores por histerese três níveis d_α e d_β .

O controle de corrente em coordenadas $\alpha\beta$ é mostrado na Figura 3.10. O sistema constitui um vetor no espaço de corrente com saída de acordo com os comandos $i\alpha^*$ e $i\beta^*$. A resolução da formação da corrente é determinada pelo valor de comparação da histerese, ou seja, pela largura dos comparadores de histerese três níveis. As saídas digitais $d\alpha$ e $d\beta$ dos comparadores selecionam o estado do pulso nos gatilhos (G1, G2, G3) utilizando a Tabela 3.9 de chaveamento. Esta Tabela define a tensão de saída do retificador, Figura 3.1. Para entender o conteúdo da Tabela é necessário comparar posições dos vetores de tensão e os limites da área do erro da corrente Figura 3.11. Estes pontos de comparação são, (KATMIERKOWSKI et al., 1991).

- Se as saídas de ambos comparadores estão no estado ativo (1 ou -1) então o vetor de tensão de saída é exatamente definido;
- Se uma das saídas do comparador leva ao estado inativo (nível zero) a segunda faz uma escolha do vetor da tensão de saída;
- Se os comparadores ambos têm o estado de zero, então o vetor zero é aplicado à carga.

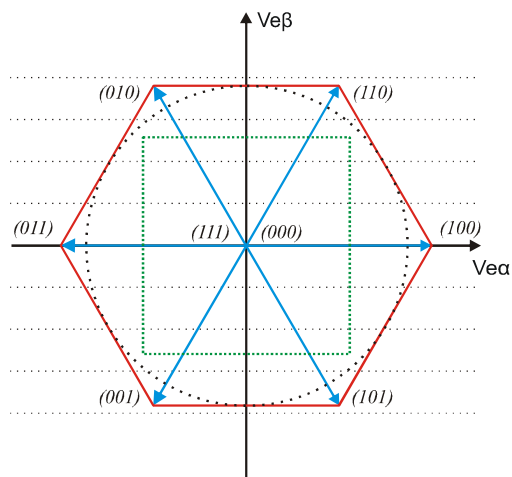


Figura 3.11 – Tensões do conversor representadas como vetores no espaço em $\alpha\beta$ para (G1, G2, G3) e limites de corrente. (Katmierkowski, 1991).

Tabela 3.9 – Tabela de chaveamento para controle de corrente em coordenadas $\alpha\beta$. (Verdelho, 1997).

Vetores no espaço para acionamento das chaves									
$d\alpha$	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
$d\beta$	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
G1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
G2	1	0	0	1	0	0	1	1	0
G3	0	0	1	0	0	1	0	1	1

Controle de tensão DC

O controle de tensão é baseado no artigo de (VERDELHO & SOARES, 1997). Para formar este regulador é adotado um modelo simplificado de um controlador proporcional integral. Para o cálculo deste controlador assumem-se perdas nulas nas indutâncias.

Das equações do artigo (3.21) e (3.22) se deriva os ganhos do controlador proporcional integral, este controle atua na corrente ativa instantânea i_d .

$$\frac{V_o}{V_o^*} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{v_{in}}{C_o} k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^2 + 2\xi_e \omega_{ne} s + \omega_{ne}^2} \quad (3.21)$$

para um amortecimento de $\xi_e = \frac{\sqrt{2}}{2}$ e para um dada frequência natural $\omega_{ne} = 120$ os parâmetros dos controladores k_p e k_i são ajustados e dados por.

$$k_p = \frac{2C_o}{\sqrt{3}v_{in}} \omega_{ne}, \quad k_i = \sqrt{\frac{C_o}{v_{in}}} \omega_{ne}^2 \quad (3.22)$$

Para o cálculo dos parâmetros do controlador PI de tensão atuando na corrente ativa instantânea foram adotados os valores dos indutores e capacitor calculados no próximo tópico. Os valores para os cálculos dos controladores estão ilustrados na Tabela 3.10.

Tabela 3.10 – Parâmetros do controlador PI.

Valores do controlador PI	
v_{in}	220 V
ω_{ne}	120
C_o	4400 μF
ξ_e	0.707

Para esses valores o controlador proporcional integral é calculado como:

$$CT_{PI} = 0.0261 \left(\frac{1 + s0.0718}{s0.0718} \right) \quad (3.23)$$

A função de transferência que representa o circuito em malha fechada está demonstrado na equação 3.24.

$$\frac{v_o}{v_o^*} = \frac{-1063s + 5.663e5}{s^2 + 1066s + 5.585e5} \quad (3.24)$$

A resposta ao degrau unitário para a função de transferência é mostrada na Figura 3.12. Onde visualizamos um *overshoot* de 20% em 3 ms e levando cerca de 13 ms para alcançar o regime permanente.

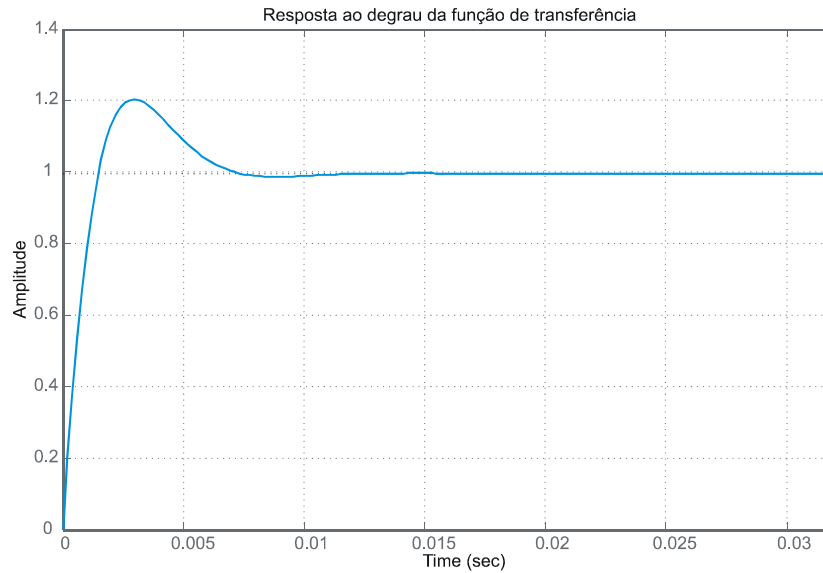


Figura 3.12 – Resposta ao degrau da função de transferência.

O lugar das raízes da função de transferência é ilustrado na Figura 3.13. Nota-se que o sistema é estável, pois seu pólos e zeros estão no semi-plano esquerdo. A planta apresenta dois pólos em $-533 \pm 533j$ na frequência de 120 Hz e um coeficiente de amortecimento de 0,07. O zero esta em -533.

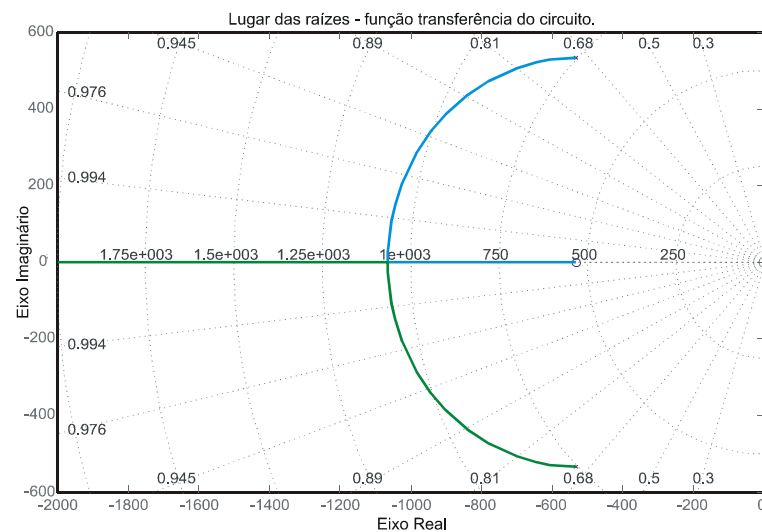


Figura 3.13 – Lugar das Raízes da função de transferência.

A resposta em frequência da função de transferência pode ser visualizada pelo diagrama de Nyquist ilustrado na Figura 3.14. Analisando-se a estabilidade pelo critério de Nyquist pode-se observar que o sistema é estável, pois, não existe envolvimento do ponto $-1+0j$ e também, não existe pólos da função de transferência no semi-plano direito de s .

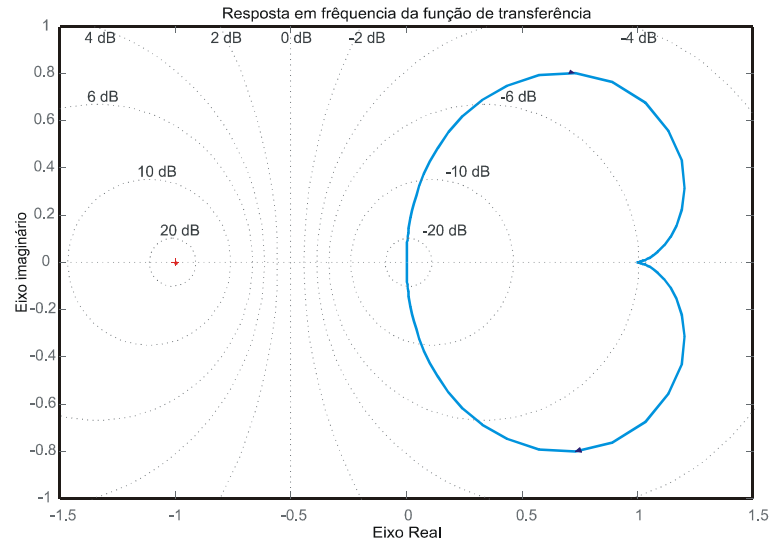


Figura 3.14 – Resposta em frequência Nyquist da função de transferência.

3.5 – Projeto retificador trifásico PWM

3.5.1 – Equacionamento para as razões de modulação

A tensão de saída de um conversor *boost* é dada pela equação 3.25:

$$v_o = \left(\frac{1}{1-D} \right) v_{in} \quad (3.25)$$

Onde v_o é a tensão de saída do retificador v_{in} a tensão RMS de entrada e D a razão cíclica. Definindo-se D_{Q3} e D_{Q5} como sendo as razões cíclicas de condução das chaves Q_3 e Q_5

$$\begin{aligned} -V_1(t) + V_{L1}(t) + V_{Q3} + V_{L2}(t) + V_2(t) &= 0 \\ -V_1(t) + V_{L1}(t) + V_{Q5} + V_{L3}(t) + V_3(t) &= 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

onde v_{Q3} e v_{Q5} são as tensões nas chaves Q_3 e Q_5 respectivamente. As tensões nas chaves Q_3 e Q_5 podem ser aproximadas como:

$$\begin{aligned} V_{Q3}(t) &= (1 - D_{Q3}(t)) \cdot v_o \\ V_{Q5}(t) &= (1 - D_{Q5}(t)) \cdot v_o \end{aligned} \quad (3.27)$$

De (3.26), e utilizando as equações (3.14) e (3.16), resolvendo-se o sistema tem-se:

$$\begin{aligned} 3v_2 - 3v_{L2} - 2D_{Q3}v_o + (1 + D_{q5})v_o &= 0 \\ 3v_3 - 3v_{L3} - 2D_{Q5}v_o + (1 + D_{q3})v_o &= 0 \end{aligned} \quad (3.28)$$

Como o conversor opera com fator de potência unitário as correntes nos indutores devem estar em fase com as suas respectivas tensões.

$$\begin{aligned} i_1(t) &= i_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ i_2(t) &= i_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ i_3(t) &= i_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (3.29)$$

onde, i_p é o valor de pico e ω é a frequência angular em [rad/s]. Multiplicando-se as tensões pelas correntes e rearranjando os termos, chega-se a expressão para a potência da saída do retificador:

$$\frac{P_o}{n} = \frac{3v_p i_p}{2} \quad (3.30)$$

onde, P_o representa a potência de saída e η o rendimento do conversor. Isolando a corrente obtém-se:

$$i_p = \frac{2P_o}{3v_p n} \quad (3.31)$$

Considerando-se que a tensão sobre um indutor é a sua indutância multiplicada pela derivada de sua corrente no tempo, e substituindo as equações (3.8) e (3.31) em (3.28) tem-se que:

$$3v_p \text{sen}(\omega t - 120^\circ) - 3L \frac{d}{dt} \left(\frac{2P_o}{3nV_p} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \right) + v_o (1 + D_{q5}(t) - 2D_{q3}(t)) = 0 \quad (3.32)$$

e

$$3v_p \text{sen}(\omega t + 120^\circ) - 3L \frac{d}{dt} \left(\frac{2P_o}{3nV_p} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \right) + v_o (1 + D_{q3}(t) - 2D_{q5}(t)) = 0 \quad (3.33)$$

A partir de (3.32) e (3.33), derivando-se e realizando-se algumas operações matemáticas, chega-se à seguinte expressão.

$$\begin{aligned}
D_{q3}(t) &= 1 - \frac{\sqrt{3}v_p}{v_o} \left(\left(\text{sen}(wt + 30^\circ) - \frac{2P_o wL}{3nV_p^2} \cos(wt + 30^\circ) \right) \right) \\
D_{q5}(t) &= 1 - \frac{\sqrt{3}v_p}{v_o} \left(\left(\text{sen}(wt - 30^\circ) - \frac{2P_o wL}{3nV_p^2} \cos(wt - 30^\circ) \right) \right)
\end{aligned} \tag{3.34}$$

No trecho analisado, em função da metodologia utilizada para a simplificação do circuito, a razão cíclica D_{Q1} da chave Q1 é unitária. Quando ωt possui valor em torno de 90° e pode-se desprezar as parcelas dos co-senos da equação 3.34, pois suas magnitudes possuem pouca influencia sobre o resultado final. Dessa forma, tem-se uma equação resumida aproximada para as razões cíclicas conforme segue:

$$\begin{aligned}
D_{q3}(t) &= 1 - \frac{\sqrt{3}v_p}{v_o} \text{sen}(wt + 30^\circ) \\
D_{q5}(t) &= 1 - \frac{\sqrt{3}v_p}{v_o} \text{sen}(wt - 30^\circ)
\end{aligned} \tag{3.35}$$

3.5.2 – Cálculo dos indutores de entrada

Os indutores para acoplamento entre o gerador e o retificador devem ser projetados para manter o *ripple* de corrente dentro dos limites desejados. Sabendo-se que num indutor qualquer a tensão é o produto da indutância pela derivada de corrente. Logo, a tensão no indutor pode ser representada, sem erros significativos, pela equação 3.36.

$$\Delta i_L = \frac{v_L \Delta t}{L} \tag{3.36}$$

onde, Δi_L representa a variação de corrente em Ampères, e Δt a variação de tempo em segundos. Percebe-se pela equação 3.36 que quanto maior a tensão sobre o indutor L , maior a variação de corrente num determinado intervalo de tempo.

Assim, para a primeira e a terceira etapa, considerando-se o interruptor Q1 fechado e os interruptores Q3 e Q5 abertos, a tensão sobre o indutor L_1 é igual a $v_1(t)$ menos dois terços de V_o , conforme já ilustrado através da equação 3.17. Durante esta etapa a corrente $i_1(t)$ apresenta derivada negativa, pois o valor de $v_o \geq \sqrt{3}v_p$

Na segunda etapa, considerando-se que as chaves Q1, Q3 e Q5 estão fechadas. Durante esta etapa a corrente $i_1(t)$ apresenta derivada positiva. O intervalo de tempo em que as três chaves permanecem conduzindo, calculado a partir da definição de $D_{Q3}(t)$ e $D_{Q5}(t)$ é dado por:

$$D_{q3}(t) = D_{q5}(t) \approx 1 - \frac{\sqrt{3}v_p}{v_o} \text{sen}(wt + 120^\circ) \quad (3.37)$$

Sendo $\text{sen}(120^\circ) = \frac{\sqrt{3}}{2}$

$$D_{q3}(t) = D_{q5}(t) \approx \frac{2v_o - 3v_p}{2v_o} \quad (3.38)$$

Considerando-se a representação de ΔT por $D(wt)/T$ pode-se chegar à seguinte expressão:

$$\Delta t = \frac{2v_o - 3v_p}{2f_s.v_o} \quad (3.39)$$

onde, f_s representa a frequência de chaveamento em [Hz].

Então, substituindo-se a equação 3.39 na equação 3.36, e considerando-se que durante o intervalo de tempo definido por $D(t)$ a tensão sobre o indutor L_1 é igual a V_p , e ainda considerando-se que $L_1=L_2=L_3=L$, tem-se que a variação de corrente neste intervalo pode ser considerada como sendo:

$$\Delta i_L = \frac{V_p}{L} \left(\frac{2v_o - 3v_p}{2f_s.v_o} \right) \quad (3.40)$$

Sendo,

$$\Delta i_L \% = \frac{\Delta i_L}{i_L} \quad (3.41)$$

Com base nas equações (3.31) e (3.40), isolando-se L , chega-se à seguinte expressão que define a indutância de entrada do retificador:

$$L = \frac{3nv_p 2(2v_o - 3v_p)}{4\Delta i_L \% f_s v_o P_o} \quad (3.42)$$

3.5.3 – Cálculo do Capacitor de saída

Adotando que a corrente de saída, I_o é constante dentro do ciclo de comutação e desprezando as componentes de alta frequência, tem-se:

$$I_o = -i_2[1 - D_{q3}(t)] - i_3[1 - D_{q5}(t)] \quad (3.43)$$

Fazendo-se uma análise de balanceamento de energia e mantendo-se algumas considerações tem-se:

$$P_o = P_{in} \cdot \eta \quad (3.44)$$

onde, P_o representa a potência de saída, P_{in} representa a potência de entrada, e η representa o rendimento do circuito.

A potência de entrada para um circuito trifásico equilibrado e mostrada na equação 3.45

$$P_{in} = 3 \cdot v_l \cdot i_l \cdot FP \quad (3.45)$$

onde, P_{in} representa a potência de entrada, v_l e i_l representam a tensão [Vrms] e a corrente [Arms] em um das fases, respectivamente, e FP representa o fator de potência do circuito.

Considera-se a potência de saída como sendo:

$$P_o = v_o \cdot i_o \cdot C \quad (3.46)$$

onde, v_o e i_o representam a tensão e a corrente na saída do circuito sobre o capacitor C_o , respectivamente.

Substituindo-se as equações 3.45 e 3.46 na equação 3.44, e considerando-se que o circuito esta operando com rendimento e fator de potência unitário, tem-se que:

$$v_o \cdot i_o = 3v_l i_l \quad (3.47)$$

Isolando-se a corrente de saída da equação 3.47, tem-se que

$$i_o = \frac{3 \cdot v_l \cdot i_l}{v_o} \quad (3.48)$$

Considerando-se que as tensões e correntes são puramente senoidais, da equação 3.48 tem-se:

$$i_o = \frac{3 \cdot \frac{v_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_p}{\sqrt{2}}}{v_o} = \frac{3 \cdot v_p \cdot i_p}{2 \cdot v_o} \quad (3.49)$$

onde, v_p e i_p representam a tensão e a corrente de pico em uma das fases de entrada, e v_o e i_o representam a tensão e corrente na saída do circuito, respectivamente.

Percebendo-se que a corrente de saída i_o , não apresenta ondulação de baixa frequência. Desta forma, faz-se necessário que o capacitor de saída apenas filtre as componentes de alta frequência do sinal, com isso, capacitâncias de baixo valor podem ser utilizadas.

A prática, entretanto, tem demonstrado que a utilização de uma capacitância de valor elevado para este tipo de aplicação é quase uma regra (SCHOLTZ, 2006).

Fazendo-se o balanceamento de carga no capacitor, quando Q_3 e Q_5 estão fechadas não ocorre fluxo de energia do gerador síncrono de ímãs permanentes para a carga, representada

aqui por um resistor R_o . Neste intervalo o capacitor fornece toda a energia drenada pela carga. Assim, chega-se na seguinte expressão:

$$\Delta Q_{co} = \int_0^{\Delta t} i_o \cdot dt = \int_0^{\frac{2.v_o - 3.v_p}{2.f_s.v_o}} \frac{P_o}{v_o} dt \quad (3.50)$$

onde, ΔQ_{co} representa a variação de carga no capacitor C_o .

Considerando-se $\Delta v_o \% = \frac{\Delta v_o}{v_o}$, resolvendo-se a equação 3.50 tem-se:

$$\Delta Q_{co} = C_o \Delta v_o = C_o \Delta v_o \% \cdot v_o = \frac{P_o (2.v_o - 3.v_p)}{2.f_s.v_o^2} \quad (3.51)$$

onde, $\Delta v_o \%$ representa a máxima variação percentual da tensão de saída.

Isolando C_o e rearranjando-se a equação 3.51 chega-se facilmente a seguinte relação:

$$C_o = \frac{P_o (2.v_o - 3.v_p)}{2.f_s.v_o^3 \cdot \Delta v_o \%} \quad (3.52)$$

Para o projeto dos indutores de entrada e dos capacitores de saída são adotados os valores da Tabela 3.11.

Tabela 3.11 – Dados para calcular as variáveis do retificador:

Dados para calcular as variáveis do retificador	
v_{in}	220 V
v_o	450 V
f_s	12 kHz
P_o	30 kW
Δi_L	10%
Δv_o	5%
η	1

Usando as equações (3.42) e (3.52) e os valores adotados na Tabela 3.11 chega-se aos seguintes valores para o indutor e o capacitor. O capacitor precisará ser de uma capacitância elevada, pois, alimentará uma carga chaveada em 120 Hz necessitará de um capacitor que esteja chaveando nessa frequência. A indutância de entrada é de 537 μ H e o capacitor de saída é de 4400 μ F.

3.6 – Resumo do capítulo

Neste capítulo foi apresentado o circuito de controle de um retificador de tensão PWM operando com correção de fator de potência unitário. O circuito de controle é baseado no método das correntes ativa e reativa, correntes i_d e i_q instantâneas. A tensão DC de saída do retificador é controlada pela corrente ativa instantânea i_d . Como se deseja obter um fator de potência unitário a corrente instantânea reativa i_q é controlada por uma referência de valor nulo. Em um primeiro momento realizada a modelagem dos vetores, onde se escolhe qual vetor é mais apropriado para um determinado intervalo. Em seguida implementam-se todos os vetores e ajusta-se a seqüência de comutação entre eles. Para finalizar realizada uma simplificação dos circuitos que ajudam no equacionamento para encontrar os valores dos indutores de entrada e o capacitor de saída do retificador trifásico.

CAPÍTULO 4 – INVERSOR MULTINÍVEL

Com o intuito de se utilizar um sistema de microturbina conectado à rede e proporcionar a integração com outras fontes de geração alternativa de energia é usado um inversor multinível como interface entre a própria rede e as fontes de energia alternativa. Este conversor consegue unir em sua característica de funcionamento produzir uma tensão com baixa taxa de distorção harmônica e permitir a inserção de outras fontes de geração de energia. Isso ocorre porque o conversor é modular, ou seja, cada link DC pode ser alimentado independentemente.

Nos últimos anos têm sido projetados variados tipos de modelos de inversores multiníveis, sendo que, a maioria em aplicações de alta potência em média e alta tensão/corrente. Isto se deve ao fato que o inversor multinível tem capacidade de funcionar com níveis elevados de potência utilizando dispositivos com baixos limites de tensão, e ainda, consegue sintetizar formas de onda com reduzido conteúdo harmônico. O inversor multinível tem a característica de diminuir a distorção harmônica total das tensões de saída quando o número de células *H-Bridge* aumenta. Mas, com o aumento das células do inversor ocorre também o aumento do número de dispositivos de potência, adicionando complexidade e, aumento do custo, (RECH, 2005) e (PIMENTEL, 2006).

Uma outra funcionalidade importante aparece nos conversores multiníveis assimétricos que tem em sua topologia ao menos uma célula operando com níveis de tensão diferente das outras. Estes conversores sintetizam formas de onda com um maior número de níveis, sem aumentar o número de interruptores de potência. Além disso, é possível diminuir o número de células *H-Bridge* conectadas em série para gerar um determinado número de níveis, ou minimizar a THD das tensões de saída e, assim, reduzir ou até mesmo eliminar o filtro de saída para um determinado número de células.

As topologias de inversores multiníveis podem ser classificadas em dois tipos:

- Inversores multiníveis de tensão;
- Inversores multiníveis de corrente.

Os inversores multiníveis de tensão dividem a tensão total entre um determinado número de interruptores conectados em série e sintetizam formas de onda de tensão multinível com reduzido conteúdo harmônico. As aplicações destes inversores são em sistemas de alta

potência que utilizam tensões com elevados níveis para reduzir a corrente no conversor reduzindo assim, as perdas por condução proporcionando o aumentando a eficiência. Já, os conversores multiníveis acionados em corrente fazem divisão da corrente total entre um determinado número de chaves efetivamente dispostos em paralelo, diminuindo o conteúdo harmônico das formas de onda de corrente, (RECH, 2005).

4.1 – Conversores multiníveis de tensão

Os principais circuitos de inversores multiníveis de tensão podem ser classificados em três classes, (RECH, 2005).

- Configuração multinível com diodos de grampeamento;
- Configuração multinível com capacitores de grampeamento;
- Configuração multinível com células conectadas em série.

Para o nosso estudo vamos nos ater na configuração multinível com células conectadas em série, das quais serão estudadas suas principais características.

4.2 – Configuração multinível com células conectadas em série

Os conversores multiníveis com células *H-bridge* conectadas em série conseguem sintetizar formas de onda de tensão multiníveis somando as tensões de saída das células em série. As células que compõem esses conversores possuem configurações monofásicas ou trifásicas.

A Figura 4.1 apresenta a estrutura simplificada de um inversor multinível trifásico conectado em *Y* com três células *H-bridge* conectadas em série por fase. A célula *H-bridge* é composta por quatro interruptores e seus diodos intrínsecos, um capacitor para filtro e uma alimentação de uma fonte isolada contínua.

O inversor multinível com células *H-bridge* conectadas em série tem sido muito usado em aplicações de alta potência, como por exemplo, na compensação estática de reativos. Devido a sua modularidade não requer a utilização de diodos e capacitores de grampeamento, e também, não ocorrem problemas com desbalanceamento dos capacitores das fontes de tensão, (PIMENTEL, 2006).

Esse inversor requer a implementação de fontes isoladas de tensão para a sua correta operação, ou seja, para explorar todos os estados de condução e, então, sintetizar o número de níveis desejado sem provocar curto-circuito nas fontes de entrada (RECH, 2005).

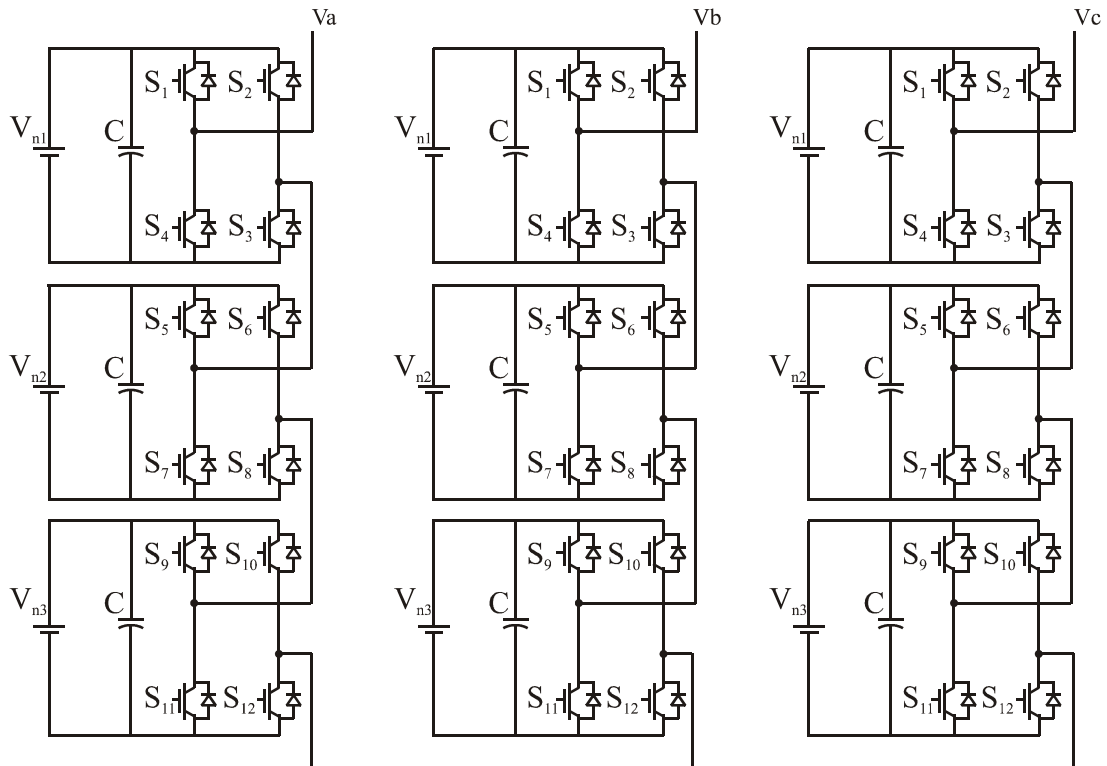


Figura 4.1 – Inversor multinível com células *H-bridge* conectadas em série.

4.3 – Princípios de funcionamento

A Figura 4.1 mostra um inversor multinível trifásico com três células *H-bridge* conectadas em série em cada fase que compõem o sistema. Logo, a tensão fase-neutro é o resultado da soma das tensões de saída de cada célula.

$$V_a(t) = V_{n1}(t) + V_{n2}(t) + V_{n3}(t) \quad (4.1)$$

Sendo um inversor simétrico, ou seja, quando tem as fontes de tensão de todas as células *H-bridge* a mesma amplitude (V_{nc}), a tensão de fase assume um valor pertencente ao conjunto $(-3V_{nc}, -2V_{nc}, -V_{nc}, 0, V_{nc}, 2V_{nc}, 3V_{nc})$, pois cada célula pode sintetizar somente $-V_{nc}, 0, V_{nc}$. Logo o número de níveis que o inversor simétrico pode sintetizar é:

$$m = 1 + 2n \quad (4.2)$$

Logo um inversor simétrico unário com três células *H-Bridge* consegue sintetizar somente sete níveis distintos. Analisando a equação 4.2, para sintetizar um maior número de níveis é necessário adicionar mais células *H-bridge* em série, aumentando o número de interruptores de potência. Por outro lado, usando um inversor multinível assimétrico podemos sintetizar um maior número de níveis ao usar fontes de tensão com pelo menos uma amplitude diferente entre as células.

Cada célula *H-bridge* do inversor assimétrico pode sintetizar três níveis de tensão $(-V_{nc,j}), 0, (V_{cc,j})$, onde $V_{cc,j}$ é a amplitude da fonte da j -ésima célula e também corresponde à diferença de tensão entre níveis adjacentes da sua tensão de saída.

Considera-se que as fontes de tensão estão arranjadas em uma forma crescente.

$$V_{n1} \leq V_{n2} \leq V_{n3} \quad (4.3)$$

A tensão da primeira célula, menor fonte de todas as células, é definida como valor base de tensão para normalização das variáveis envolvidas no inversor. Logo, o valor normalizado da fonte de tensão da j -ésima célula é dada por:

$$V_j = \frac{V_{nc,j}}{V_{nc,1}} \quad (4.4)$$

Quando as fontes de tensão de todas as células *H-bridge* têm a mesma amplitude, inversores simétricos, a diferença entre os níveis de tensão adjacentes é igual a V_{nc} , ou seja, os níveis estão igualmente espaçados. Dessa forma, emprega-se a estratégia de modulação apresentada no próximo tópico, para sintetizar formas de onda de tensão com reduzido conteúdo harmônico.

No caso de inversores multiníveis assimétricos, as fontes de tensão de todas as células devem ser corretamente definidas para que o espaçamento entre todos os níveis de tensão adjacentes seja igual.

Um das primeiras considerações para que os níveis de tensão estejam igualmente espaçados é que todas as fontes de tensão devam possuir uma amplitude múltipla da menor fonte, ou seja, os valores normalizados de todas as fontes devem ser números naturais (números reais e inteiros), (RECH, 2005).

$$V_j \in \mathbb{N} \quad (4.5)$$

O esquemático dos níveis de tensão que podem ser sintetizados por três células *H-Bridge* conectadas em série respeitando a restrição da equação 4.5 é mostrado na Figura 4.2.

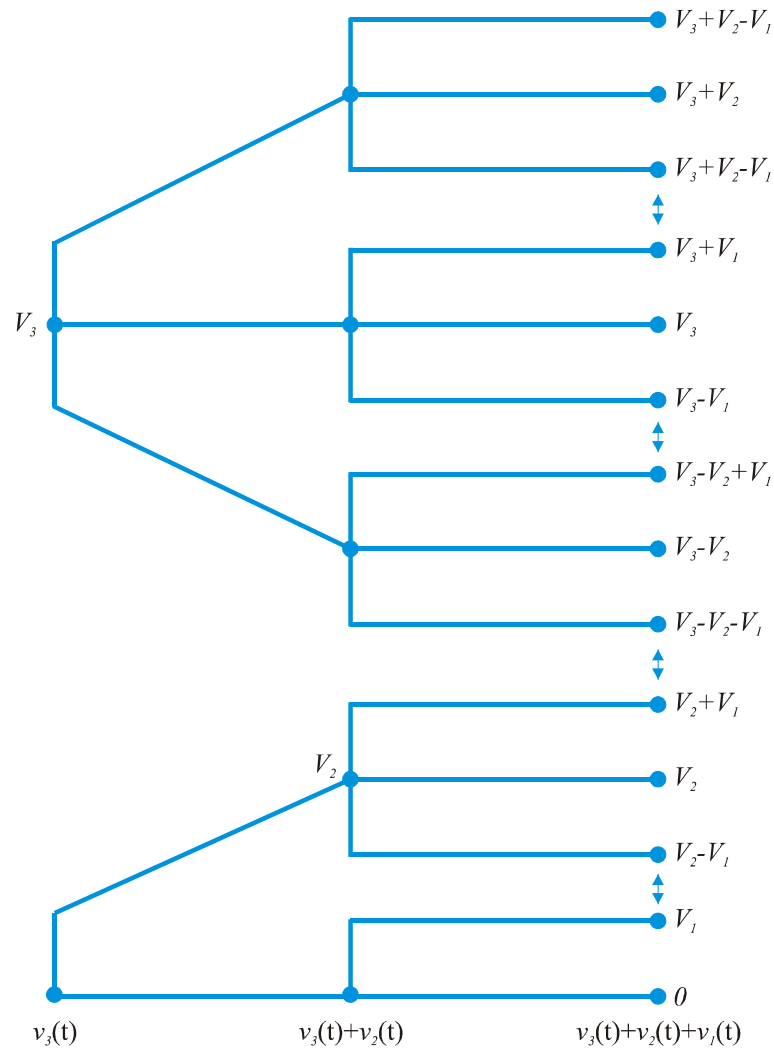


Figura 4.2 – Valores limites das fontes para sintetizar níveis e tensões igualmente espaçados (Rech, 2005).

As condições para que os níveis estejam igualmente espaçados é ilustrado pela Figura 4.2 e deduzido nas equações abaixo.

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + 2V_1 \\ V_3 &= V_1 + 2(V_1 + V_2) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Para a tensão da última célula (j -ésima) a condição será:

$$V_j = V_1 + 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n \quad (4.7)$$

Onde V_k , é o valor normalizado da fonte de tensão da célula k .

Adotando $V_1=1$ p.u., os valores normalizados de todas as fontes devem satisfazer a seguinte restrição para sintetizar formas de onda com níveis de tensão igualmente espaçados (RECH, 2005).

$$V_j \leq 1 + 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n \quad (4.8)$$

4.4 – Estratégia de modulação

Variadas estratégias de modulação tem sido projetadas e analisadas para conversores multiníveis com o intuito de conseguir diminuir o conteúdo harmônico. Entre essas as estratégias de modulação pode-se destacar:

- Síntese de formas de onda quase-quadradas;
- Eliminação seletiva de harmônicas;
- Modulação por largura de pulso senoidal;
- Modulação por vetores no espaço (*space vector*).

No próximo tópico serão apresentadas as características da modulação por síntese de formas de onda quase-quadradas, a qual será a estratégia de modulação adotada neste trabalho.

4.4.1 – Síntese de formas de onda quase quadradas

A modulação síntese de formas de onda-quase quadradas é utilizada com muita eficácia em inversores multiníveis. Primeiro, porque as chaves das células de maior potência comutam apenas uma vez em período do sinal da referência, sendo assim, dispositivos lentos podem ser utilizados, (RECH, 2005) e (PIMENTEL, 2006).

A estratégia de modulação por síntese de formas de onda-quase quadradas pode ser interpretada como um processo de quantização no qual o sinal de referência é aproximado por níveis discretos, como ilustrado na Figura 4.3.

Esta Figura mostra o sinal de referência e a forma de onda quase-quadrada da tensão de saída de um inversor assimétrico trinário de 27 níveis. Além de ser uma estratégia de modulação simples, os instantes de comutação podem ser calculados para obter a componente fundamental desejada e também eliminar algumas componentes harmônicas de baixa frequência.

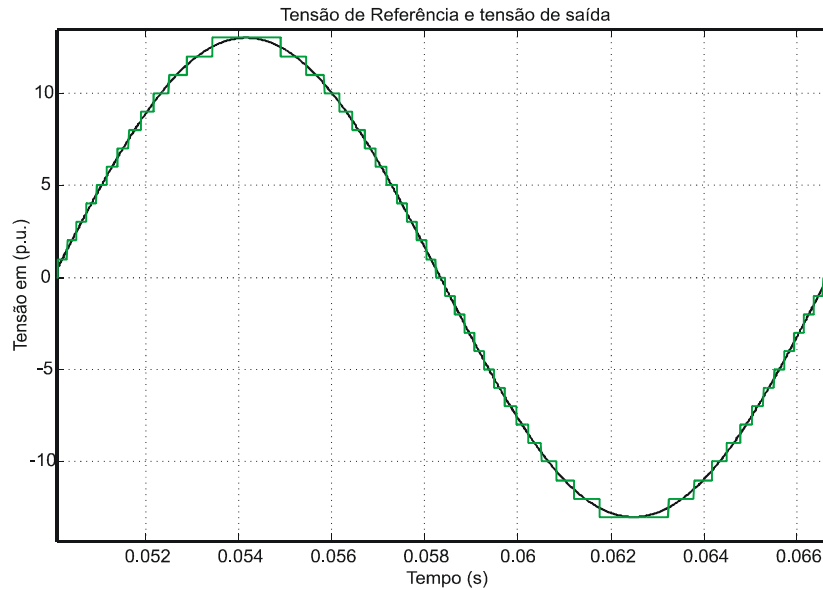


Figura 4.3 - Tensão de referência e tensão de saída quase-quadrada de 27 níveis.

Quando os valores normalizados das fontes isoladas de tensão obedecem às equações (4.5) e (4.8) e usando a estratégia de modulação de síntese de forma de onda quase quadradas é possível sintetizar uma forma de onda com níveis de tensão igualmente espaçados. Com essa estratégia de modulação, as chaves operam com baixa frequência, mas as tensões da saída também apresentam harmônicas de baixa frequência.

Com o intuito de eliminar o problema das harmônicas de baixa frequência é usada uma estratégia de modulação que faz a união da síntese de formas de onda quase-quadradas para as células de maior potência juntamente com a modulação por largura de pulso em alta frequência para a célula de menor potência. Esta estratégia faz com que as chaves da célula *H-bridge* de maior potência sejam comutadas na frequência fundamental da tensão de saída, e os dispositivos semicondutores rápidos da célula de menor potência operem em frequências elevadas (entre 10 e 20 vezes maior). Nas chaves das outras células de maior potência comutam em uma frequência igual a um valor múltiplo da frequência da fundamental, o qual depende diretamente das magnitudes das fontes de tensão e da posição da célula na estrutura.

O diagrama esquemático do funcionamento da estratégia de modulação apresentada para inversores multiníveis híbridos com células *H-bridge* conectadas em série é mostrado na Figura 4.4 (a). Essa Figura mostra que o sinal de referência do inversor multinível atuará na célula n , que possui a maior potência e maior fonte de tensão. Esse sinal é comparado com os níveis de tensão δ_n e $-\delta_n$, visualizado na Figura 4.4 (b) e (c), quando o sinal de referência é maior que δ_n , a saída da célula de maior potência deve ser igual a V_n . Quando o sinal de

referência é menor que $-\delta_n$, a saída dessa célula é igual a $-V_n$. Por outro lado, quando a nenhuma dessas condições é satisfeita a saída da célula é igual a zero.

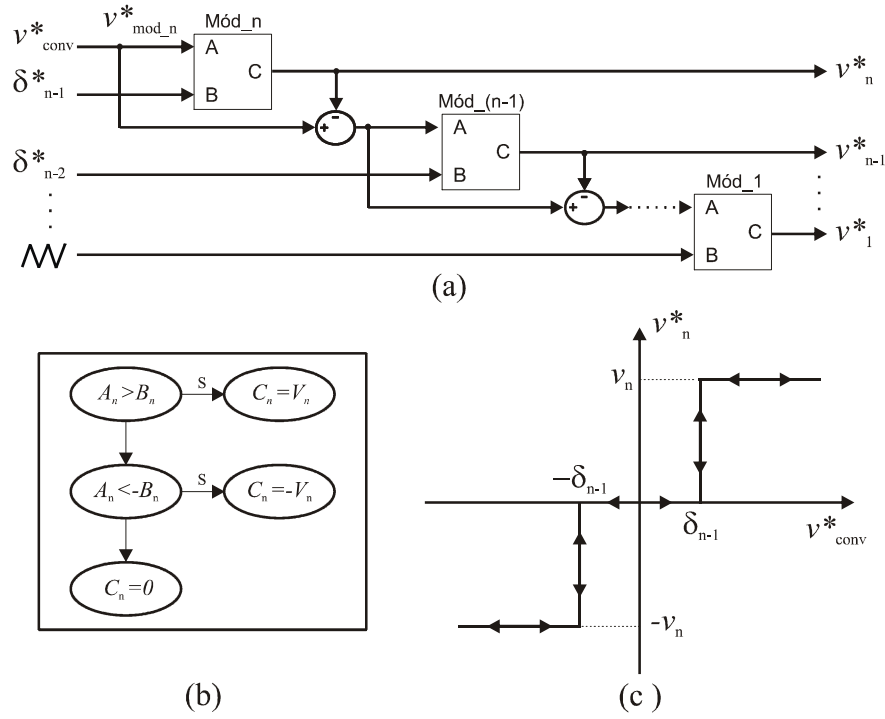


Figura 4.4 - Estratégia de modulação para inversores híbridos com células *H-bridge* em série. (Pimentel, 2006).

O sinal de referência da célula $(n-1)$ é a diferença entre o sinal de referência (V_{conv}^*) e a tensão da de saída da célula n , ou seja, corresponde à tensão que as células de maior potência não tiveram capacidade de sintetizar. Assim como a célula n , a tensão de saída da célula $(n-1)$ é gerada a partir da comparação entre o seu sinal de referência e δ_n .

Para não afetar o conteúdo harmônico das tensões de saída do inversor multinível híbrido, a saída da j -ésima célula *H-bridge* deve ser igual a V_n quando o seu sinal de referência é o maior que a soma das fontes de tensão das $j-1$ primeiras células (σ_n-1), uma vez que estas células não tem capacidade para sintetizar uma tensão maior do que σ_n-1 . Diante disso, os níveis de comparação δ_j empregados na estratégia de modulação original são dadas por:

$$\delta_j = \sigma_{j-1}, \quad j = 2, 3, \dots, n \quad (4.9)$$

Por último, o sinal de referência de entrada da primeira célula, que apresenta menores níveis de potência, é comparado com uma onda triangular de amplitude V_1 e frequência f_1 , resultando em uma tensão de saída modulada em alta frequência.

Logo, para se obter a tensão de fase, a tensão de saída em alta frequência da primeira célula *H-bridge* é somada com as tensões de saída em baixa frequência das outras células que compõem a mesma fase. Entretanto, as magnitudes de todas as fontes das células *H-bridge* terão que ser corretamente determinadas para que as tensões de fase e de linha sejam moduladas por largura de pulso entre todos os níveis de tensão adjacentes ao usar a estratégia de modulação mostrada na Figura 4.4.

Entretanto essa estratégia de modulação híbrida, respeitando somente a restrição (4.8), não é suficiente para sintetizar uma forma de onda modulada em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes. Na Figura 4.5 pode ser exemplificada essa afirmação, onde apresenta níveis positivos sintetizados por três células *H-bridge* em série com as fontes $V_1=1$ p.u., $V_2=3$ p.u e $V_3=9$ p.u que são os valores limites que satisfazem a equação 4.8.

Com este modelo de fontes, mostram que todas as células operam em alta frequência entre 4 p.u. e 5 p.u. para que a tensão de fase fique modulada em alta frequência durante este intervalo. Sendo assim, a primeira e a segunda célula também devem operar em alta frequência entre 1 p.u. e 2 p.u., 7 p.u. e 8 p.u. e também entre 10 p.u. e 11 p.u. para que a tensão seja modulada em alta frequência nesses intervalos.

Tabela 4.1 – Saída PWM entre os níveis adjacente. (Rech, 2005).

Saída (p.u.)	Célula 3 (p.u.)	Célula 2 (p.u.)	Célula 1 (p.u.)
0 a 1	0	0	0 ↔ 1
1 a 2	0	0 ↔ 3	1 ↔ -1
2 a 3	0	3	-1 ↔ 0
3 a 4	0	3	0 ↔ 1
4 a 5	0 ↔ 9	3 ↔ 3	1 ↔ -1
5 a 6	9	-3	-1 ↔ 0
6 a 7	9	-3	0 ↔ 1
7 a 8	9	-3 ↔ 0	1 ↔ -1
8 a 9	9	0	-1 ↔ 0
9 a 10	9	0	0 ↔ 1
10 a 11	9	0 ↔ 3	1 ↔ -1
11 a 12	9	3	-1 ↔ 0
12 a 13	9	3	0 ↔ 1

A Tabela 4.1 mostra a saída PWM entre quaisquer níveis adjacentes para um inversor assimétrico trinário onde, a denominação $a \leftrightarrow b$ significa as comutações em alta frequência entre a e b.

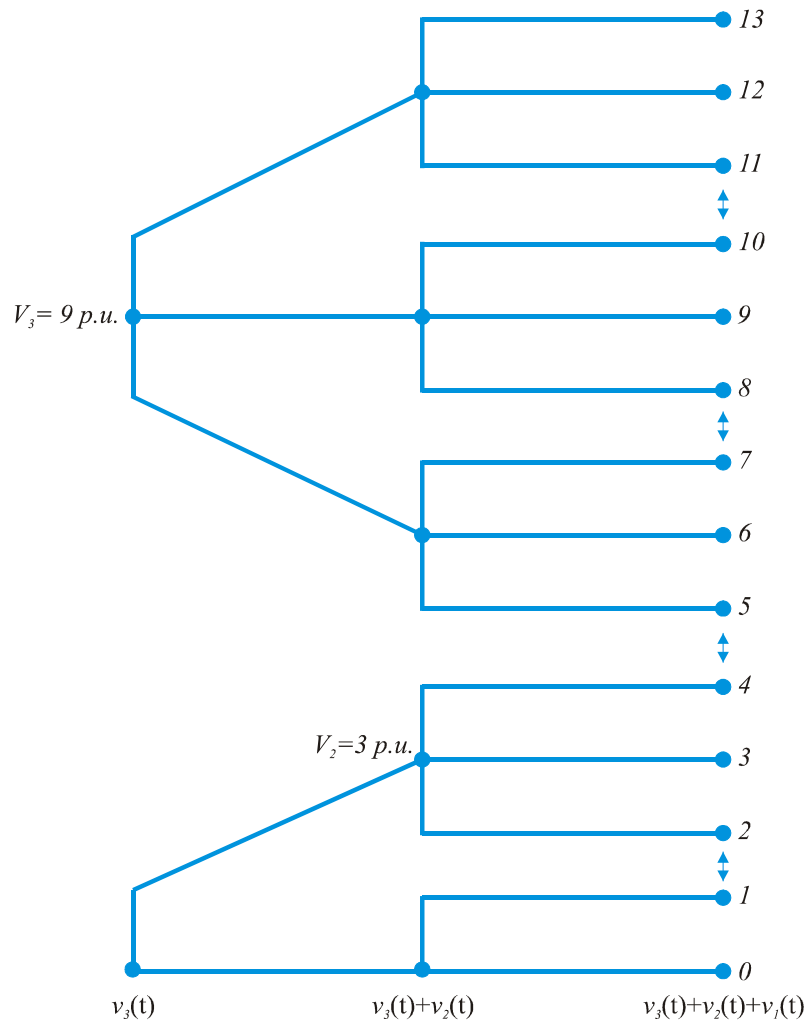


Figura 4.5 - Níveis positivos de tensão sintetizados com $V_1=1\text{p.u.}$, $V_2=3 \text{ p.u.}$ e $V_3=9 \text{ p.u.}$ Rech (2005).

Entretanto, Rech (2006), diz que, para que ocorra uma onda modulada em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes, os valores normalizados das fontes de tensão devem respeitar a seguinte restrição:

$$V_j \leq 2 \sum_{k=1}^{j-1} V_k, \quad j = 2, 3, \dots, n \quad (4.10)$$

De acordo com (4.10), a configuração de fontes de tensão $-V_{nc}, -2V_{nc}, -6V_{nc}, \dots$, é a que consegue maior número de níveis igualmente espaçados e possibilita sintetizar tensões de saída moduladas em alta frequência entre quaisquer níveis de tensão adjacentes.

As tensões de referência e de saída das três células *H-bridge* é mostrada na Figura 4.6, estes sinais compõem uma fase de um inversor híbrido trinário. A Figura mostra as tensões de saída e de referência da terceira célula (maior tensão/maior potência) e da segunda célula, que operam em baixa frequência e da primeira célula (menor potência e tensão) modulada em alta frequência. Nessa configuração, os interruptores da célula de maior potência comutam apenas duas vezes em um período do sinal de referência, Figura 4.6 (a) enquanto que os interruptores da segunda célula comutam dez vezes nesse período Figura 4.6 (b). Já a Figura 4.6 (c) mostra o sinal de referência e a tensão de saída modulada em alta frequência para a célula de menor potência.

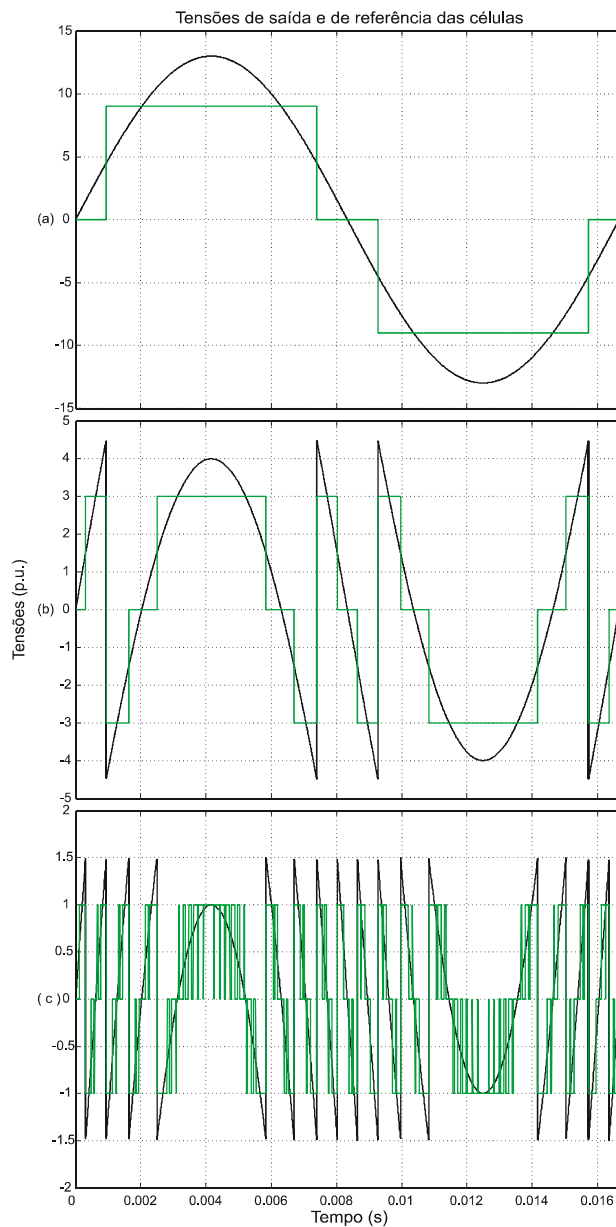


Figura 4.6 - Tensão de saída e de referência da células H-bridge de um inversor trinário.

A Figura 4.7 apresenta a soma das tensões de saída de cada célula do inversor multinível trinário. A forma de onda da tensão de fase com vinte e sete níveis distintos, sintetizada com apenas três células *H-bridge* em série. Como os valores normalizados de duas fontes (V_2 e V_3) são maiores que a restrição mostrada na equação 4.10, as tensões de saída não podem ser moduladas em alta frequência entre todos os níveis adjacentes quando se restringem as frequências de comutação nas células de maior potência. Então, quando as fontes de tensão são configuradas em uma forma trinária, a tensão de fase apresenta componentes harmônicas de baixa frequência.

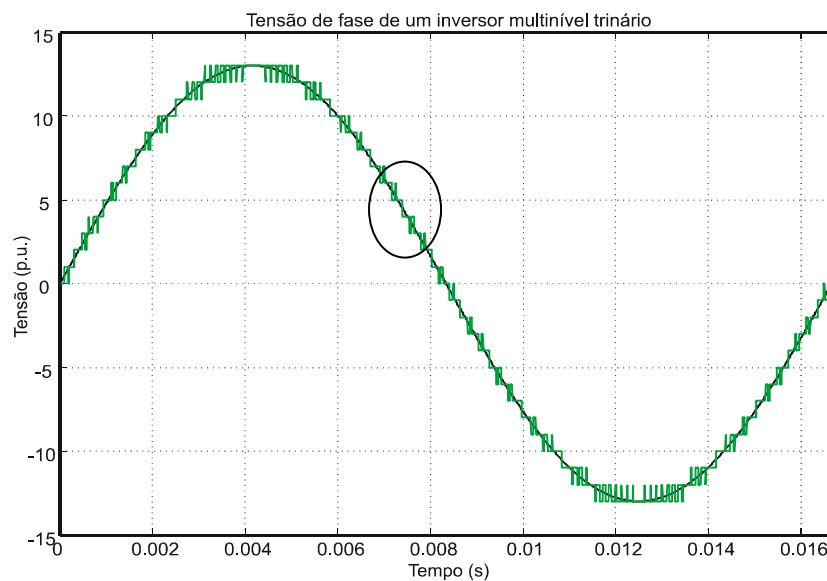


Figura 4.7 - Tensão de fase de um inversor multinível com células H-bridge trinário.

4.5 – Circuito PLL para sincronismo com a rede.

Para gerar o sinal de referência em sincronismo com a rede é usado um circuito *phase-locked loop* (PLL). Análise e projeto de um PLL é apresentado para controlar o fator de potência de sistemas trifásicos de conversão de energia ligada à rede. Esta técnica de sincronismo com a rede é aplicada para a conexão de uma fonte de geração distribuída com uma rede de distribuição trifásica.

Os circuitos PLL são representados simplificada por um detector de fase, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por tensão. Sendo que o oscilador controlado por tensão é responsável pelo sinal que será comparado com o sinal de entrada no detector de fase, como na Figura 4.8 (PÁDUA, 2006).

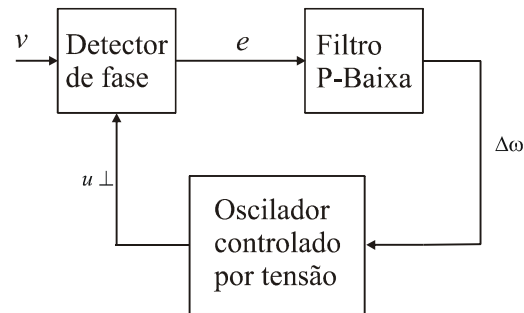


Figura 4.8 – Representação de um PLL simplificado. (Pádua, 2006).

A Figura 4.8 ilustra um diagrama em blocos do funcionamento simplificado de um PLL. No primeiro bloco, detector de fase, o sinal de referência v é comparado com um sinal u_{\perp} , sendo que este sinal é idealmente defasado 90° em relação à v . Quando a diferença não atinge 90° o sinal do erro é gerado e passa pelo filtro passa-baixa, gerando assim, uma variação de frequência $\Delta\omega$. Este sinal de variação de frequência passará pelo oscilador de tensão que se ajustará ao novo sinal u_{\perp} para a realimentação do cálculo até obter 90° (PÁDUA, 2006).

Os circuitos de sincronismo podem ser utilizados para o controle de filtros ativos, retificadores controlados com correção de fator de potência, “no-breaks” entre outros. A operação da geração distribuída é freqüentemente utilizada para aumentar a variedade de geração de energia utilizando fontes como painéis fotovoltaicos e microturbinas entre outras.

Controlar o fator de potência é uma das técnicas mais importantes na ligação das fontes de geração com a rede de distribuição, pois, o fator de potência unitário garante uma transmissão perfeita da potência fornecida, (CHUNG, 2000). Para controlar o fator de potência é necessário buscar medidas precisas da fase e frequência das tensões da rede. Sendo assim, o *phase-locked loop* pode ser considerado como uma parte importante de sistemas ligados a rede de geração de energia.

Um dos métodos primordiais e simples de se rastrear a informação de fase é detectar o zero na passagem das tensões da rede. Entretanto, esse modelo pode ser detectado apenas em cada meio ciclo da rede (ou seja, 120 vezes por segundo), a ação de rastreamento é impossível entre outros os pontos de detecção, logo, o desempenho rápido não pode ser alcançado (CHUNG, 2000). Outro método é a técnica que utiliza a quadratura da forma de onda de entrada deslocada de 90° . Esta técnica é freqüentemente usada em várias aplicações para a detecção da fase ou posição angular .

Em sistemas trifásicos, a transformada dq das variáveis trifásicas tem as mesmas propriedades desta técnica, e o PLL pode ser implementado usando a transformada dq e projeto apropriado do filtro.

Logo para fazer o sincronismo com a rede vai ser utilizado o circuito PLL proposto por (CHUNG, 2000), que utiliza um sistema de transformada dq para o controle do sincronismo.

A Figura 4.9 mostra o gerador de referências de correntes para o inversor trifásico utilizando o PLL, que terá a função de rastrear a fase da tensão da rede elétrica.

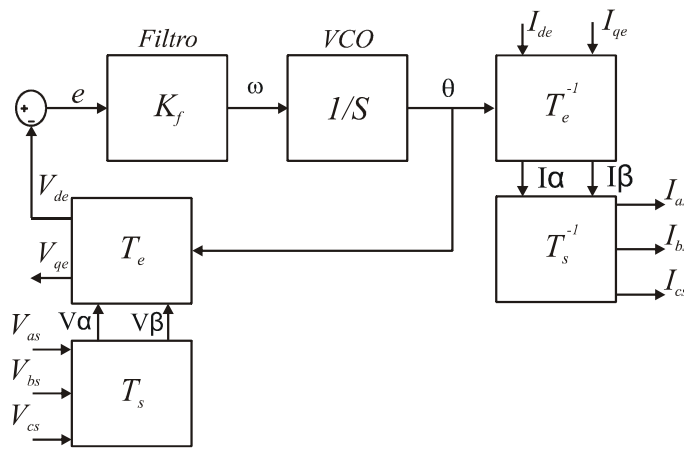


Figura 4.9 – Diagrama esquemático do sistema pll trifásico. (Chung, 2000).

Neste sistema, a tensão da rede elétrica pode ser representada como:

$$v_{abcs} = V_m \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Onde $v_{abcs} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$. Se a tensão da rede elétrica é equilibrada, equação.4.11 pode ser expressa como:

$$v_{\alpha\beta} = T_s \cdot v_{abcs} \quad (4.12)$$

Onde $v_{\alpha\beta} = [v_{\alpha} \ v_{\beta}]^T$ e T_s denota a matriz transformação dada por:

$$T_s = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Equação 4.13 pode ser rescrita em uma referencia síncrona como:

$$v_{qde} = T_e(\hat{\theta}) \cdot v_{\alpha\beta} \quad (4.14)$$

onde $v_{qde} = [v_{qe} \ v_{de}]^T$ e $T_e(\hat{\theta})$ denota a matriz rotação dada por:

$$T_e(\hat{\theta}) = \begin{pmatrix} \cos \hat{\theta} & -\sin \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

A tensão de interesse a componente do *eixo-d* e derivada como:

$$\begin{aligned} v_{ed} &= E_m \cdot \sin \delta \\ &\equiv e \end{aligned} \quad (4.16)$$

onde $E_m = -V_m$ e $\delta = \theta - \hat{\theta}$. A frequência angular pode ser expressa por:

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = K_f \cdot e \quad (4.17)$$

onde K_f denota o ganho do filtro. Ao assumir que a diferença de fase δ é muito pequena, a equação 4.16 pode ser linearizada como:

$$e \cong E_m \cdot \delta \quad (4.18)$$

Assim, a saída do PLL $\hat{\theta}$ pode acompanhar a fase da tensão da rede elétrica pelo projeto adequado do filtro. A referência de corrente na fase da tensão da rede pode ser produzida como:

$$i_{abc}^* = T_s^{-1} \cdot T_e^{-1}(\hat{\theta}) \cdot i_{qde}^* \quad (4.19)$$

onde

$$i_{abc}^* = [i_{as}^* \ i_{bs}^* \ i_{cs}^*]^T \quad i_{qde}^* = [i_{qe}^* \ i_{de}^*]^T$$

$$T_s^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad T_e^{-1}(\hat{\theta}) = \begin{pmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Loop de segunda ordem no domínio contínuo do tempo

A Figura 4.10 mostra o modelo linearizado do sistema descrito na Figura 4.9. A função de transferência de malha fechada deste sistema pode ser representado como:

$$H_c = \frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = \frac{K_f(s)E_m}{s + K_f(s)E_m} \quad (4.21)$$

onde $\Theta(s)$ e $\hat{\Theta}(s)$ denota a transformada de Laplace de $\theta(s)$ e $\hat{\theta}(s)$, respectivamente. Existem vários métodos para projetar a filtro. O loop de segunda ordem é comumente usado para uma boa performance do filtro tanto quanto a estabilidade do sistema. O PI pode ser determinado de acordo com:

$$K_f(s) = K_p \cdot \left(\frac{1 + s\tau}{s\tau} \right) \quad (4.22)$$

onde K_p e τ denota os ganhos do filtro PI. A função de transferência de malha fechada é rescrita em uma forma geral como:

$$Hc(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.23)$$

onde

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p E_m}{\tau}} \quad \zeta = \frac{K_p E_m}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{\tau \cdot K_p E_m}}{2} \quad (4.24)$$

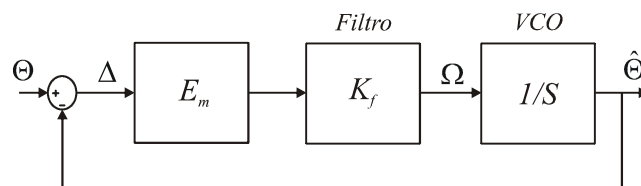


Figura 4.10 -Modelo Linearizado de um sistema pll trifásico. (Chung, 2000).

4.5.1 – Projeto do circuito filtro de loop PLL

Adotando os critérios que mostram quanto maior a largura de banda maior é a resposta dinâmica do sistema ω_n , mas em contra partida ele aumenta o erro do PLL quando as fases estão desequilibradas ou com uma taxa alta de distorção harmônica.

Analisando o artigo Chung (2000) adotam-se como parâmetros de projeto uma taxa de amortecimento de $\zeta = 0.707$, uma largura de banda $\omega_n = 377 \text{ rad/s}$ e uma tensão de entrada de pico $E_m = 311 \text{ V}$.

Aplicando as equações (4.25) são encontrados os seguintes parâmetros do filtro PI.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p E_m}{\tau}} \quad \zeta = \frac{K_p E_m}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{\tau \cdot K_p E_m}}{2} \quad (4.25)$$

onde:

$$K_p = 1.7141 \quad \tau = 0.0038$$

na forma polinomial obtém-se:

$$K_f(s) = 1.7141 \cdot \left(\frac{1 + s0.0038}{s0.0038} \right) \quad (4.26)$$

Chegando à função de transferência de malha fechada.

$$Hc(s) = \frac{533s + 142129}{s^2 + 533s + 142129} \quad (4.27)$$

A resposta ao degrau unitário para a função de transferência é mostrada na Figura 4.11. Onde se visualiza um *overshoot* de 20,8% em 6,5 ms e levando cerca de 18 ms para alcançar o regime permanente de operação.

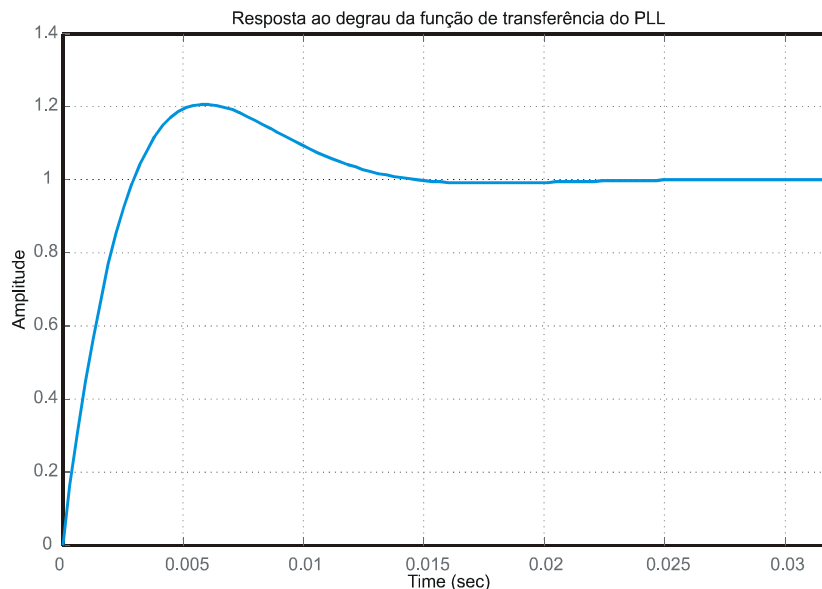


Figura 4.11– Resposta ao degrau do sistema PLL.

A resposta em frequência da função de transferência pode ser visualizada nas Figuras 4.12 e 4.14, diagrama de Bode e diagrama de Nyquist respectivamente. O diagrama de Bode é

constituído por dois gráficos: um gráfico do módulo em dB e um gráfico do ângulo de fase. As seguintes observações podem ser feitas com relação à análise da estabilidade de um sistema através do seu diagrama de Bode:

- Como a fase não ultrapassa o -180° , caracteriza que a planta tem margem de ganho infinita;
- A margem de fase é de 60° , pois é onde o gráfico da magnitude em dB corta o eixo zero. Isso indica quanto à fase do sistema pode ser atrasada de forma que o sistema possa ser estável em malha fechada.

Analisando essas características notamos que a planta em malha fechada é estável.

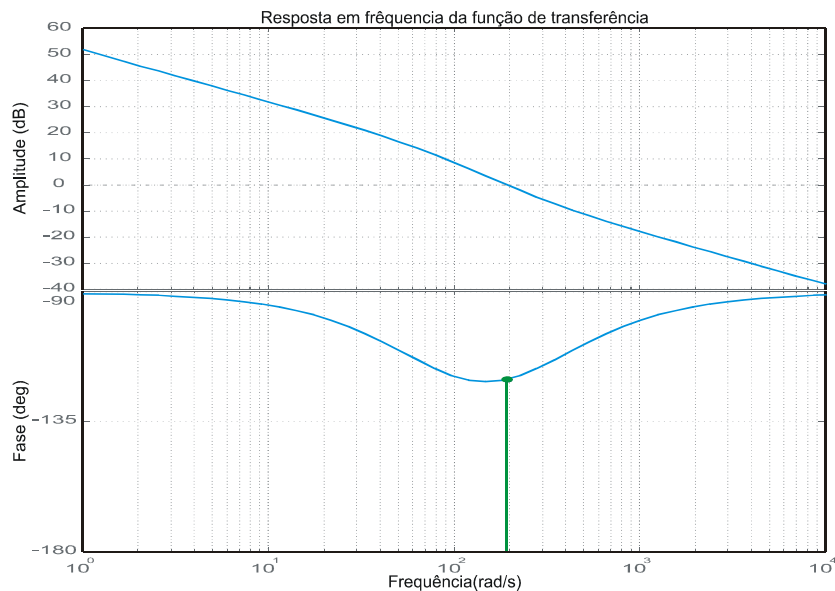


Figura 4.12 - Bode do sistema PLL.

O lugar das raízes da função de transferência é ilustrado na Figura 4.13. Onde é notado que o sistema é estável, pois seus pólos e zeros estão no semi-plano esquerdo. A planta apresenta dois pólos em $-267 \pm 267j$ na frequência de 60 Hz e um coeficiente de amortecimento de 0.707. O zero está localizado em -267.

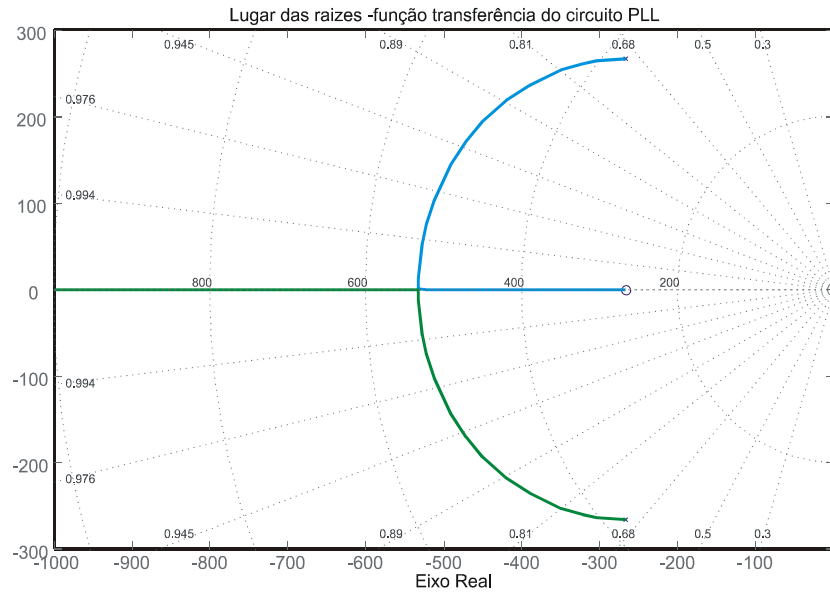


Figura 4.13 -Lugar das raízes do sistema PLL.

Analisando a estabilidade pelo critério de Nyquist na Figura 4.14 é possível verificar que o sistema é estável, pois, não existe envolvimento do ponto $-1+0j$ e também, não existe pólos da função de transferência no semi-plano direito de s .

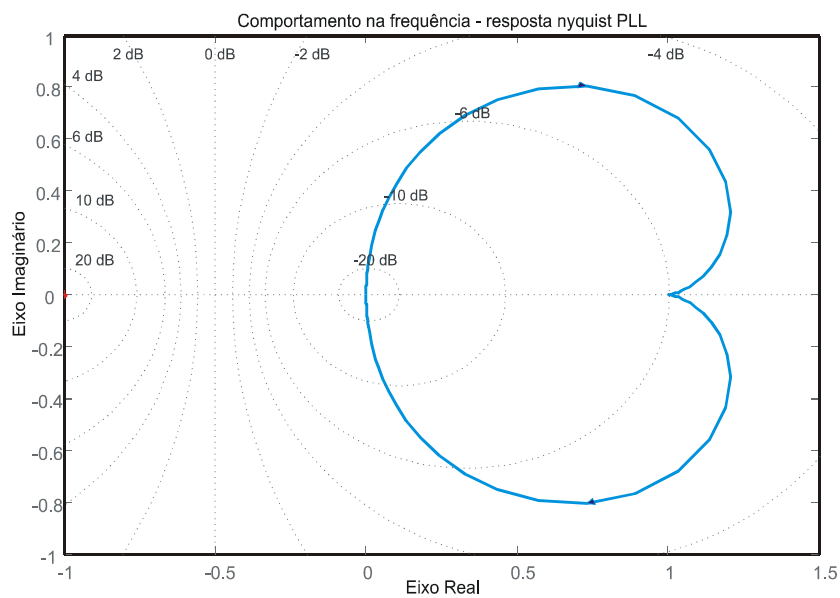


Figura 4.14 – Nyquist do sistema PLL.

4.6 – Controle de corrente do inversor multinível

É utilizado um regulador proporcional integral para fazer o controle de corrente do inversor multinível conectado a rede. Este controle de corrente é limitado em um pré-determinado valor de corrente. A partir do diagrama em blocos da Figura 4.15 obtém-se a malha destinada para o controle da corrente do inversor multinível.

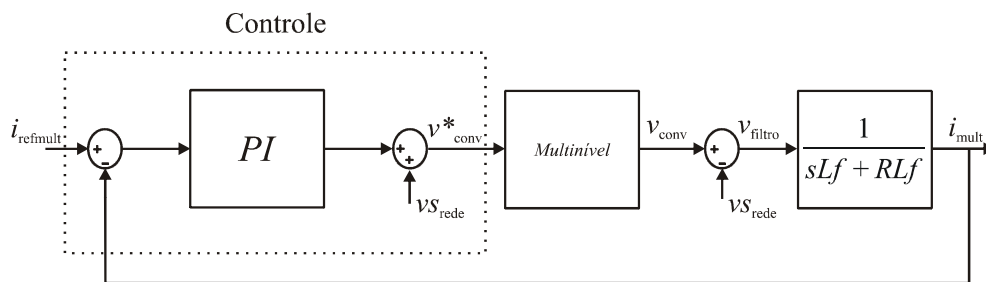


Figura 4.15 – Ilustração do controle de corrente para o inversor multinível.

A relação tensão corrente presentes no indutor constitui o filtro de saída e é a base para função de transferência mostrada na equação 4.28. Onde L_f e R_{lf} representam a indutância e a resistência interna o indutor de filtro.

$$\frac{1}{sL_f + RL_f} \quad (4.28)$$

As funções de transferência do controlador PI são dadas pela equação 4.29. Percebe-se que são controladores clássicos que possuem um pólo na origem e um zero no semi-plano esquerdo de s .

$$K_{pp} + \frac{K_{ip}}{s} \quad (4.29)$$

A partir do diagrama em blocos da Figura 4.15 a função de transferência do controle de corrente é encontrada. A equação 4.30 e 4.31 ilustram as funções de transferência de malha fechada e a equação característica respectivamente.

$$\frac{i_{mult}^*}{i_{mult}} = \frac{K_{pp}s + K_{ip}}{s^2L_f + s(R_{lf} + K_{pp}) + K_{ip}} \quad (4.30)$$

$$s^2L_f + s(R_{lf} + K_{pp}) + K_{ip} \quad (4.31)$$

Para o projeto do compensador adotaremos um *overshoot* máximo de 20%, margem de fase de 55° , um indutor de $3,85 \text{ mH}$ e uma resistência de $0,5 \Omega$. Adotando os seguintes parâmetros os seguintes valores para o compensador equação 4.32 são obtidos:

$$C_m = 0.727 + \frac{730}{s} \quad (4.32)$$

A resposta ao degrau unitário para a função de transferência é mostrada na Figura 4.16. Onde ocorre um *overshoot* de 20,8 % em 6,5 ms e leva-se 18 ms para o controle entrar em regime permanente.

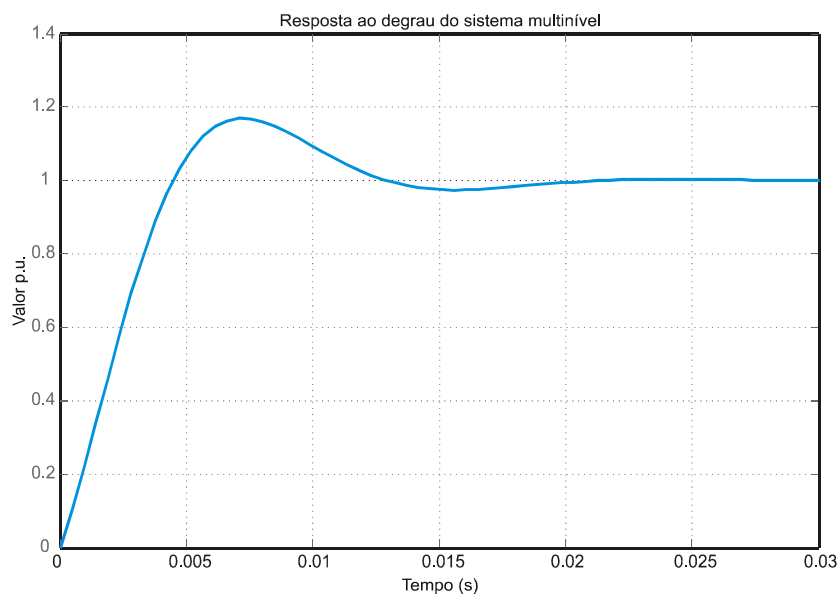


Figura 4.16 – Resposta ao degrau para o sistema multinível.

A resposta em frequência da função de transferência pode ser visualizada nas Figuras 4.17 e 4.19, diagramas de Bode e Nyquist respectivamente. O diagrama de Bode é constituído por dois gráficos: um gráfico do módulo em dB e um gráfico do ângulo de fase. As seguintes observações podem ser feitas com relação a análise da estabilidade de um sistema através do seu diagrama de Bode:

- Como a fase não ultrapassa o -180° , caracteriza que a planta tem margem de ganho infinita;
- A margem de fase é em 55° , pois é onde o gráfico da magnitude em dB corta o eixo zero. Isso indica quanto à fase do sistema pode ser atrasada de forma que o sistema possa ser estável em malha fechada.

Analisando essas características notamos que a planta em malha fechada é estável.

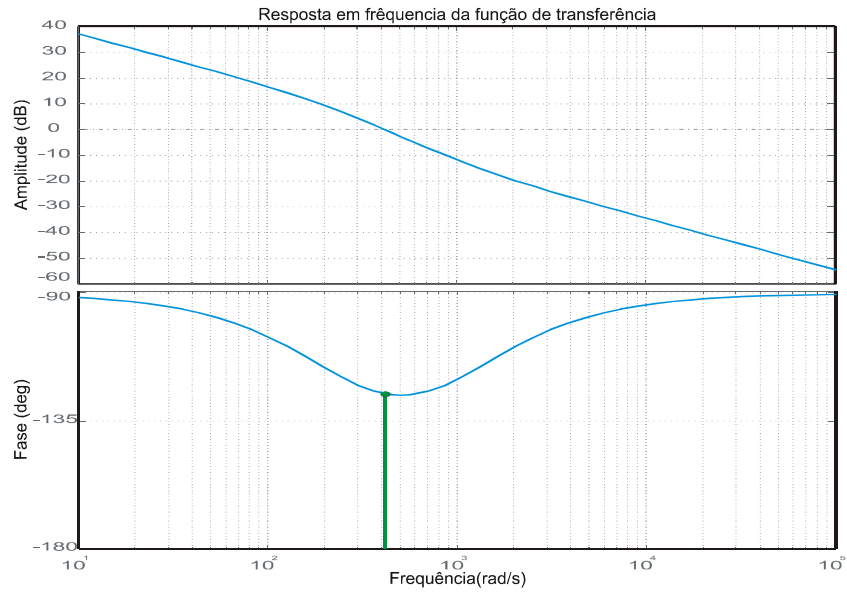


Figura 4.17 – Análise da frequência do sistema multinível.

O lugar das raízes da função de transferência é ilustrado na Figura 4.18. Onde observa-se que o sistema é estável pois seu pólos e zeros estão no semi-plano direito. A planta apresenta dois pólos em $-224 \pm 372j$. O zero está em -1000 .

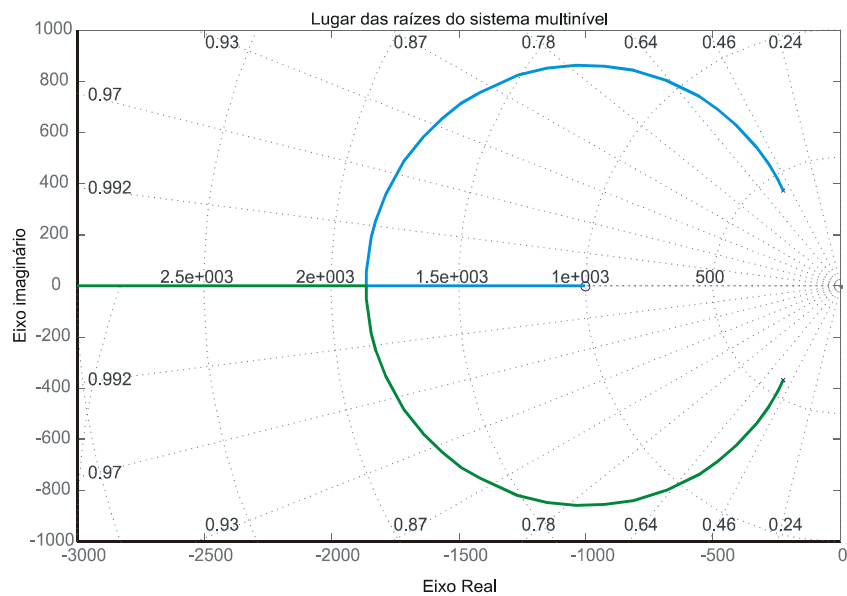


Figura 4.18 – Lugar das raízes sistema multinível.

Analisando a estabilidade pelo critério de Nyquist na Figura 4.19 conclui-se que o sistema é estável, pois, não existe envolvimento do ponto $-1+0j$ e também, não existe pólos da função de transferência no semi-plano direito de s .

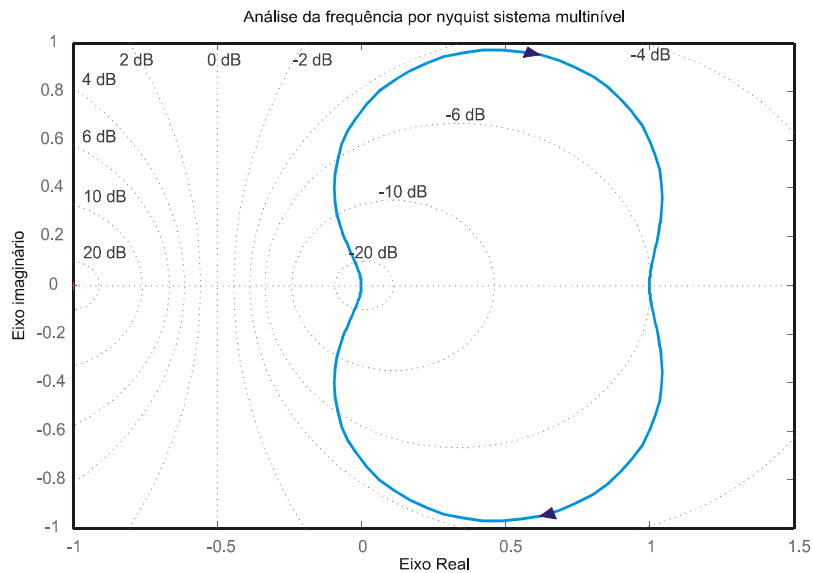


Figura 4.19 – Análise da frequência por Nyquist – sistema multinível.

4.7 – Projeto do inversor multinível.

4.7.1 – Número de níveis.

O inversor utilizado é um conversor multinível trinário operando na configuração (1:3:9). A saída do retificador tem tensão de 450 V. Este valor será incorporado à célula de maior potência. Nas outras células foram fixadas as tensão 50 V para a célula de menor potência e 150 V para a célula intermediária, respectivamente.

O número máximo de níveis que um inversor multinível trinário consegue sintetizar é:

$$m = 3^n \quad (4.33)$$

ou seja, um inversor multinível assimétrico trinário consegue sintetizar 27 níveis.

4.7.2 – Desempenho harmônico.

A Figura 4.20, apresenta a forma de onda da tensão de fase com vinte e sete níveis distintos, sintetizada com apenas três células *H-bridge* em série. Como os valores

normalizados de duas fontes (V_2 e V_3) são maiores que a restrição, equação 4.10, as tensões de saída não podem ser moduladas em alta frequência entre todos os níveis adjacentes quando se restringem as frequências de chaveamento nas células de maior potência. Então, quando as fontes de tensão são configuradas na forma trinária, a tensão de fase apresenta componentes harmônicas em baixa frequência.

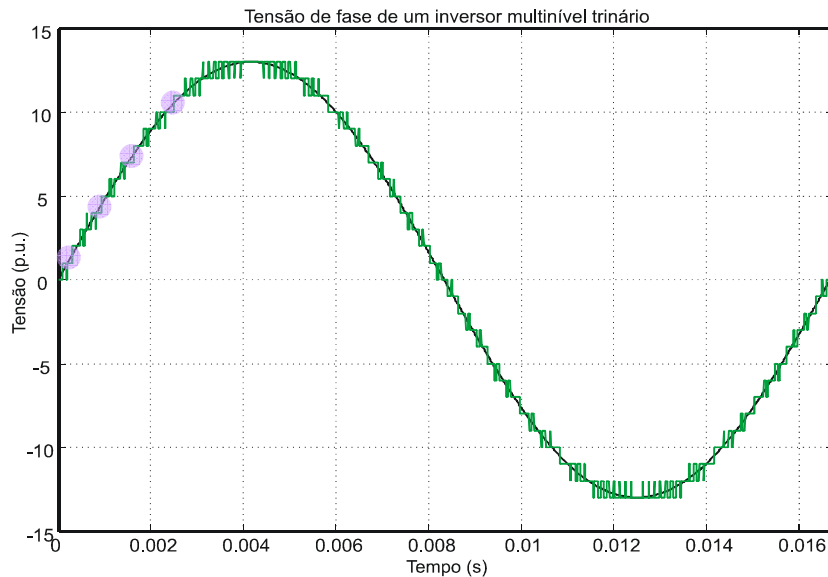


Figura 4.20 – Tensões multiníveis de um inversor trinário com três células *H-bridge* apresentando perda de desempenho.

E conforme o estudo realizado por (RECH, 2005), embora o inversor trinário não consiga sintetizar todos os níveis em alta frequência ele consegue obter menor taxa de distorção harmônica do que os arranjos unário e binário.

Portanto, para a conexão do retificador trifásico a rede será utilizado um inversor multinível assimétrico trinário. Este inversor tem como uma característica importante, a inserção de outras formas de geração distribuída em suas células. Na simulação do trabalho a célula de maior potência e tensão será alimentada por uma microturbina-retificador como uma tensão de 450 V. Nas células intermediária e de menor potência tensões 150 V e 50 V respectivamente, serão adotados como fonte de tensões isoladas. Outra característica importante desta topologia de inversor que na célula de maior potência será chaveada em baixa frequência diminuindo as perdas por comutação.

O controle desse inversor multinível é realizado através da comparação de uma referência de corrente com uma corrente medida no indutor de filtro. Através de uma referência senoidal fixa este controle mantém a corrente do inversor multinível em 50 A em

uma frequência de 60 Hz.. Quando a corrente do inversor estiver maior que a corrente de carga, o excesso irá para a rede. Em outra hipótese, quando a corrente no inversor estiver menor que a corrente de carga, a rede alimenta o que está faltando para alimentar a carga.

4.6 – Resumo do capítulo

Neste capítulo estudaram-se os princípios de funcionamento de inversor multinível assimétrico trinário. Adotou-se uma estratégia de modulação híbrida que utiliza nos módulos de maior potência a síntese de formas de onda quase quadradas e o módulo de menor potência é modulado por largura de pulsos. Para a conexão com a rede é adotado-se um circuito PLL que irá gerar a referência de corrente para o controle de corrente do inversor. Realizou-se o projeto do controlador PI do circuito de sincronismo para o seu adequado funcionamento. Adotou-se um controle de corrente no multinível o qual se atribuiu uma corrente fixa para alimentação da carga.

CAPÍTULO 5 – SISTEMA MICROTURBINA – RETIFICADOR - INVERSOR

Neste capítulo será realizada a unificação de todo o sistema microturbina, gerador síncrono de ímãs permanentes, retificador trifásico e um inversor multinível para a conexão com a rede.

A modelagem da microturbina é proposta por (GAONKAR & PATEL, 2006), (GUDA et al., 2005) e (, 2001), onde a partir de um modelo de turbina de grande porte proposto por (ROWEN, 1983) foi adaptado para a modelagem de uma microturbina de pequeno porte. Este modelo é composto por um controle de velocidade, que atua sobre as condições de carga, controle de temperatura, que atua como limitador de potência de saída e pelo controle de aceleração, que tem a função de prevenir a sobre velocidade do rotor.

A microturbina funciona no ciclo *Brayton*, ou seja, os gases em alta temperatura proveniente da câmara de combustão se expandiram pelas pás da turbina fazendo-a girar em alta velocidade. Como a tensão produzida está inapropriada (frequência em torno de 1200 Hz) para utilização é necessária retificá-la e convertê-la para 60 Hz para ser utilizada por cargas locais ou pela rede de distribuição.

A maioria dos artigos publicados (GAONKAR & PATEL, 2006), (GUDA et al., 2005) utilizam uma ponte retificadora de diodos, ou com dispositivos semicondutores controlados sem correção do fator de potência no sistema microturbina, com isso, a corrente possui taxa de distorção harmônica superior ao que é recomendado por normas nacionais e internacionais acarretando, limitação de potência ativa a ser absorvido pelo gerador, sobre-dimensionamento de condutores e aumento de perdas no gerador reduzindo a sua vida útil. Sendo assim, neste trabalho será utilizado um retificador trifásico com correção de potência. Este retificador terá a tensão no link DC controlada e correção no fator de potência nas correntes de entrada.

Para a conexão do sistema com a rede foi utilizado um inversor multinível assimétrico operando na configuração (1:3:9). Este conversor tem com propriedades uma baixa taxa de distorção harmônica e propicia uma integração de mais de uma fonte de geração distribuída entre suas células, sendo esse um dos objetivos do trabalho. O sistema unificado pode ser visualizado na Figura 5.1.

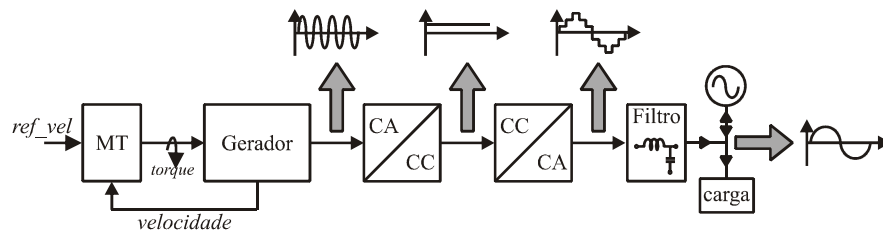


Figura 5.1 – Esquema unificação da microturbina.

5.1 – Resposta da modelagem da microturbina

Neste tópico analisa-se a resposta da microturbina em função da variação de carga. Para esta análise será adotado o modelo ilustrado na Figura 5.2, os diagramas mais específicos estão demonstrados no capítulo 2, seção 2.8. O funcionamento do sistema consiste em medir a velocidade de rotação do gerador e, na saída, liberar o torque necessário para uma determinada carga. A rotação do gerador medida é comparada com o sinal de referência. O sinal do erro formado por esta comparação é aplicado pelo controlador de velocidade. Este controlador atua nas condições de carga do sistema, liberando o sinal de quantidade de combustível necessária para o suprir uma carga específica.

O controle de aceleração atuará na partida da microturbina para limitar a sobre-velocidade do rotor. O controle de temperatura é o meio de se limitar a potência de saída da microturbina em uma determinada temperatura de combustível. O bloco de seleção de valor mínimo irá comparar os sinais de controle e o mínimo valor destes sinais será escolhido. O sinal de saída do bloco seletor libera o fluxo de combustível necessário para ação de resposta do sistema, como por exemplo: variação de temperatura do gás, variação de carga e partida.

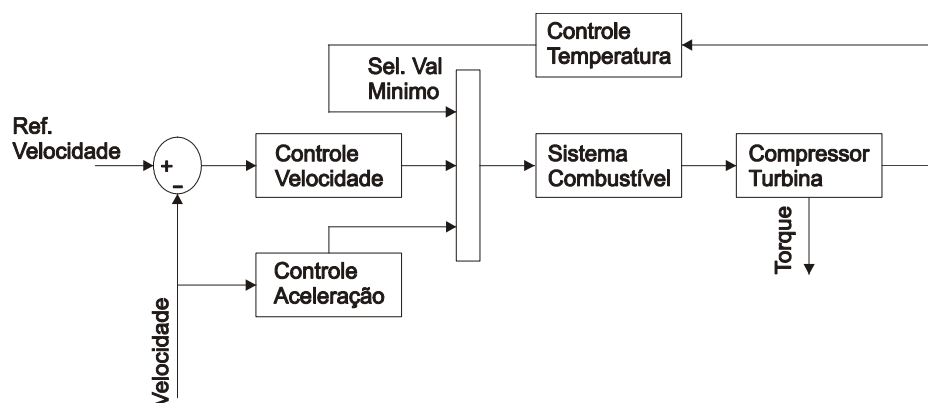


Figura 5.2 – Modelagem do sistema microturbina.

Os valores mencionados na Tabela abaixo foram retirados dos artigos, de (GAONKAR & PATEL, 2006), (GUDA et al., 2005) e (, 2001). Primeiramente analisa-se o comportamento dos sinais, torque, velocidade, fluxo de combustível e dinâmica de funcionamento dos controles, da modelagem de uma microturbina de 30 kW conforme a variação de carga na saída do gerador. Sendo assim, inicialmente o sistema opera sem carga. Em $t=70$ s é inserida uma carga de 12 kW e em $t=80$ s é inserido no sistema mais 12 kW totalizando 24 kW. Para o teste, foi estipulado um gerador síncrono de ímãs permanentes de dois pólos operando com uma tensão de saída nominal de 220 V em uma frequência de 1200 Hz. Este gerador tem indutâncias transformadas no eixo d-q de 0,6875 mH e uma resistência no estator de 0.25 Ω .

Tabela 5.1 – Dados da modelagem da microturbina.

Parâmetro	Descrição	Valor
W	Ganho (C. Velocidade)	16.5
X	C. Avanço (C.Velocidade)	0.4
Y	C.Atraso (C. Velocidade)	0.05
Z	Modo regulador (C. Velocidade)	0 - 1
M_{ax}	Demanda máxima (VCE)	1.5
M_{in}	Demanda mínima (VCE)	-0.1
a	Posicionamento da válvula	1
b	Posicionamento da válvula	0.05
c	Posicionamento da válvula	1
W_{min}	Mínimo fluxo de combustível	0.23
T_f	Constante de tempo do controle de combustível	0.4
E_{cr}	Tempo de atraso da reação de combustão	0.01
E_{Td}	Atraso da exaustão - turbina	0.04
T_{cd}	Constante de tempo do volume de descarga do compressor	0.2
T_r	Temperatura de referência da exaustão da microturbina	950 °F
T_T	Taxa de integração do controle de temperatura	450

A Figura 5.3 ilustra o comportamento do torque mecânico em p.u. da microturbina. No início do funcionamento, como o sistema está em repouso e sem carga, o torque alcança 1,35 p.u. e se estabilizando em 13 s. Entre 0 e 70 s o gerador está sem carga e o sinal de torque é de 0,04 p.u., para fazer o gerador de ímãs permanentes rodar. No intervalo de 70 a 80 s, com uma potência de 12 kW, o torque atinge 0,38 p.u. No último intervalo de 80 a 100 s, a potência é de 24 kW e torque de 0,64 p.u.

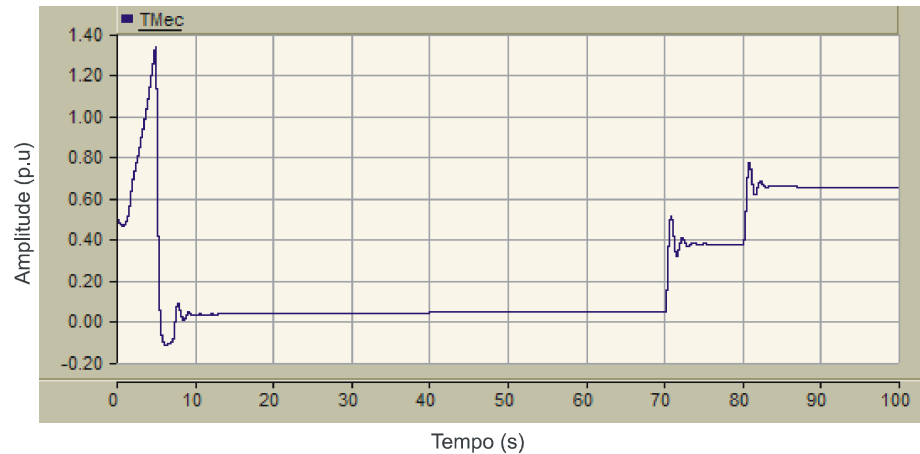


Figura 5.3 – Torque mecânico da microturbina.

Fazendo uma aproximação na partida da microturbina podemos visualizar, na Figura 5.4, com mais detalhe o comportamento do torque na partida da máquina. Em aproximadamente 5 s, o torque tem seu pico máximo igual a 1,38 p.u.. O sistema se estabiliza em 13 s atingindo o valor de 0,04 p.u., o qual é o valor mínimo para fazer o gerador da microturbina operar na condição nominal sem carga.

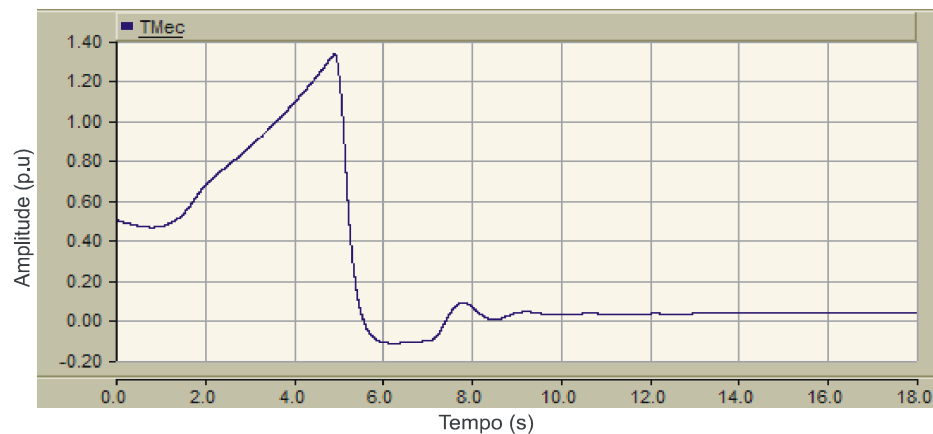


Figura 5.4 – Torque mecânico na partida da microturbina.

Aproximando o sinal de torque no momento da variação de sem carga para 12 kW no tempo de 70 s pode-se visualizar, Figura 5.5, o tempo de resposta para o sistema ficar estável novamente. O controle tem um *overshoot* de 0,51 p.u. em 70,81 s. O torque ainda oscila em 0,31 p.u. em 71,52 s, se estabilizando em 0,37 p.u. em aproximadamente 74 s. Sendo assim, o torque tem uma oscilação de 20% antes de se estabilizar e leva aproximadamente 4 segundos para entrar em regime permanente.

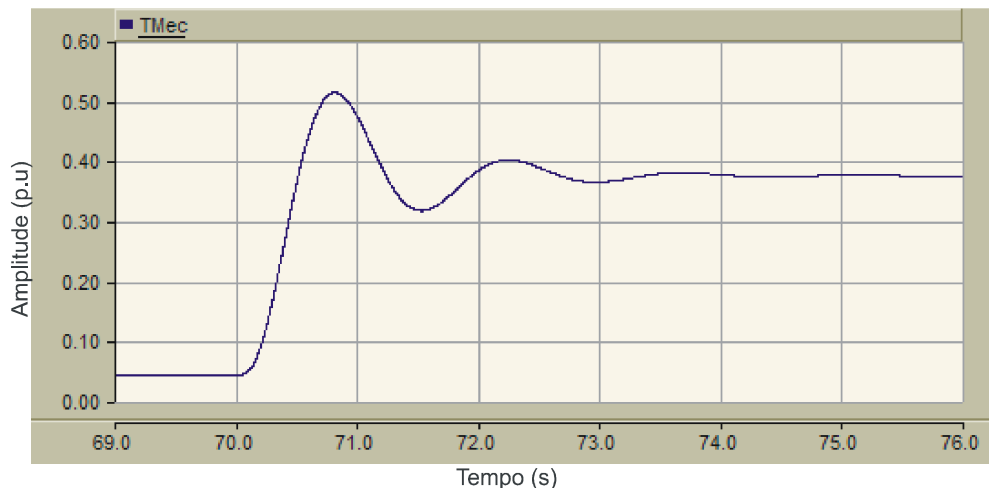


Figura 5.5 – Torque mecânico na variação de carga em 70 s.

A Figura 5.6 mostra o comportamento do sinal de fluxo de combustível. Este sinal é proveniente do bloco de seleção de valor mínimo que dinamiza os três controles. De 0 – 70 s, para alimentar continuamente o processo de combustão na câmara de combustão, o valor de 0,26 p.u. é essencialmente a mínima quantidade de fluxo de combustível quando a turbina trabalha sem carga. Quando o sistema atinge a carga de 12 kW, de 70-80 s, o fluxo de combustível é incrementado para 0,51 p.u. Após transcorridos 80 s o valor de torque é de 0.71 p.u.. Nota-se comparando o sinal de torque com o sinal de fluxo de combustível que estes são proporcionais, conforme descrito na literatura (GAONKAR & PATEL, 2006), (GUDA et al., 2005) e (, 2001).

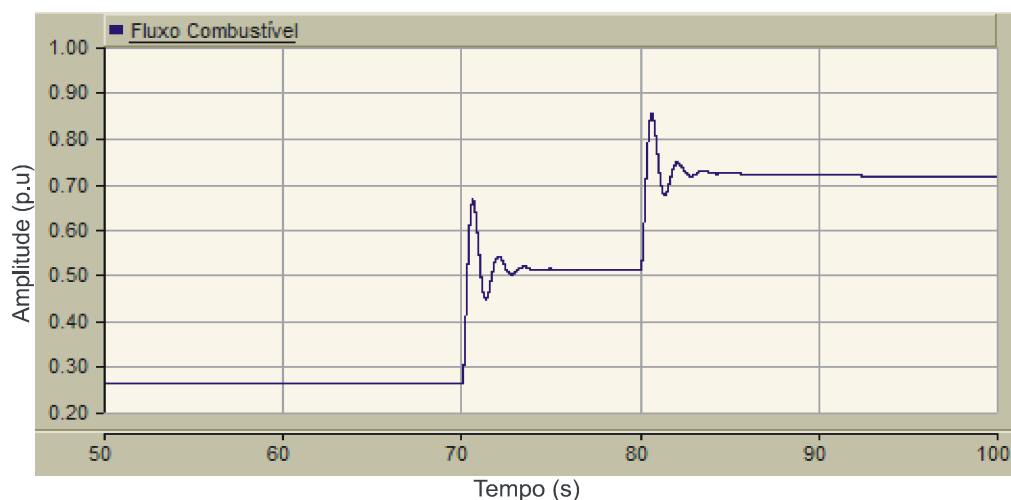


Figura 5.6 – Sinal de fluxo de combustível no sistema microturbina.

O controle de velocidade é representado por um controlador PID (controlador de avanço e atraso). As Figuras (5.7 e 5.8) ilustram o comportamento deste controlador conforme a variação de carga. No momento que o sistema está sem carga (0-70 s) o controle regula a velocidade de rotação da microturbina para a sua frequência nominal, ou seja, 1200 Hz e uma tensão de saída do gerador de 220 V. O controle tem um *overshoot* de 5% e permanece em regime permanente por 9,5 segundos. Quando ocorre a inserção da carga o controle regula a velocidade e reduz a rotação para proporcionar um acréscimo no torque fazendo com que o gerador consiga fornecer a corrente necessária para a carga.

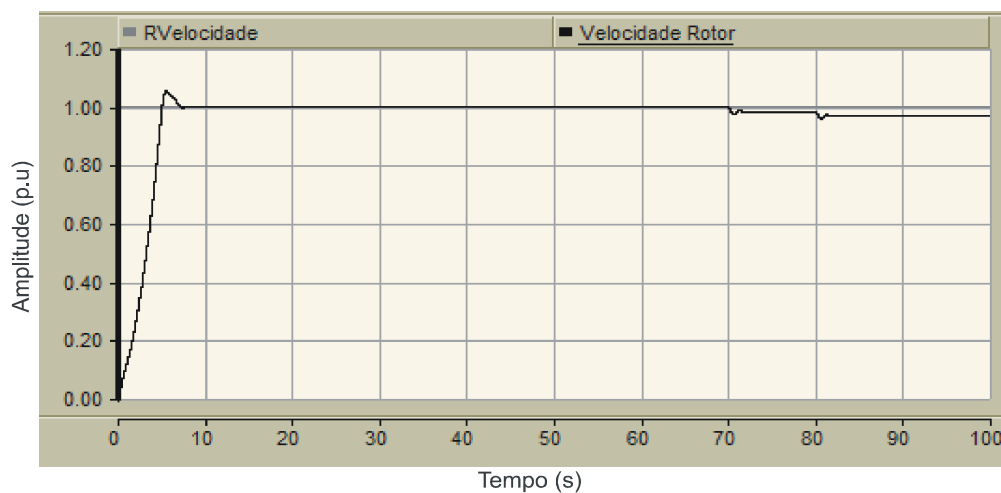


Figura 5.7 – Resposta do controle de velocidade em relação a variação de carga.

Aproximando o sinal da velocidade da microturbina, Figura 5.7, visualiza-se em melhores detalhes o comportamento da velocidade em função da variação de carga. No tempo de 0-70 s o sistema está praticamente na sua velocidade nominal em torno de 1200 Hz. Quando o sistema atinge 70 segundos a sua velocidade de rotação cai para 0,98 p.u. fazendo com que a frequência se reduza para de 1176 Hz. A partir de 80 s a velocidade de rotação é novamente reduzida (0,97 p.u.) com frequência de 1160 Hz.

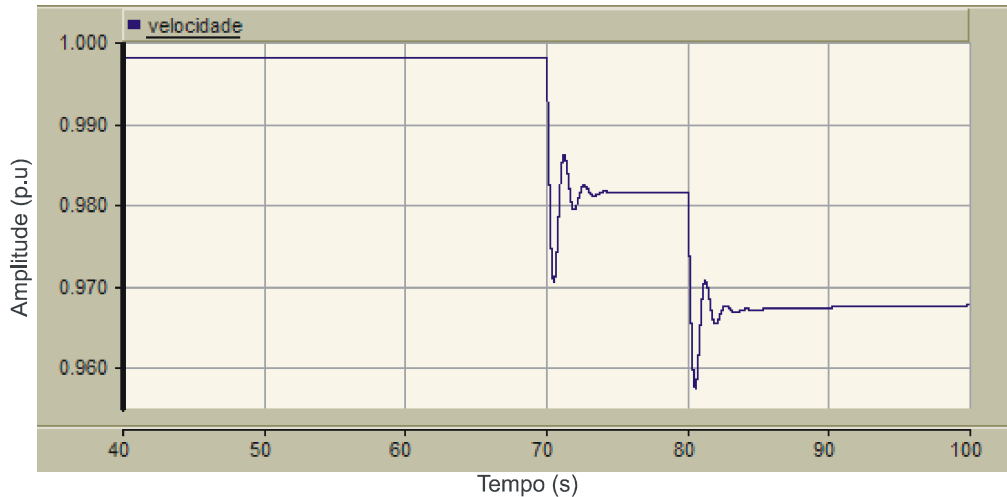


Figura 5.8 – Aproximação da velocidade da microturbina.

A Figura 5.9 demonstra o funcionamento dos controles da microturbina. Em preto esta o sinal de saída do controle de aceleração. Em cinza forte, está representado o sinal do controle de temperatura. O cinza mais claro representa o sinal de controle de velocidade. O valor de fluxo de combustível é representado pelo mínimo valor destes três sinais. Como nota-se na Figura, o controle de velocidade controla o fluxo de combustível na variação de carga. O controle de temperatura está no seu máximo, pois a temperatura do gás é menor que a temperatura de referência, ou seja, este sinal não está atuando na modelagem. O controle de aceleração funciona para limitar a velocidade de rotação diminuindo os esforços mecânicos. As Figuras 5.10 e 5.11 ilustram esses sinais de controles.

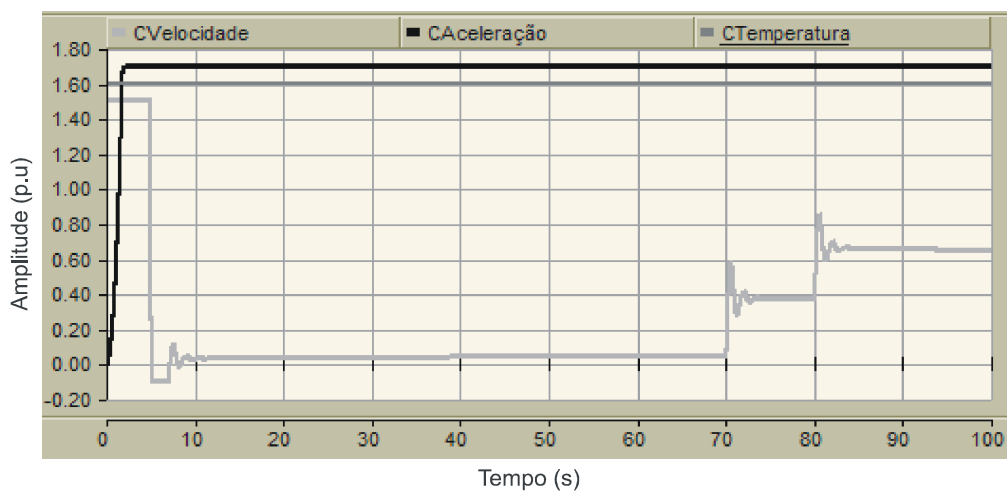


Figura 5.9 – Sinais de controle para uma variação de carga.

A Figura 5.10 mostra a atuação do controle de aceleração no sistema de modelagem da microturbina. Na partida, ele atua limitando a sobre-velocidade do rotor pois, somente uma ação integradora está habilitada. No intervalo de 0 a 2 s, ele atua predominantemente em relação aos controles, pois, ele terá o menor valor entre os controles de velocidade e temperatura, coordenando assim, o fluxo de combustível. Este controle pode ser suprimido da modelagem quando o sistema já esta em regime permanente, pois ele atua somente na partida da microturbina.

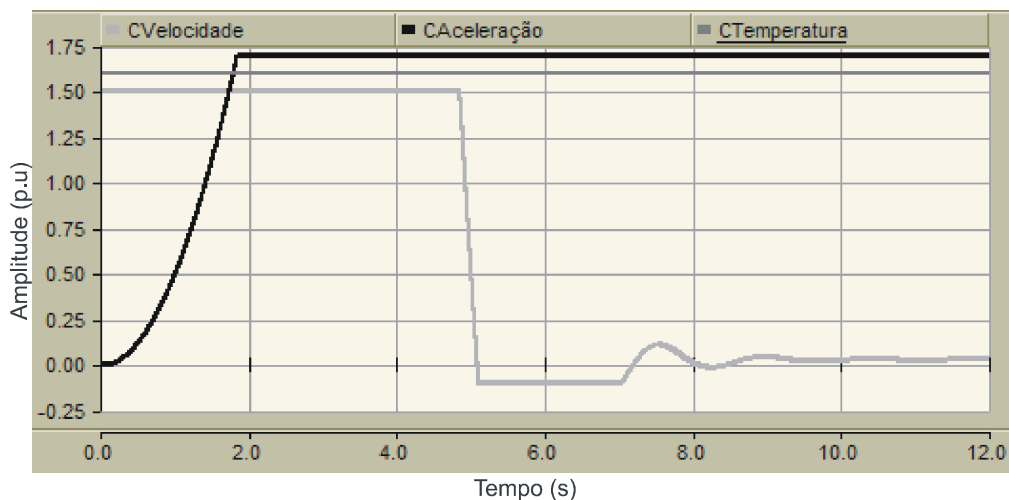


Figura 5.10 – Sinais de controle para partida da microturbina.

O sinal de VCE representa a quantidade de combustível necessária para a realização de uma determinada ação. Analisando a Figura 5.11, entre 0 e 2 s, o controle que tem prioridade de funcionamento é o de aceleração, ou seja, este sinal é o menor valor entre todos os sinais de controle que são impostos ao detector de valor mínimo. A partir de 2 s, o controle de velocidade, tem prioridade em relação aos outros controles. Até 70 s ele atua injetando a mínima quantidade de combustível para fazer girar o gerador, pois o sistema esta sem carga. Em 70 s ele atua sobre a condição de carga de 12 kW injetando mais combustível ao sistema, atuando novamente quando ocorrer a variação de mais 12 kW de carga, chegando a 0,65 p.u. Sendo assim, o controle de velocidade terá prioridade em relação aos outros controles, pois, os outros já estão saturados no seu valor máximo, permitindo o controle de velocidade atuar sobre as condições de cargas variadas. O controle de temperatura só atuará quando a temperatura do gás da câmara de combustão ficar maior que a temperatura de referência estipulada no projeto. Dessa forma, o controle torna-se negativo e terá prioridade em relação ao funcionamento dos outros controles, limitando assim, o torque e a velocidade da turbina.

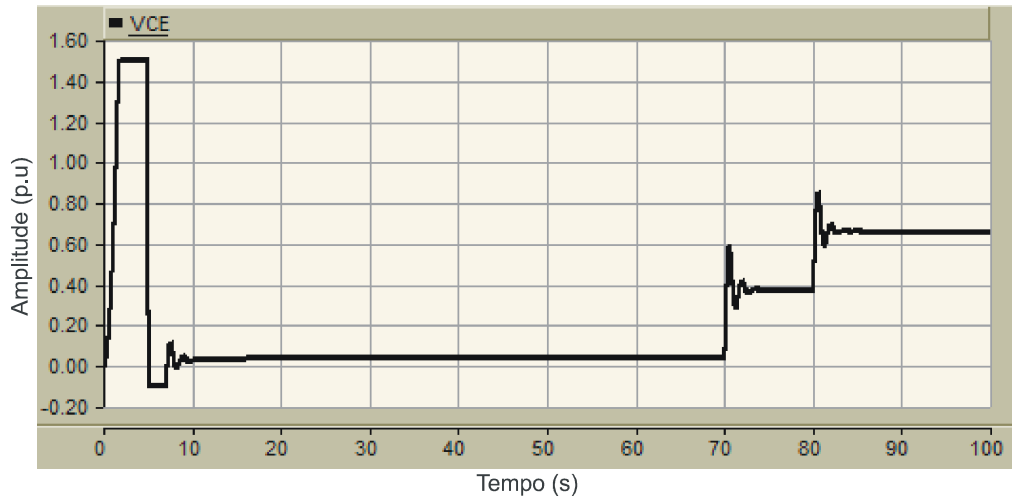


Figura 5.11 – Sinal de comando para o fluxo de combustível.

A Figura 5.12 ilustra o comportamento da potência de saída do gerador de ímãs permanentes. Os valores do eixo representam o valor da potência RMS na saída das fases do gerador. De 0 a 70 s é consumida a mínima potência 200 W, pois o gerador está operando a vazio. No intervalo de 70 a 80 s tem-se um consumo de 12 kW e a partir de 80 segundos o valor da potência ativa do gerador é de 24 kW. Os valores do eixo estão representados na escala de kW.

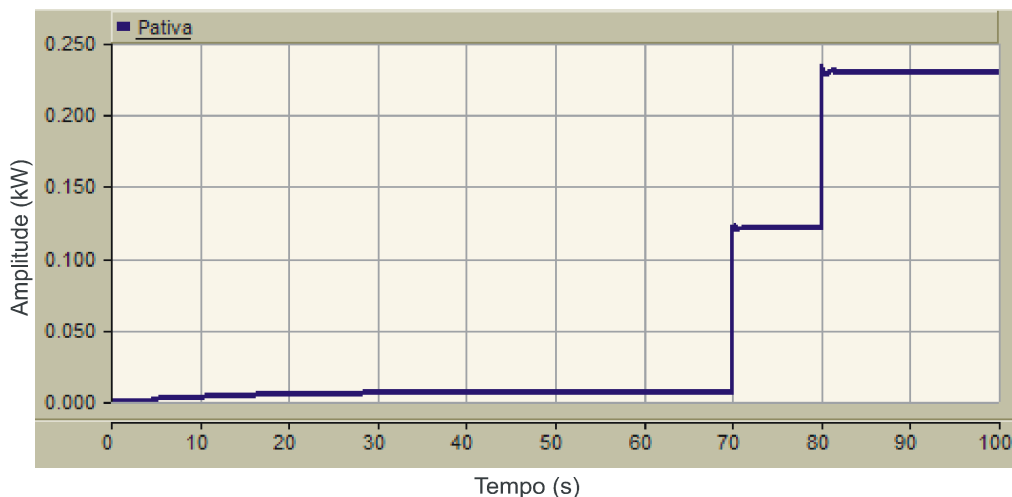


Figura 5.12 – Potência de saída do gerador síncrono de ímãs permanentes.

O comportamento da tensão na saída do gerador é ilustrado na Figura 5.13. O gerador consegue se estabilizar em 45 s, o qual é uma resposta adequada para partida da microturbina conforme *datasheet* da Capstone ®. De 45 a 70 s, o gerador que não esta alimentando

nenhuma carga está com uma tensão de 217 V. Após a inserção de uma carga de 12 kW, no intervalo de 70 a 80 s, tanto a velocidade de rotação quanto a tensão são reduzidas. Com isso, o torque da microturbina se reduz fornecendo mais corrente para a carga, a tensão neste intervalo fica em 215 V.

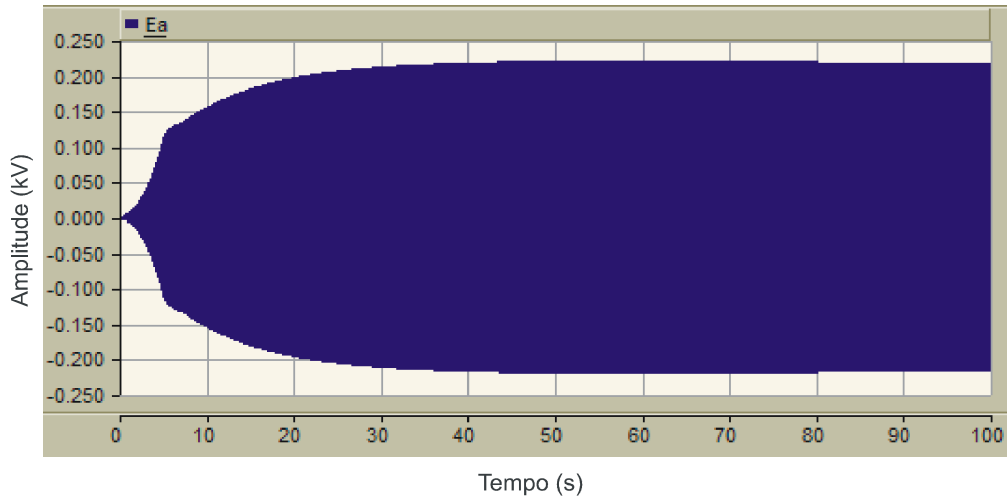


Figura 5.13 – Tensão de saída na fase A do gerador síncrono de ímãs permanentes.

A corrente na fase A é demonstrada na Figura 5.14. No intervalo de 0 a 70 s como o sistema está sem carga a corrente na fase A é zero. Quando é inserida a uma primeira carga, 70 a 80 segundos, a corrente fica em torno de 19 A chegando a 100% de incremento quando um segundo conjunto de cargas é inserido atingindo assim, uma corrente de 35 A..

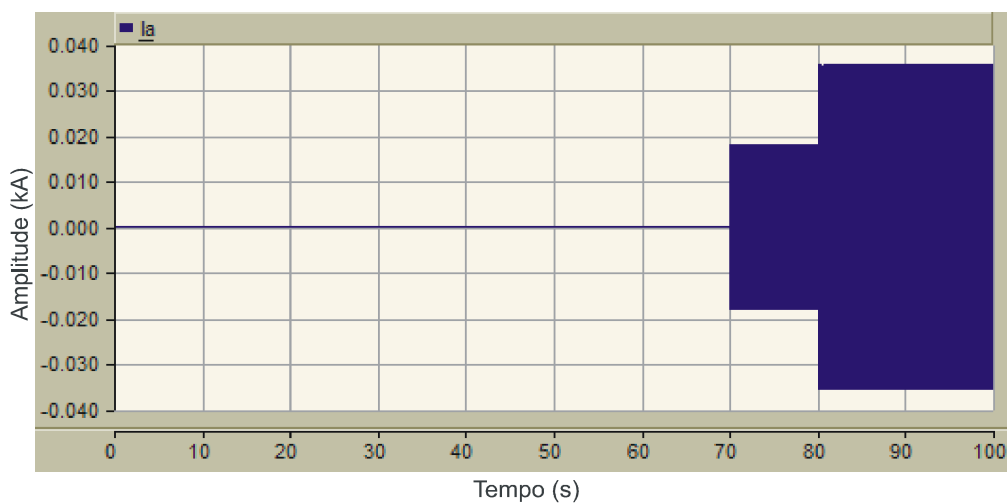


Figura 5.14 – Corrente do gerador na fase A do gerador síncrono de ímãs permanentes.

5.2 – Resposta do retificador trifásico PWM

Neste tópico serão abordados os resultados de simulação do retificador analisado no capítulo 3. A topologia adotada está demonstrada na Figura 3.1. Para esses resultados, o retificador de tensão PWM é conectado a uma fonte de tensão trifásica. As correntes trifásicas AC da fonte são controladas por um controlador por histerese três níveis baseado em vetores no espaço em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$, mostrado na Figura 3.10. Para as simulações serão adotados os valores da Tabela 5.2. Esta Tabela mostra os valores do controlador usado e os valores dos indutores e capacitores.

Tabela 5.2 – Valores do retificador trifásico.

Valores do retificador trifásico	
V_{in}	220 V
ω_{ne}	120
C_o	4400 μF
ξ_e	0.707
L	535mH
Kp	0.0261
Ti	0.078

Dentre as variáveis elétricas analisadas, tem-se o comportamento das tensões e correntes de entrada. A dinâmica de funcionamento das transformações das coordenadas ABC para as coordenadas $\alpha\beta$ para as tensões e correntes de entrada, como também, o comportamento dos controladores que estão na transformada d-q são descritos nas Figuras a seguir. É analisado também o comportamento da tensão no barramento DC em seus regimes transitórios e permanentes. Logo, para os resultados será adotada uma fonte de tensão de 220 V, a tensão do barramento de 450 V e para testar a resposta do sistema é variada a potência do retificador de 11 kW para 22 kW. A simulação tem um tempo de 10 segundo sendo que após transcorridos 5 s ocorre a variação de carga.

A Figura 5.4 ilustra a tensão das três fases de entrada do retificador trifásico. Estas tensões têm uma amplitude de 217 V e defasadas 120° entre si em uma frequência de 1200 Hz.

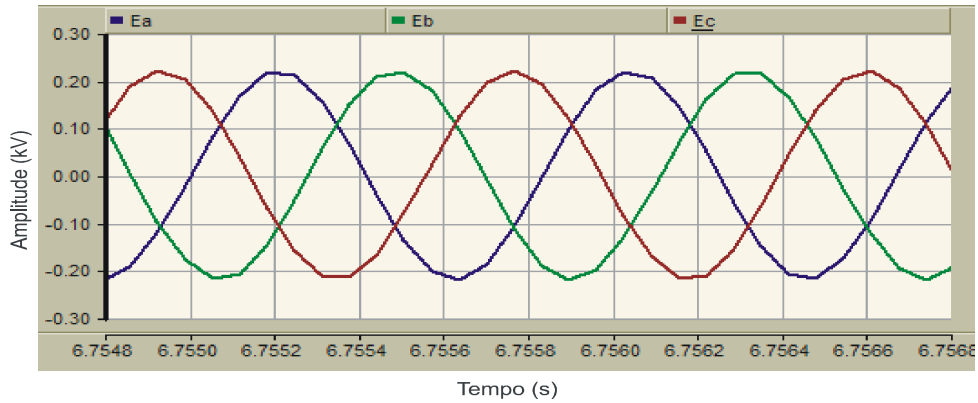


Figura 5.15 – Tensões de entrada do retificador trifásico.

A transformação das tensões de coordenadas a,b,c para coordenadas $\alpha\beta$ é mostrada na Figura 5.16. Esta transformação faz com que o sistema trifásico seja convertido para um sistema de dois vetores ortogonais e estacionários. Nesta transformação a tensão de fase A fica em fase com a tensão na coordenada α e o vetor de tensão da coordenada β fica defasado 90° em relação à fase α .

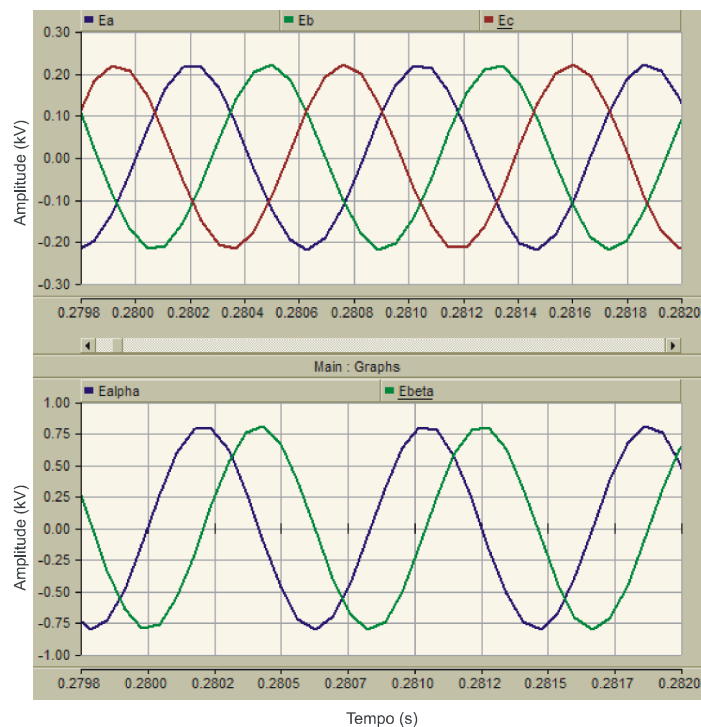


Figura 5.16 – Transformação das tensões de entrada em coordenadas $\alpha\beta$.

As correntes de entradas senoidais são mostradas nas Figuras 5.17 e 5.18. Na Figura 5.17 é demonstrado o comportamento das correntes nos indutores no momento em que tem

uma carga de 11 kW na saída do retificador, com uma corrente de pico por fase de aproximadamente 19 A e para uma corrente de carga de 25 A. Já na Figura 5.18 são apresentadas as correntes de saída do gerador para uma potência de carga de 22 kW na saída do retificador, onde se tem uma corrente de pico de fase de 35 A para uma corrente de 48 A na carga.

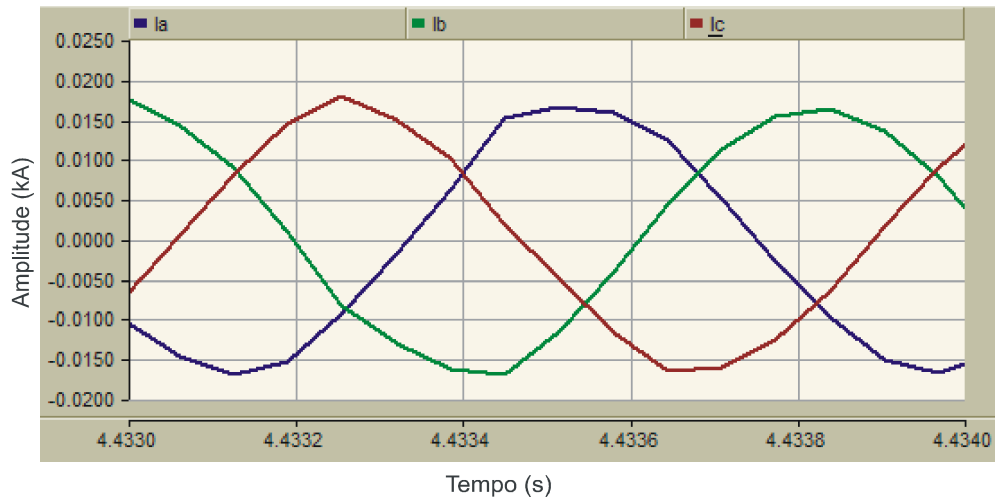


Figura 5.17 – Correntes de entrada do retificador para uma carga de 11 kW.

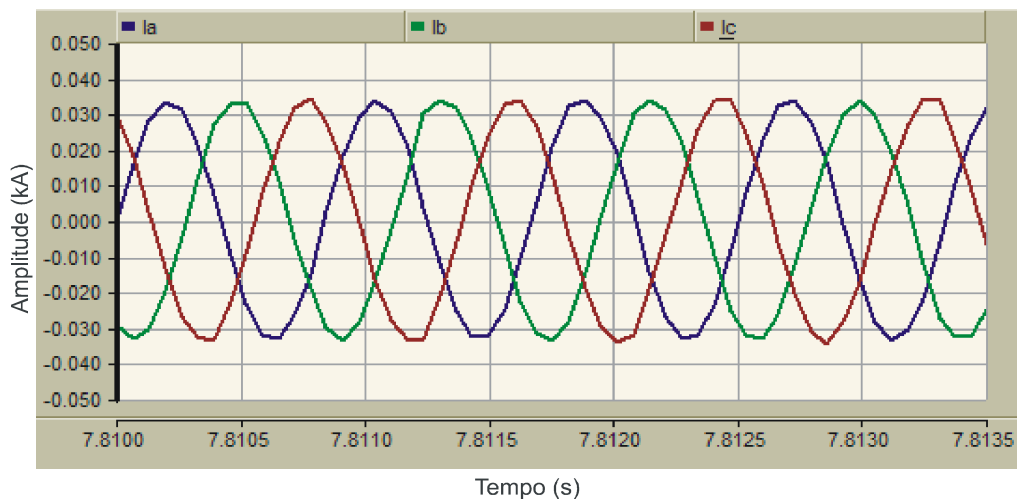


Figura 5.18 – Correntes de entrada do retificador para uma carga de 22 kW.

A transformação das correntes de coordenadas a,b,c para coordenadas $\alpha\beta$ é mostrada na Figura 5.19. Esta transformação faz as correntes de entradas do retificador que estão em um sistema trifásico seja convertido para um sistema de dois vetores ortogonais e estacionários. Nesta transformação a corrente na fase A fica em fase com a tensão na

coordenada α e o vetor de corrente da coordenada β fica defasado atrasado 90° em relação a fase α .

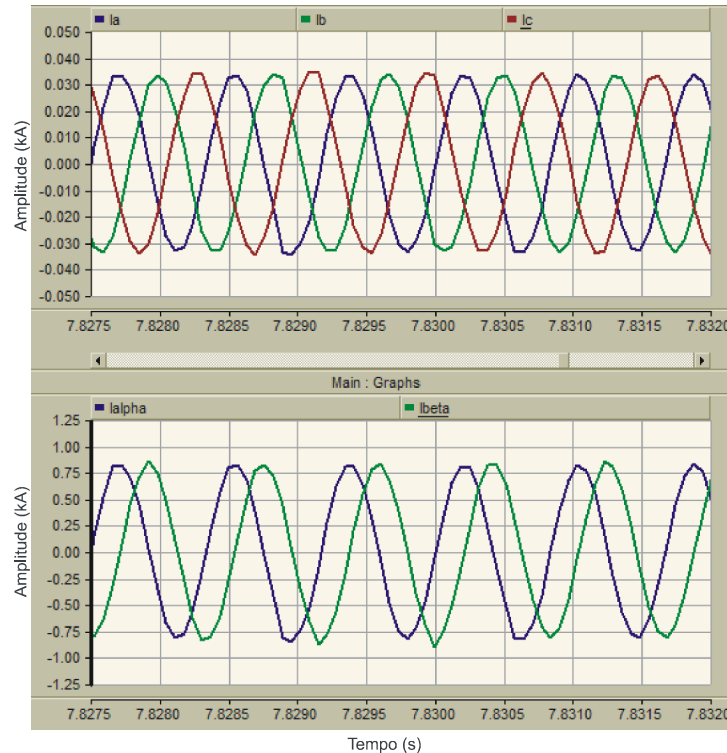


Figura 5.19 - Transformação das correntes de entrada em coordenadas $\alpha\beta$.

Um controlador PI é utilizado para conseguir uma corrente de entrada do retificador tenha um comportamento senoidal e em fase com a tensão, fator de potência elevado, conseguindo uma tensão no barramento DC controlada em 450 V. A tensão do link DC é regulada por um controlador PI de forma que a saída do controlador gere a referência de corrente ativa i_d^* . Como fator de potência unitário é sempre um requisito importante, a componente da corrente reativa i_q^* seguirá uma referência nula. Este resultado é demonstrado na Figura 5.20.

Para uma potência de 11 kW, entre 0 e 5 s, a componente de corrente ativa possui valor de 0,4 p.u. Em 5 segundos a carga é incrementada para 22 kW fazendo com que a referência de corrente salte para 0,83. p.u.

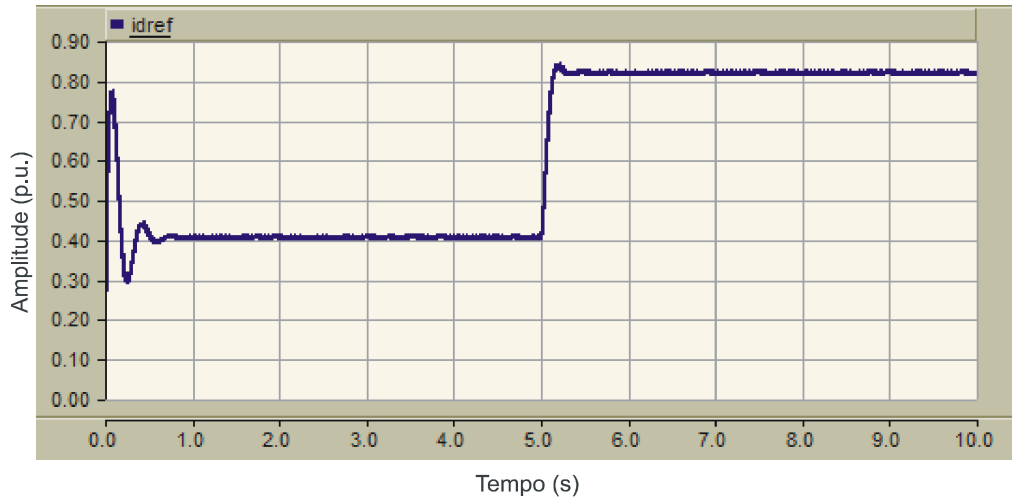


Figura 5.20 – Sinal de Corrente ativa na variação de carga.

Ao aproximar o sinal de controle da corrente ativa quando ocorre a variação de carga de 11 kW para 22 kW em tempo igual a 5 segundos, observa-se que o sistema tem um *overshoot* de 5 % alcançado o regime permanente em 0,4 segundos após a variação de carga.

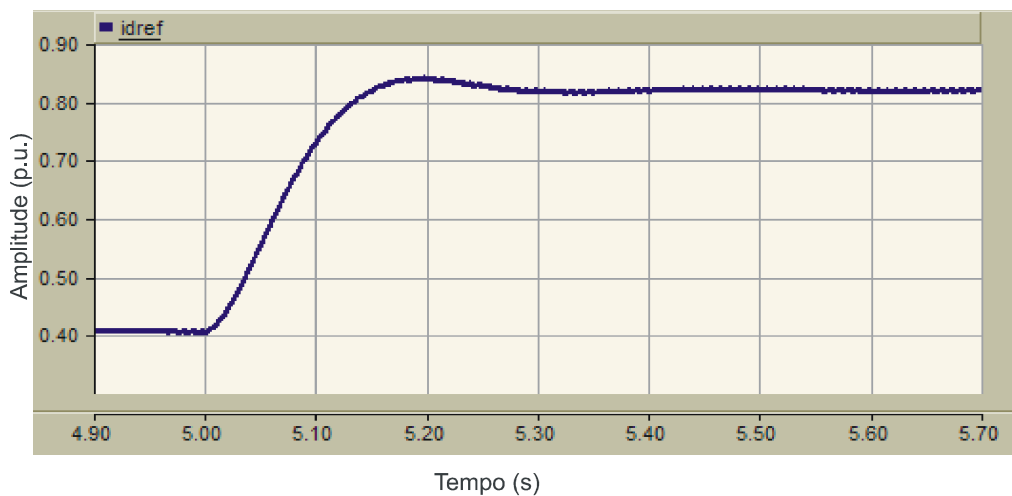


Figura 5.21 – Aproximação do sinal de controle da corrente ativa na variação de carga.

Como é usado um controlador por histerese três níveis, no qual o sinal de entrada é baseado em coordenadas $\alpha\beta$, é necessário transformar as referências de corrente ativa e reativa que estão em coordenadas dq para coordenadas $\alpha\beta$. Para isto é usada a transformada Park. Esta transformação pode ser visualizada na Figura 5.22, cujo sinal de referência gerado por essa transformação servirá de comparação com a corrente medida em coordenada $\alpha\beta$. Na

Figura 5.22 esta sendo mostrado os valores de referência de corrente e as correntes simulada nos indutores no intervalo que a potência é de 22 kW.

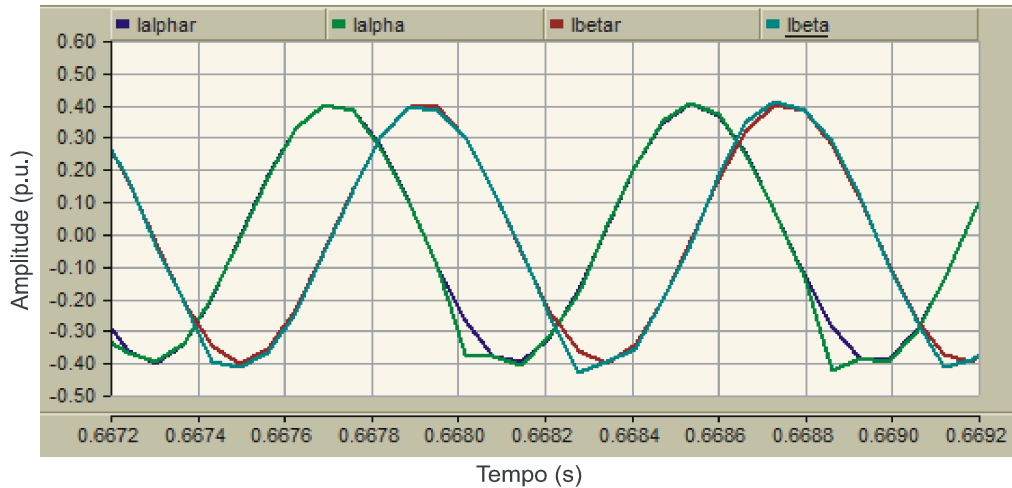


Figura 5.22 – Correntes de referência e medidas dos indutores do retificador.

Na Figura 5.23 é mostrada a tensão e corrente na fase A do retificador trifásico. A partir do controles adotados de corrente ativa e usando uma referência de corrente nula para as correntes de referência reativa, consegue-se um uma forma de onda de corrente senoidal com elevado de fator de potência. As amplitudes mostram uma tensão com 220 V de pico e uma corrente em fase com amplitude de 39 A.

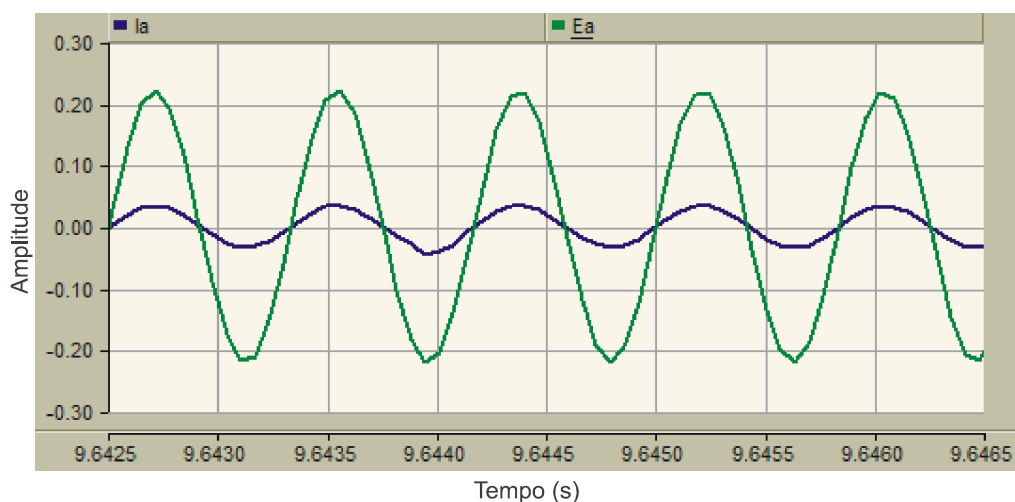


Figura 5.23 – Tensão e correntes medidas no retificador trifásico.

O comportamento da tensão do link DC é mostrado na Figura 5.24. O controle de tensão é ajustado para regular a tensão em 450 V. De 0 a 5 s, o retificador alimenta uma carga de 11 kW tendo uma oscilação de aproximadamente ± 5 V. De 5 a 10 segundos o retificador alimenta uma carga de 22 kW, mantendo a tensão em 450 V, a oscilação nessa faixa de tempo é ± 10 V.

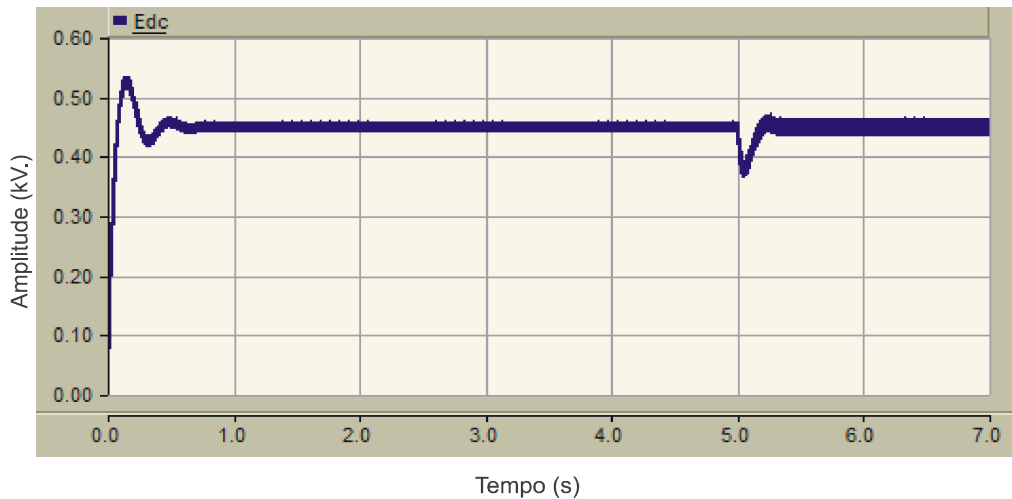


Figura 5.24 – Tensão no barramento DC do retificador.

Aproximando a tensão no momento da variação de carga nota-se que a tensão cai a 370 V no momento da variação de carga e entra em regime permanente após 0,4 s da variação de carga.

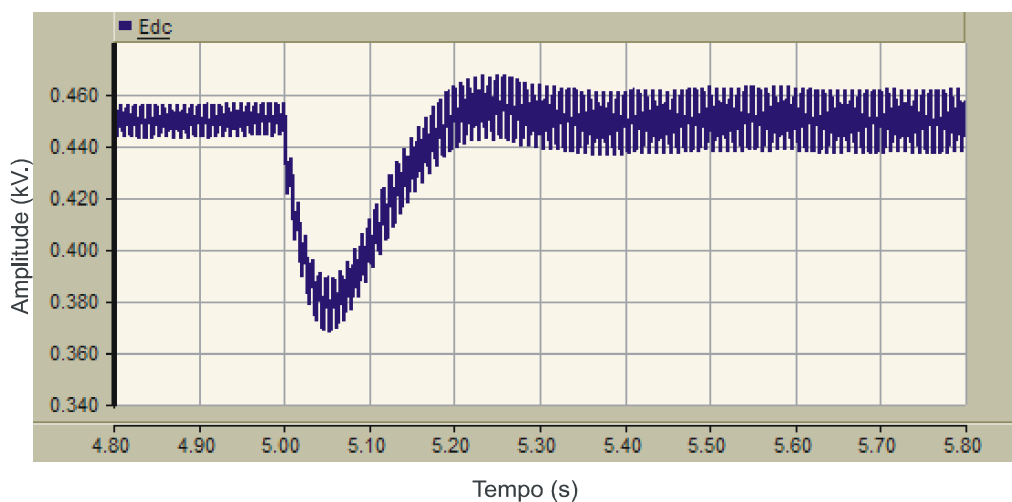


Figura 5.25 – Tensão aproximada no momento da variação de carga.

Adotando o comportamento da corrente do inversor multinível na entrada de maior potência, entrada que esta conectada a microturbina. Nota-se uma forma de onda de corrente é comutada em 120 Hz. Para a simulação e cálculo do capacitor de saída do retificador foi adotado um chaveamento de carga em 120 Hz com razão cíclica de 0,75, o qual se aproxima do comportamento da corrente real da corrente de entrada do multinível, como pode ser visualizado na Figura 5.26.

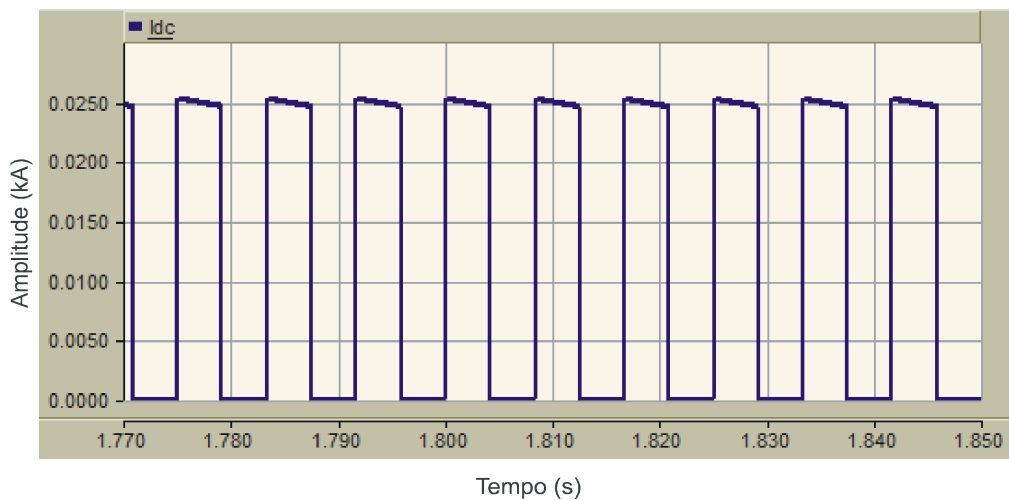


Figura 5.26 – Corrente chaveada na saída do retificador trifásico.

5.3 – Resposta do inversor multinível assimétrico na configuração (1:3:9)

Diversos circuitos de inversores multiníveis têm sido desenvolvidos nos últimos anos, principalmente para aplicações de alta potência em média e alta tensão/corrente. Isto acontece devido sua propriedade de operar com elevados níveis de potência. Outra característica importante a ser mencionada é a possibilidade de sintetizar formas de onda com reduzido conteúdo harmônico quando comparadas com as formas de onda obtidas com as topologias de inversores de dois níveis. Nos inversores multiníveis, a distorção harmônica total das tensões de saída diminui quando o número de níveis aumenta. Entretanto, o número de dispositivos de potência também aumenta, adicionando complexidade e, em muitos casos, custo a todo o sistema.

Para diminuir o número de semicondutores nos inversores multiníveis surgiu os conversores multiníveis assimétricos, que apresentam ao menos uma célula operando com níveis de tensão diferente das demais células. Estes conversores conseguem sintetizar formas de onda com um maior número de níveis, minimizando assim a THD das tensões de saída,

com um número menor de dispositivos de potência. Outro a ser considerado é que a configuração multinível permite uma integração de fontes de geração distribuída em suas células. Logo, neste tópico é utilizado um circuito do inversor multinível trinário. O circuito é composto por três células *H-bridge* conectadas em série numa configuração 1:3:9. Cada célula é composta por 4 chaves. No módulo de menor tensão e potência temos uma tensão de 50 V, no módulo intermediário temos uma tensão de 150 V e no módulo de maior tensão e potência temos uma tensão de 450 V. Assim, temos um somatório de tensão de fase de pico de 650 V. Será utilizada uma modulação híbrida, que utiliza a síntese de formas de onda quase quadradas nos módulos de maior potência e no módulo de menor potência utiliza uma modulação PWM.

O sistema multinível é conectado a rede através de um circuito de sincronismo utilizando um PLL. É adotado um controle de corrente que injeta uma corrente fixa de 50 A de pico na carga ou na rede. Para facilitar a observação da dinâmica de funcionamento do inversor multinível é adotado para simulações um circuito multinível assimétrico monofásico onde, para o funcionamento do inversor trifásico se altera somente as referências de correntes defasadas 120° . O diagrama de funcionamento do circuito multinível, sincronismo e controle, está detalhado no capítulo 4.

A tensão saída do inversor multinível é ilustrada na Figura 5.27. Onde, a tensão de 650 V em 27 níveis em uma frequência de 60 Hz é observada. A forma de onda apresenta quase todos os seus níveis modulados em alta frequência, com exceção das trocas de níveis apresentados no capítulo 4.

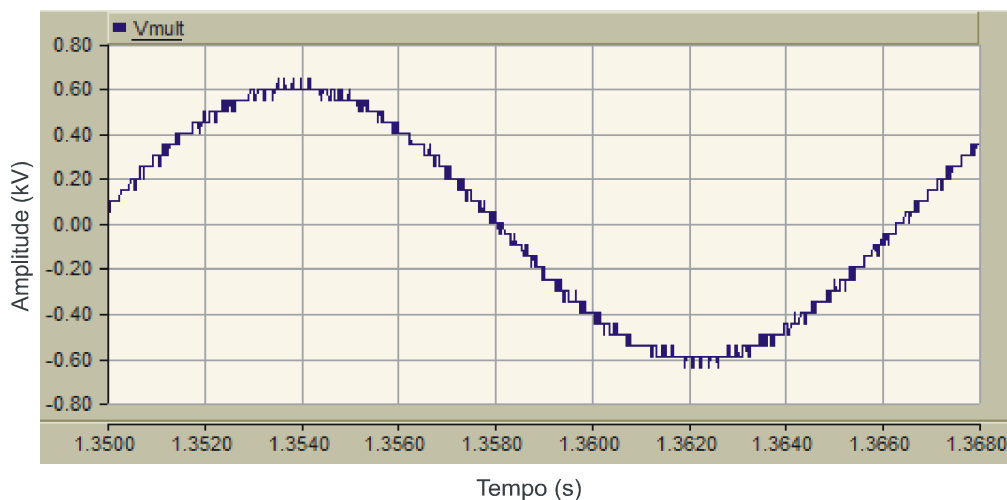


Figura 5.27 – Tensão de saída do inversor multinível assimétrico.

Para filtrar essa tensão é utilizado um filtro RL. Para o R_{inv} foi estipulado uma resistência de 0.05Ω e para o L_{inv} foi adotado 0.00385 H . A corrente de saída do inversor multinível é mostrada na Figura 5.28. O controle de corrente deste inversor, mostrado no tópico 4.6, estabelece uma corrente em 50 A em 60 Hz .

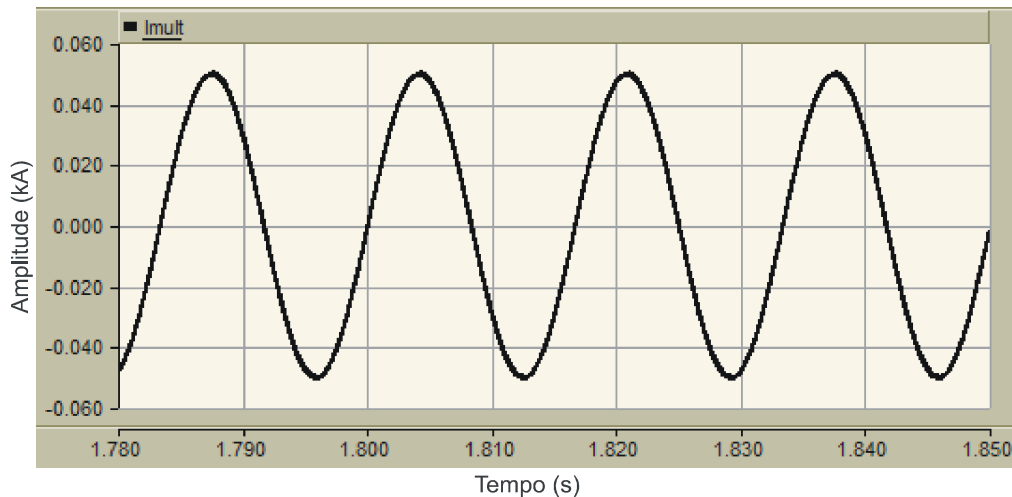


Figura 5.28 – Corrente de saída do inversor multinível.

Na Figura 5.29 é mostrada a corrente de referência do controle do inversor. Este controlador é mostrado no tópico 4.6, onde a partir uma referência de 5 p.u. , e um ganho de do sensor de corrente, medida no indutor de filtro, de 0.1 , consegue-se uma corrente de saída do inversor multinível de 50 A .

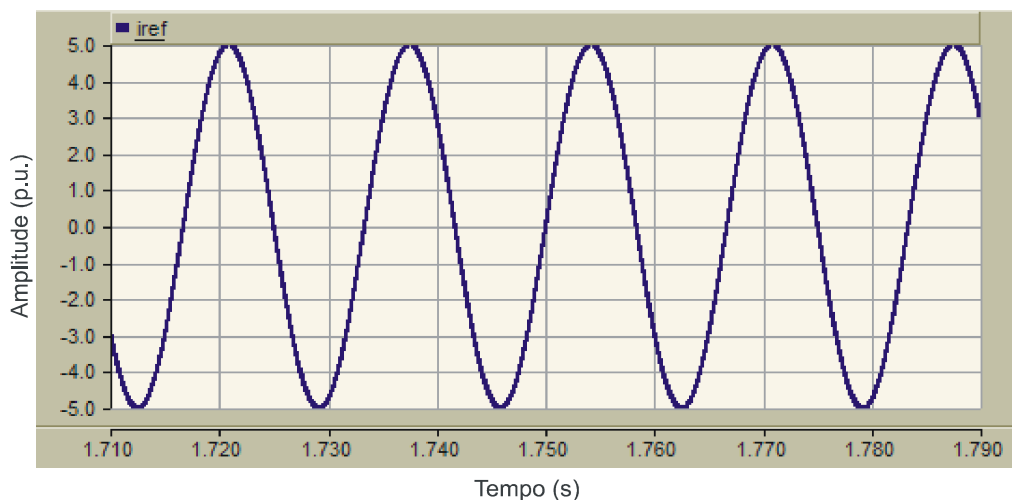


Figura 5.29 – Corrente de referência para o controle de corrente de saída do inversor multinível.

A tensão da fonte representando a rede de distribuição esta sendo mostrada na Figura 5.30. Esta tensão tem amplitude de 550 V em 60 Hz. Esta tensão deve ser menor que a tensão do inversor multinível para haver fluxo de potência entre o inversor e a rede de distribuição. Como o inversor esta em paralelo com a rede a tensão na carga e a do inversor multinível estão sincronizadas com a mesma amplitude da tensão da rede.

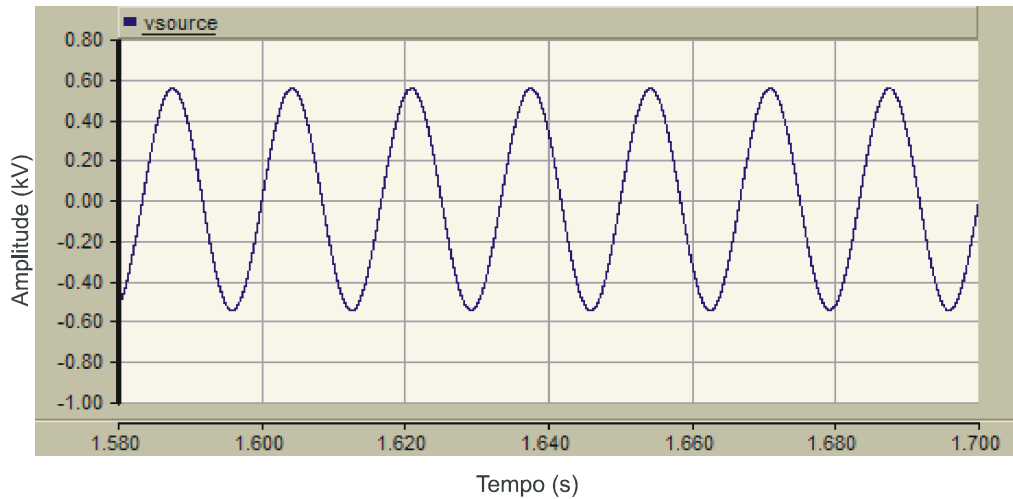


Figura 5.30 – Tensão da rede de distribuição.

O sinal proveniente do controle de corrente que entra no sistema de modulação da síntese de formas de onda quase-quadradas é mostrado na Figura 5.31. Este sinal definirá a amplitude da tensão do inversor multinível em relação à carga que ele necessita gerar.

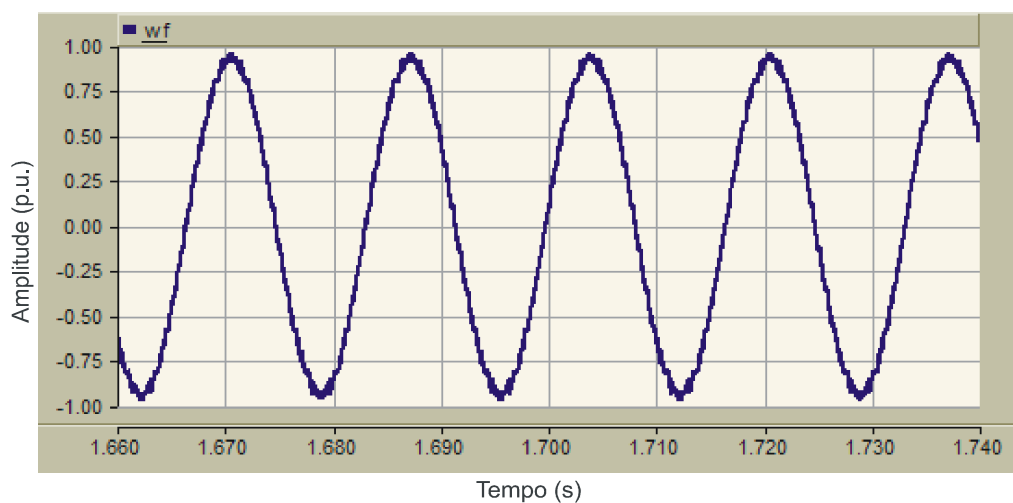


Figura 5.31 – Sinal de controle para o sistema de modulação de síntese de formas de onda quase-quadradas.

O comportamento da corrente do inversor multinível na entrada de maior potência, entrada que está localizada a microturbina é mostrada na Figura 5.32. Nota-se uma forma de onda de corrente é chaveada em 120 Hz, com razão cíclica de 0,75. Isso se deve ao fato da célula de maior potência comutar apenas duas vezes em um período de tensão da rede.

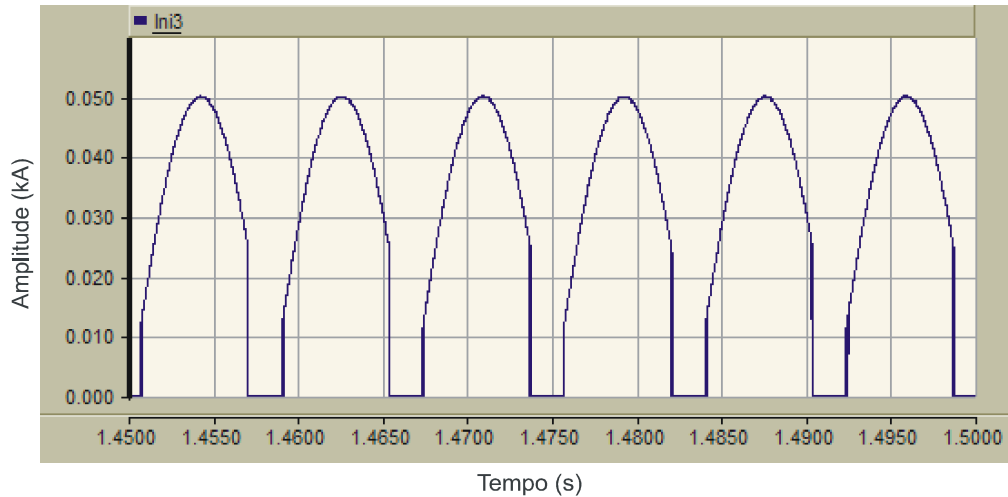


Figura 5.32 – Corrente de entrada na célula de maior potência.

As tensões de referência e de saída das três células *H-bridge* é mostrada na Figura 5.33, estes sinais compõem uma fase de um inversor híbrido trinário. A Figura mostra as tensões de saída e de referência da terceira célula (maior tensão/maior potência) e da segunda célula, que operam em baixa frequência e da primeira célula (menor potência e tensão) modulada em alta frequência. Nessa configuração, os interruptores da célula de maior potência comutam apenas duas vezes em um período do sinal de referência, enquanto que os interruptores da segunda célula comutam dez vezes nesse período. Já na célula de menor potência o sinal de referência e a tensão de saída são modulados em alta frequência.

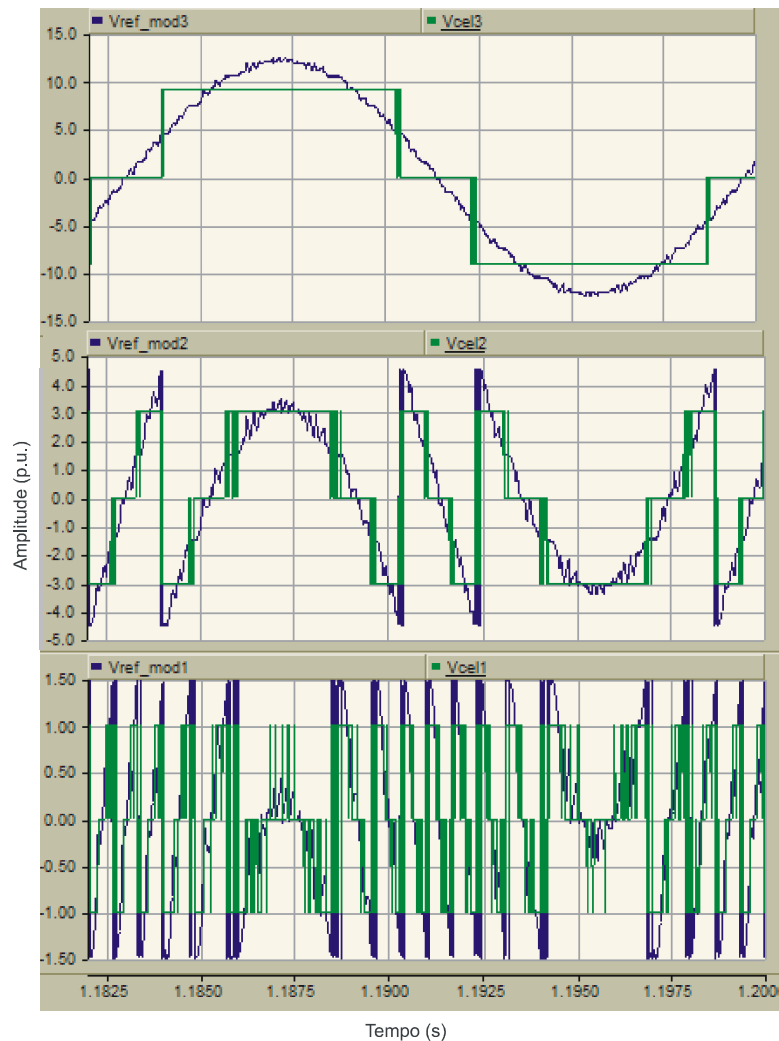


Figura 5.33 – Sinais de referência e de modulação para as três células trinárias.

Da Figura 5.34 a 5.38 é mostrado o comportamento das correntes de carga, fonte e do inversor. Para a simulação das correntes foram adotadas três hipóteses. No intervalo de 0 a 0,5 s o inversor não está conectado a carga e a fonte. Entre 0,5 a 3 s é inserido o inversor multinível para alimentar a carga com uma corrente fixa de 50 A. Este intervalo de 0,5 a 3 é dividido em 3 subintervalos. De 0,5 a 1 s é inserido o inversor para alimentar uma carga menor que 50 A. De 1 a 2 s o inversor continua alimentando uma carga menor que a sua capacidade. A partir de 3 segundos a carga é maior que a corrente do inversor multinível. A Figura 5.34 ilustra essas etapas de funcionamento.

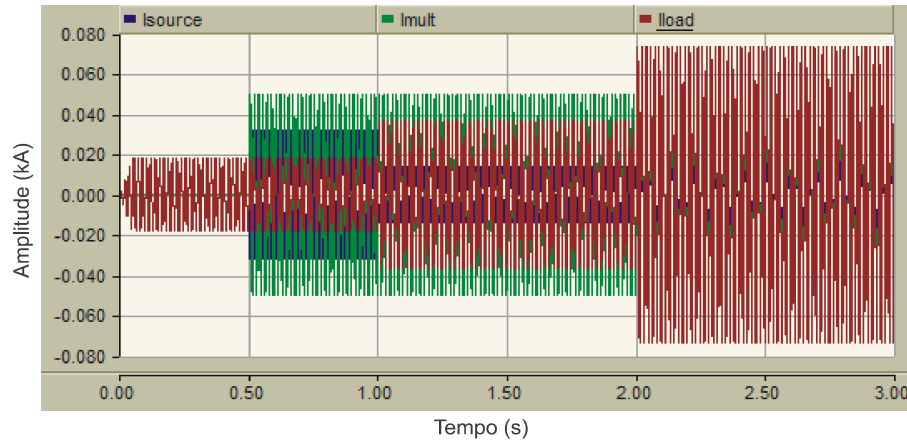


Figura 5.34 – Corrente da fonte, inversor e carga.

Um padrão de cores é adotado para as outras Figuras a seguir. Em preto está representado a corrente na fonte, em cinza escura a corrente do multinível e em cinza claro a corrente de carga. A Figura 5.35 mostra o comportamento das correntes da fonte, inversor e da carga no tempo de 0 a 0,5 s. Nota-se na Figura que a carga está sendo alimentada somente pela fonte, visto que, o inversor não está conectado a carga e a fonte. A carga atinge uma corrente de 19 A e entra em regime permanente em 0,05 s.

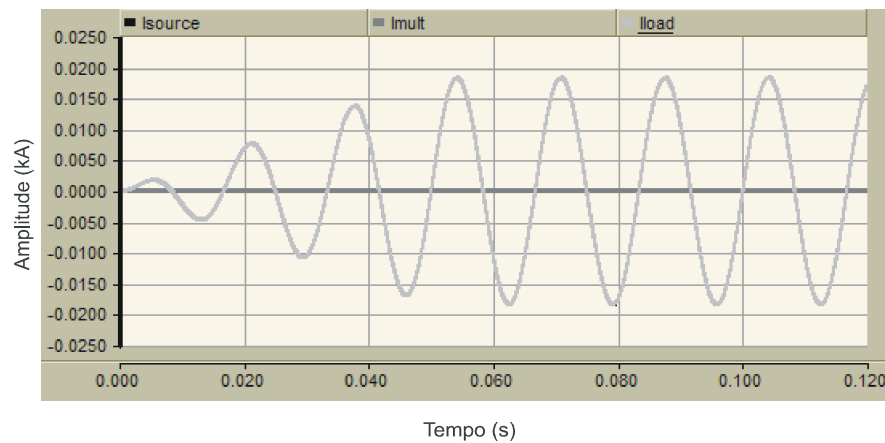


Figura 5.35 – Correntes da fonte, multinível e carga no período de 0 a 0,5 segundos.

O comportamento das correntes no intervalo de 1 a 2 s é mostrado na Figura 5.36. Neste intervalo a corrente do multinível é maior que a corrente de carga. Quando isso acontece a corrente do multinível que está programada para ser 50 A alimenta a carga e o excesso vai para a rede.

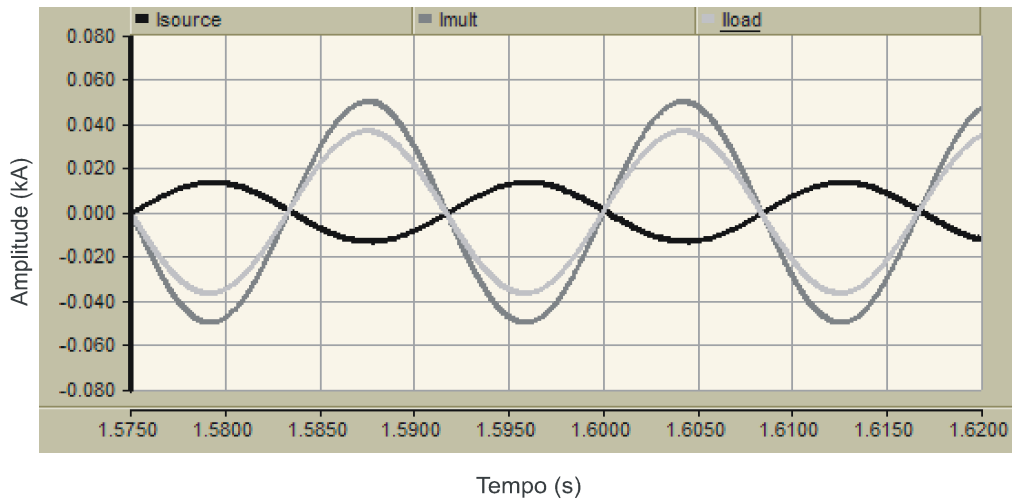


Figura 5.36 - Correntes da fonte, multinível e carga no período de 1 a 2 segundos.

No intervalo de 2 a 3 s, a corrente de carga atinge 75 A, sendo assim, a corrente de carga fica maior que a corrente do inversor que está estipulada em 50 A. Nestes casos, o inversor alimenta a carga na sua corrente máxima e o que falta para alimentar a carga é fornecido pela rede de distribuição.

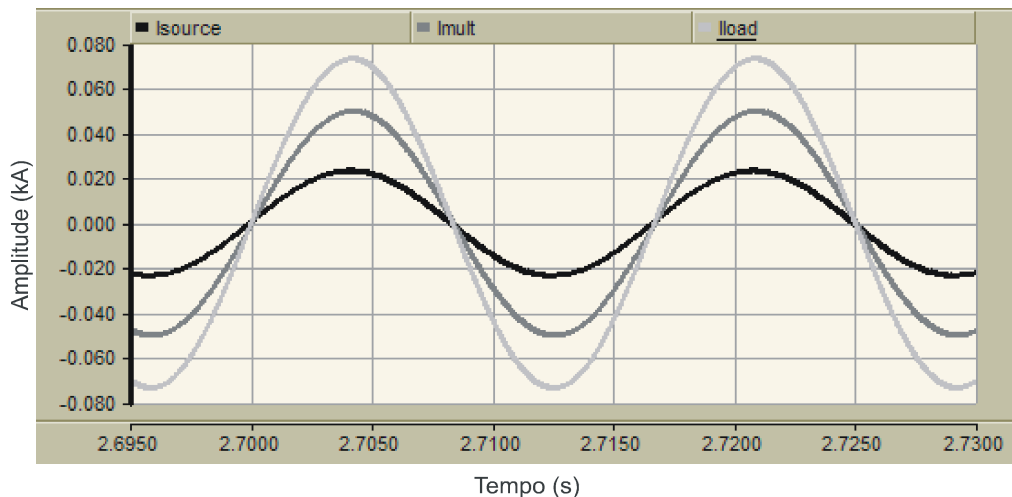


Figura 5.37 - Correntes da fonte, multinível e carga no período de 2 a 3 segundos.

Para fazer o sincronismo com a rede é adotado um circuito PLL que está descrito no capítulo 4. A Figura 5.38 mostra a tensão da rede na fase A, junto com uma tensão de referência $\sin \theta$ gerado pelo PLL. O sistema consegue um sincronismo perfeito em aproximadamente 0,05 s.

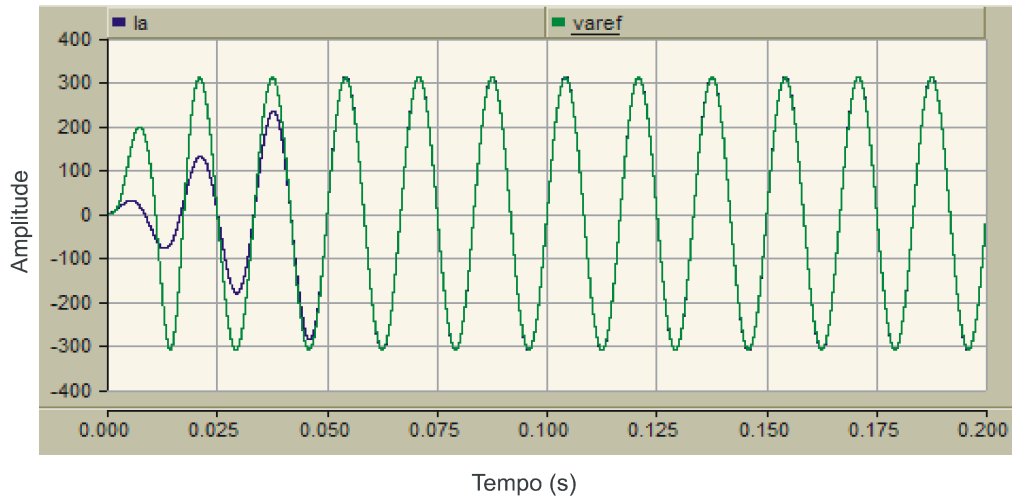


Figura 5.38 - Tensão na fase A e corrente de referência gerada pelo PLL.

A Figura 5.39 mostra o comportamento da tensão no eixo-d (V_{de}). Este é o sinal da transformada ($\alpha\beta - dq$) das tensões de entrada. Comparando-se este sinal com uma referência zero origina o erro que passara pelo controle PI do filtro PLL. Quando o V_{de} atinge o valor zero o sistema esta em sincronia perfeita com a tensão gerada pela rede e adequado para conectar o inversor a rede.

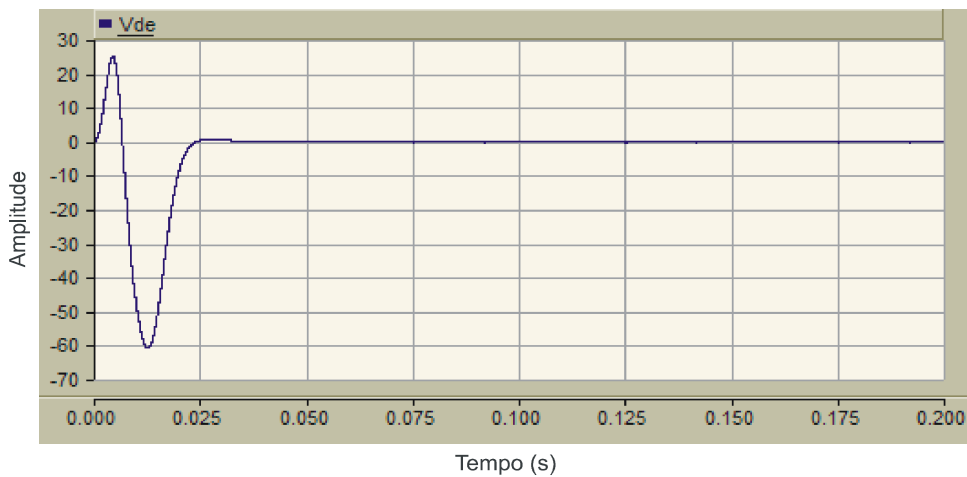


Figura 5.39 - Tensão transformada em coordenadas dq.

O sinal gerado pelo filtro PI do PLL passa por um oscilador controlado por tensão para gerar o ângulo θ . Este circuito é composto por um integrador com *reset*, onde ele zera cada vez que chega a 360° .

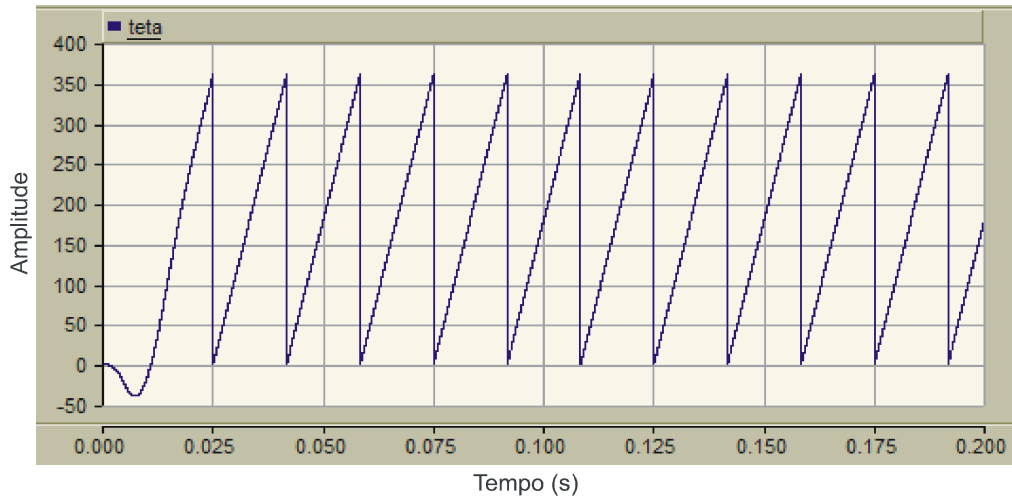


Figura 5.40 – Geração do ângulo θ para sincronismo da corrente com a rede.

5.4 – Resposta do sistema integrado microturbina-retificado-inversor

Neste tópico serão apresentados dois modelos de simulação. Primeiramente será mostrado o comportamento do sistema microturbina-gerador-retificador. Realiza-se a variação de carga na saída do barramento DC do retificador. As simulações têm um intervalo de tempo de 100 segundos. De 0 a 50 s é o tempo que a microturbina está em uma condição de sem carga. De 50 a 70 é adicionada uma carga de 11 kW, e de 70 a 100 são inseridos outros 11 kW no sistema totalizando 22 kW. Aborda-se então o comportamento dos sinais de controle da velocidade e torque, tensão e corrente na saída do gerador e sinais de controle do retificador.

As Figuras 5.41 e 5.42 mostram o comportamento da velocidade da microturbina com a variação de carga na saída do retificador. O gerador atinge a frequência de rotação nominal (regime permanente) em 10 s e apresenta uma oscilação de 10% na partida.

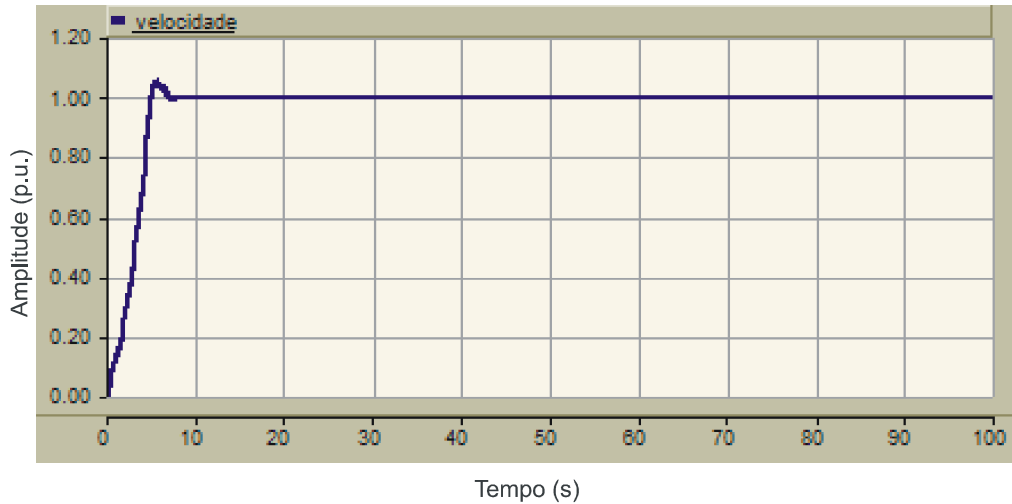


Figura 5.41 – Velocidade em p.u. do gerador síncrono de ímãs permanentes.

A velocidade de rotação do gerador no momento da variação de carga é ilustrada na Figura 5.42. O gerador na condição inicial parte de 1197 Hz. Quando é inserida uma carga de 11 kW na saída do gerador a velocidade decresce para 1196 Hz. O sistema oscilará durante 3 s antes de entrar em regime permanente. Em 70 s é inserido mais 11 kW e a velocidade do gerador decresce para 1195 Hz, alcançando o regime permanente em 5 s.

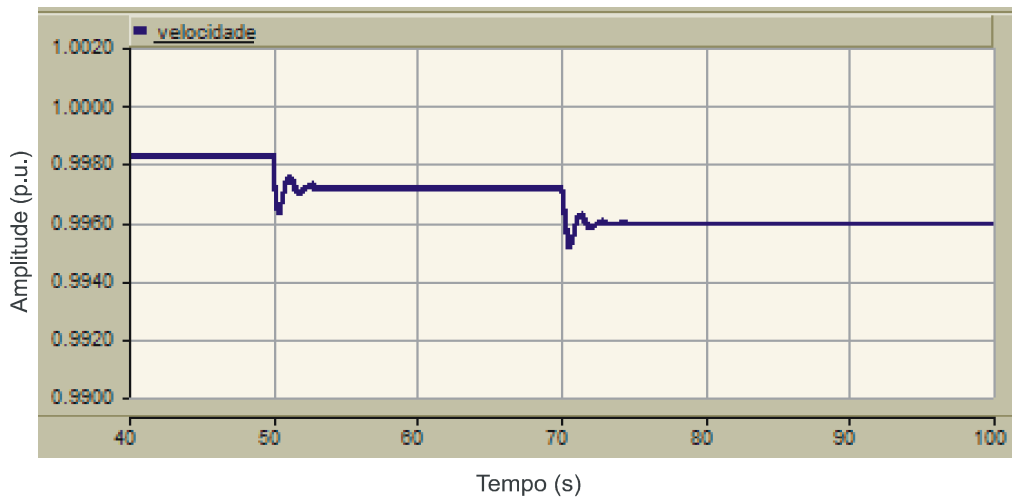


Figura 5.42 – Aproximação no momento da variação de carga da velocidade do gerador.

O sinal do torque da microturbina é mostrado na Figura 5.43. Em 50 s o torque é de 0,58 p.u.. Em 70 s é inserido no sistema mais 11 kW e o torque atinge o valor de 0,83 p.u.

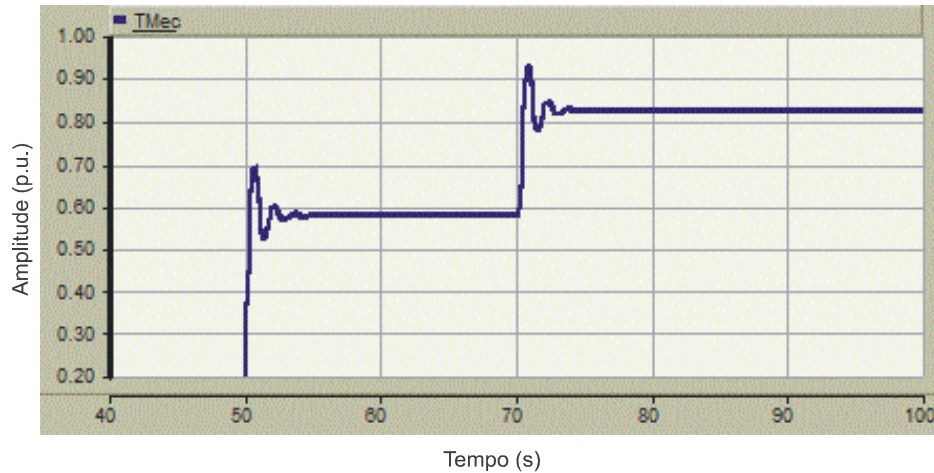


Figura 5.43 – Sinal do torque mecânico da modelagem da microturbina.

O sinal aproximado do torque na variação de sem carga para uma carga de 11 kW é mostrado na Figura 5.44. Nota-se pela Figura que o sinal tem uma oscilação de 10% e entra em regime permanente após 6 s da conexão da carga.

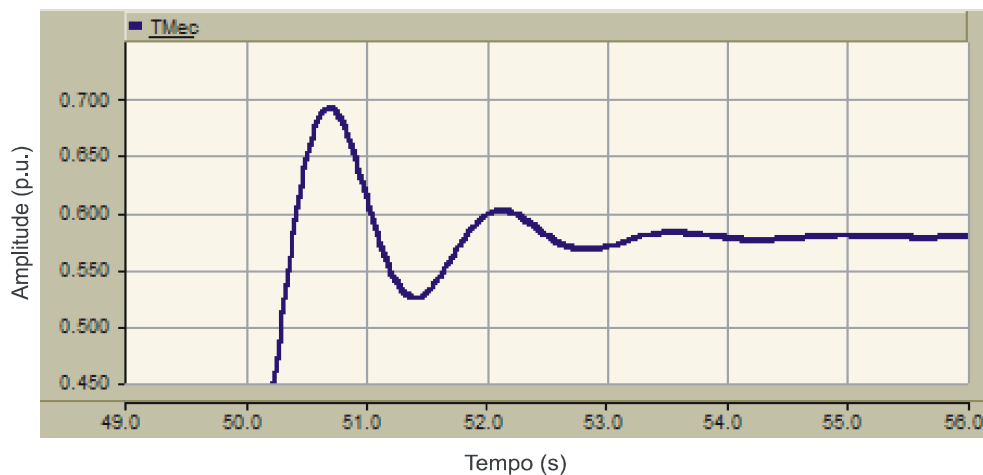


Figura 5.44 – Aproximação do sinal de torque para uma carga de 11 kW.

A Figura 5.45 mostra o comportamento das tensões e correntes na entrada do retificador com a variação de carga na saída do mesmo. No intervalo de 0 a 50 s o gerador opera a vazio e, portanto, o retificador não está conectado ao gerador. De 50 a 70 s, quando se adiciona uma carga de 11 kW no retificador a tensão que era 260 V nominal do gerador cai para 227 V e a corrente vai para 29 A. No terceiro intervalo de 70 a 100 s quando é adicionado mais 11 kW a tensão cai para 220 V e a corrente sobe para 40 A. A tensão

decrece, pois para injetar mais corrente na carga o controle de velocidade aumenta o torque da microturbina e diminui a velocidade de rotação do gerador.

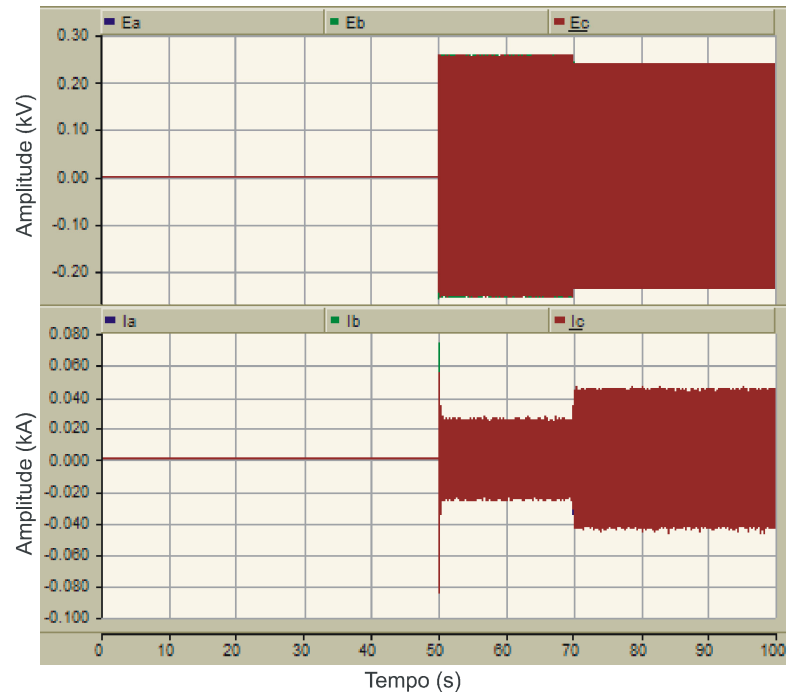


Figura 5.45 – Tensão e correntes na entrada do retificador trifásico.

As Figuras 5.46 e 5.47 representam o sinal de controle para referência de corrente ativa. O sinal de referência de corrente ativa i_d é mostrado na Figura 5.46. Lembrando que para se obter fator de potência unitário a referência de potência reativa deve ser zero. O sistema de controle somente será habilitado no tempo de 50 s. Quando a carga é 11 kW a referência de corrente é 0,3 p.u. Subindo a carga para 22 kW a referência de corrente ativa fica em 0,73 p.u.

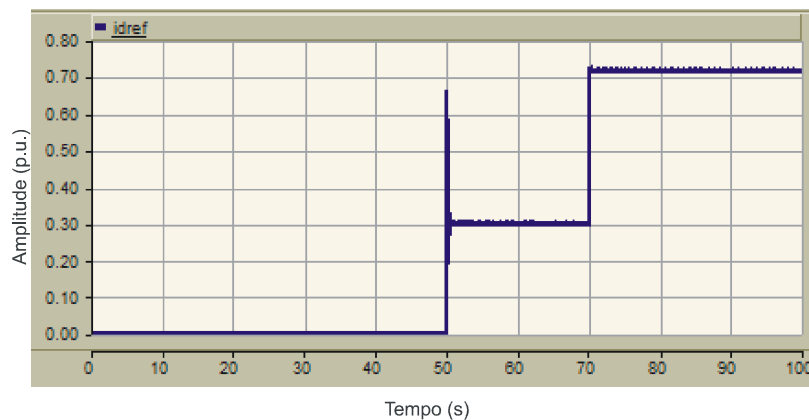


Figura 5.46 – Geração do sinal de referência de corrente ativa.

A aproximação do sinal de referência de controle de corrente ativa é ilustrado na Figura 5.47. Quando o sistema é acionado inserida uma carga 11 kW no tempo de 50 s ocorre uma oscilação de 55% do sistema, isso ocorre devido ao gerador estar carregando os indutores e capacitores. O sistema entra em regime permanente em aproximadamente 1 segundo.

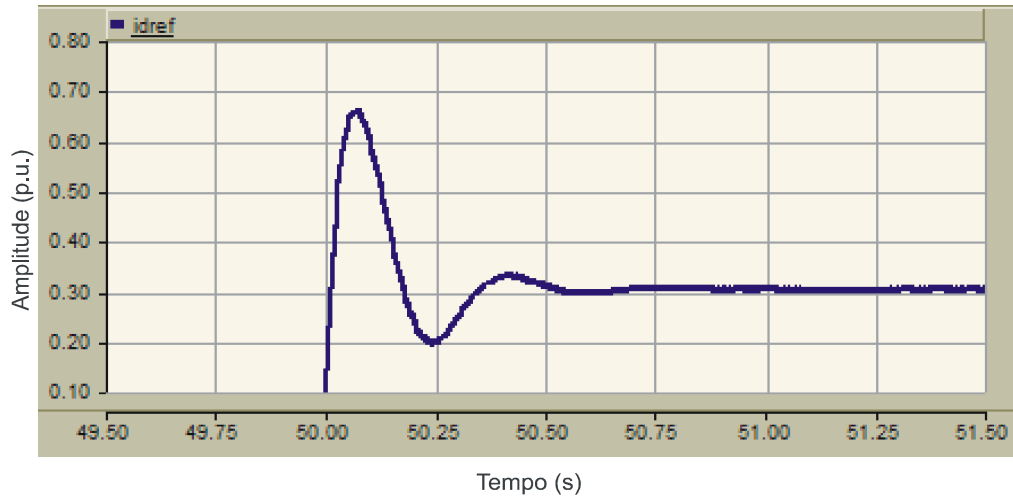


Figura 5.47 – Aproximação do sinal de referência de corrente ativa.

A corrente de saída do retificador trifásico é mostrada na Figura 5.48. Quando é inserida a carga de 11 kW a corrente chega a 25 A de pico. No momento em que são adicionados 11 kW a corrente atinge 50 A de pico. Quando o retificador acionado, a corrente chega a 30 A de pico e entra em regime permanente em 0,7 segundos.

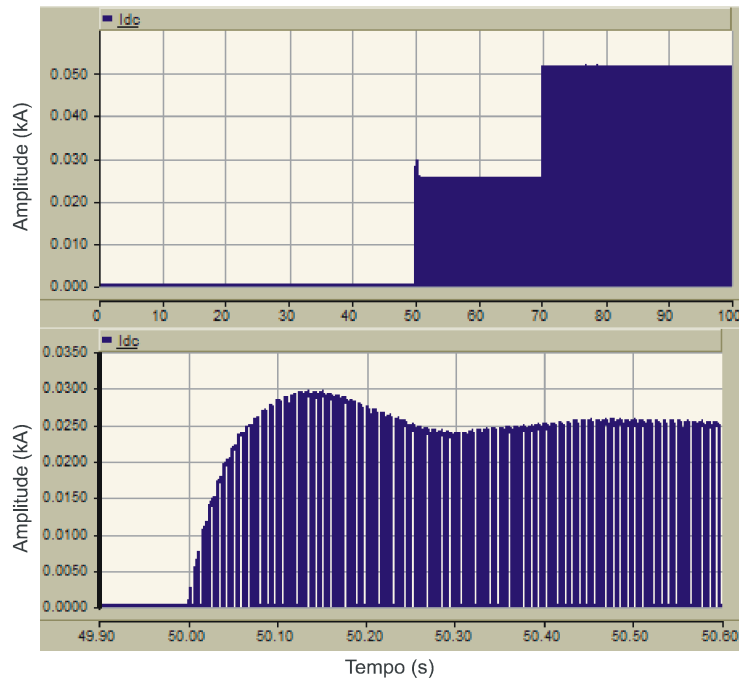


Figura 5.48 – Corrente de saída do retificador trifásico PWM.

A tensão de saída do retificador PWM trifásico é mostrado na Figura 5.49. Na Figura 5.49 (a) é mostrado o comportamento da tensão conforme a variação de carga no barramento DC do capacitor. O controlador faz com que a tensão permaneça em 450 V. No intervalo de 50 a 70 s quando a carga é 11 kW, a tensão tem um *ripple* de $\pm 5V$. Já no intervalo de 70 a 100 s quando a carga é 22 kW a tensão tem um *ripple* de $\pm 10V$. A Figura 5.49 (b) apresenta o comportamento da tensão quando o gerador é ligado ao retificador. Neste momento, a tensão chega a 540 V dando uma oscilação de 20%, a tensão entra em regime permanente em aproximadamente 1 s após a conexão do retificador ao gerador. A Figura 5.49 (c) mostra a forma de onda de tensão quando no retificador é adicionado mais 11 kW de carga. A tensão cai a 380 V na saída do retificador trifásico dando uma oscilação de 15%. O sistema entra em regime permanente após 0,3 segundos da variação de carga.

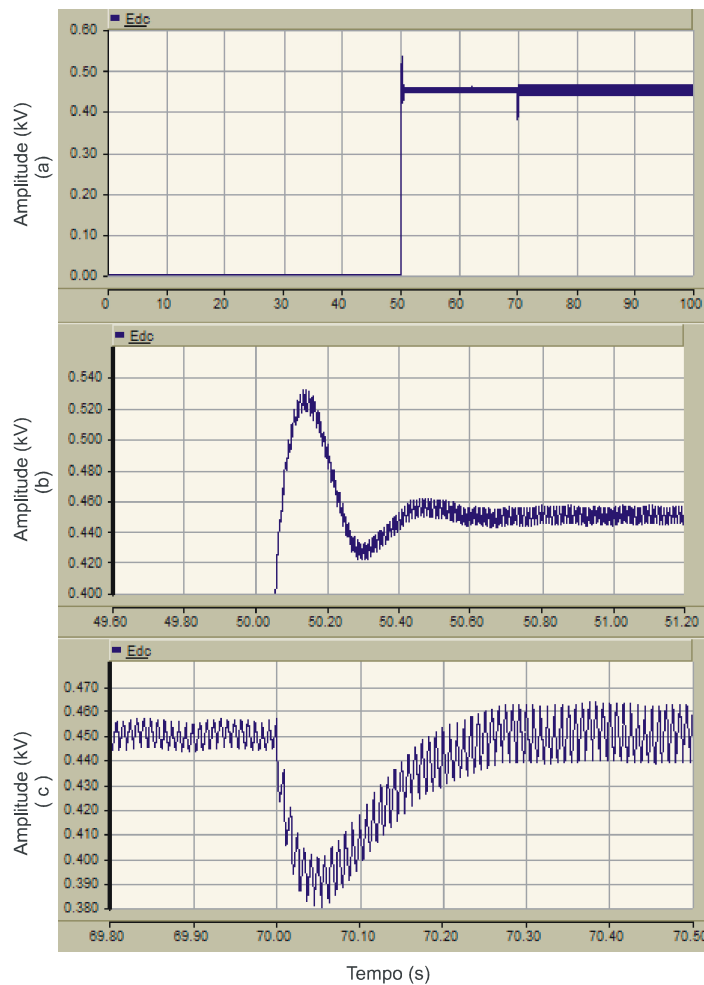


Figura 5.49 – Tensão de saída do retificador trifásico PWM.

Para o último teste realizado foi inserido ao sistema microturbina-gerador-retificador o inversor multinível assimétrico três níveis junto com o controle de corrente. Este controle irá fixar a corrente de saída do inversor multinível em 50 A de pico. As tensões de entrada do inversor multinível serão 50 V para o bloco de menor potência e chaveado em PWM em 6 kHz. Uma tensão de 150V para a célula intermediária e 450 V na célula que será alimentada pela microturbina. Ambas as células trabalham com uma modulação por síntese de formas de onda quase quadradas. A tensão de saída do retificador é ajustada para 450 V e na entrada funcionará com correção de fator de potência unitário. É utilizado um gerador de 2 pólos com tensão nominal de 220 V em uma rotação de 1200 Hz. Para o teste em um primeiro momento a carga é alimentada somente pela rede e depois de 50 s é inserido na rede o sistema microturbina-gerador-retificador-inversor.

A Figura 5.50 mostra o comportamento do sinal do controle de velocidade no instante em que o inversor é conectado a rede de distribuição. Em um primeiro momento quando o

inversor não está conectado ao gerador está operando somente com o retificador que está sem carga. A sua velocidade de rotação neste momento é 0,98 p.u., ou seja, 1176 Hz. Quando o inversor é conectado a sua velocidade de rotação cai para 0,975 p.u., ou seja 1170 Hz. A velocidade de rotação entra em regime permanente em 4 s, chegando a uma oscilação máxima de 0,955.

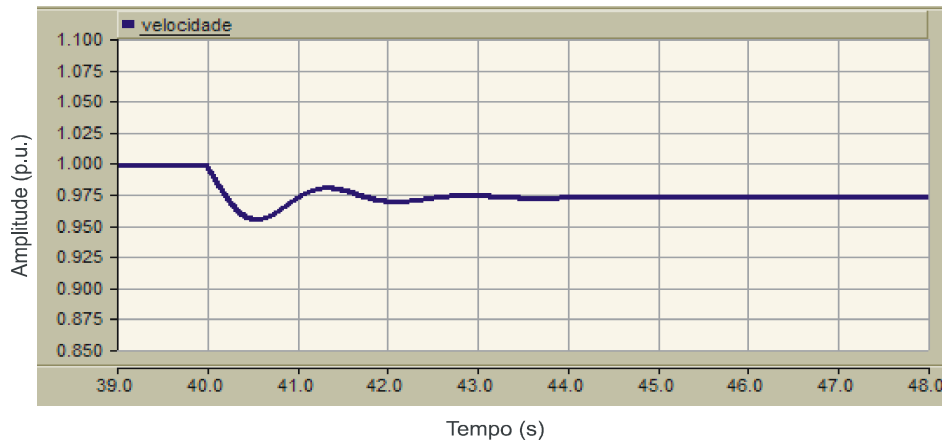


Figura 5.50 – Sinal de velocidade de rotação no instante de conexão com a rede de distribuição.

O sinal torque mecânico do gerador no instante em que o inversor é conectado a rede de distribuição é ilustrado na Figura 5.51. Como até 50 segundos o sistema opera sem carga, o torque é mínimo para fazer girar o gerador. No instante em que o inversor é conectado a rede de distribuição para alimentar uma corrente senoidal fixa de 50 A de pico, o torque mecânico atinge o valor de 0,55 p.u. O torque entra em regime permanente em 6 segundos após o inversor estar conectado a rede e tem uma oscilação máxima de 0,8 p.u.

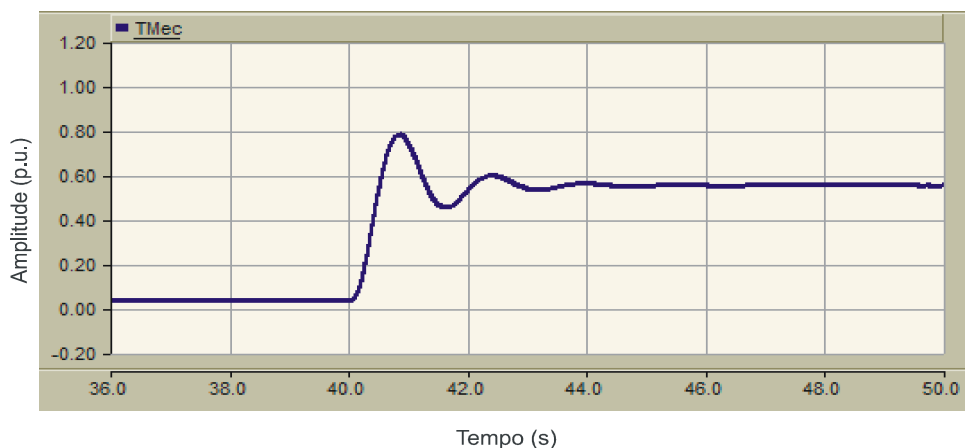


Figura 5.51 – Torque mecânico no momento de inserção do inversor multinível.

A Figura 5.52 ilustra o comportamento do sinal de fluxo de combustível (preto) e do sinal do torque mecânico da modelagem da microturbina (cinza). Quando o sistema é conectado a rede de distribuição o sinal de fluxo de combustível aumenta para aumentar o torque e, por conseguinte, aumenta a corrente para alimentar a carga. Conforme está descrito na literatura da modelagem das microturbinas os sinais de torque e de fluxo de combustível são proporcionais entre si. Este fato é visualizado na Figura a seguir.

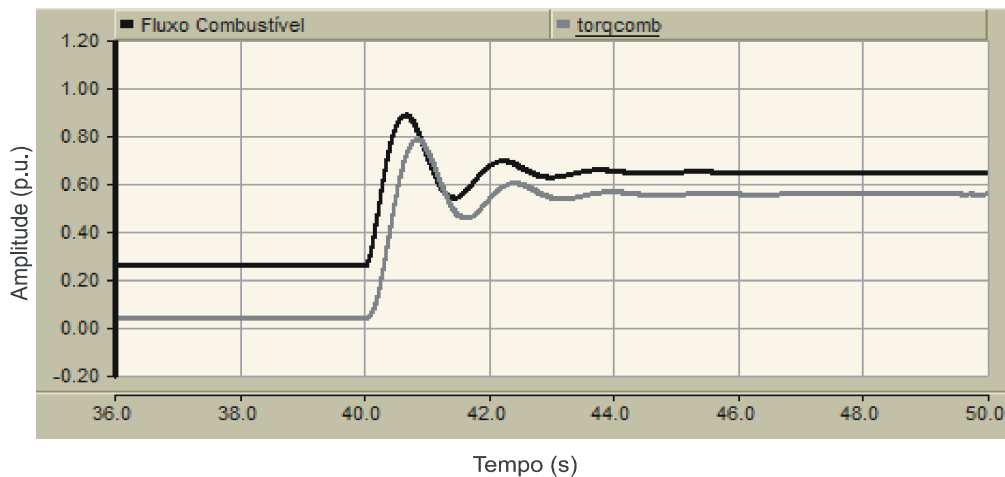


Figura 5.52 – Torque e sinal de fluxo de combustível no instante da variação de carga.

A referência de corrente ativa i_d^* é mostrada na Figura 5.53. Como se deseja que o retificador opere com correção de fator de potência na entrada a referência reativa é sempre zero. No momento em que é inserido o inversor na rede o sinal referência de corrente fica em 0,643 p.u. para alimentar uma corrente senoidal de 50 A na saída do inversor.

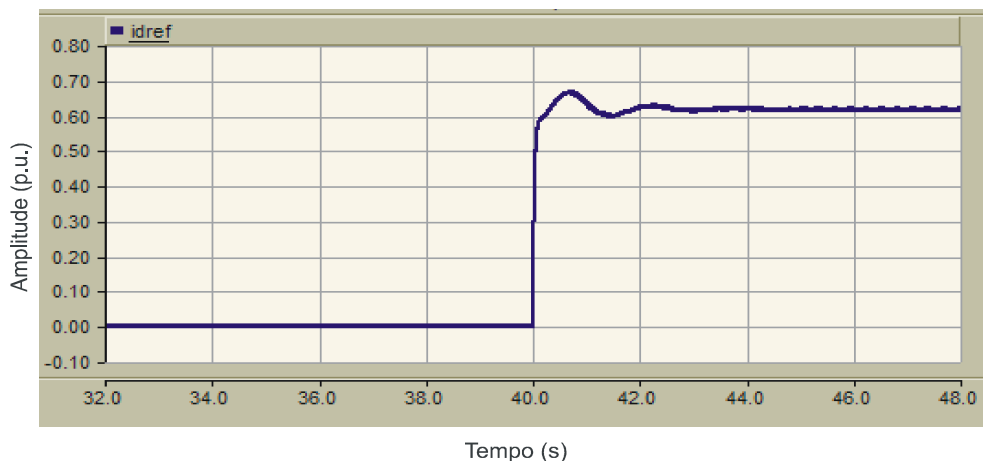


Figura 5.53 – Corrente de referência ativa para controle da tensão de saída do retificador trifásico.

A tensão de saída do retificador trifásico é mostrada na Figura 5.54. Em 50 s o inversor é conectado na rede de distribuição e neste exato momento o controle do retificador começa controlar a tensão em 450 V. A tensão de saída entra em regime permanente em 0,3 s após o inversor estar conectado a rede. A tensão do retificador tem um *ripple* de $\pm 10V$.

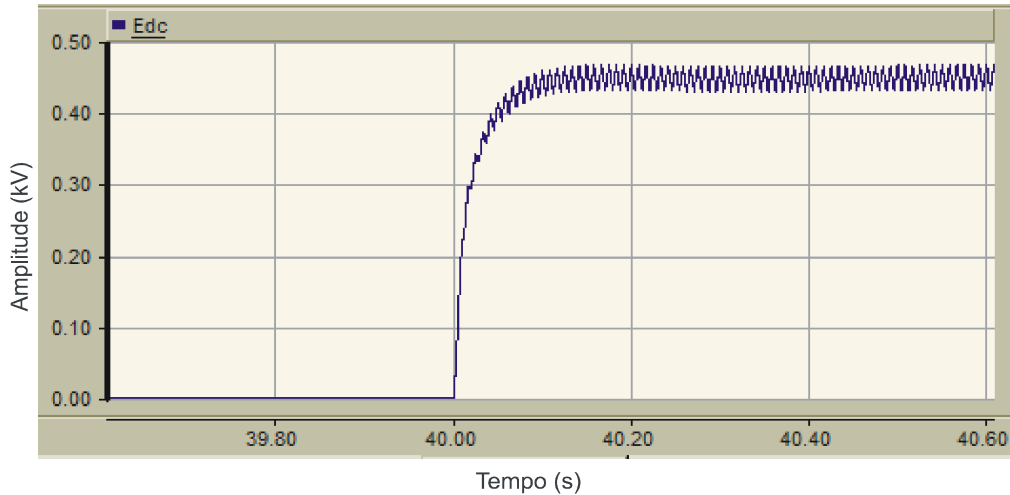


Figura 5.54 – Tensão de saída do retificador trifásico.

O comportamento das correntes do inversor, da rede e de carga é mostrado na Figura 5.55. A corrente do inversor esta em cinza escuro, a corrente de rede esta em preto e a corrente de carga esta em cinza claro. Até 50 s somente a rede alimenta a carga, esse intervalo é mostrado na Figura 5.55 (a). Em um segundo momento a corrente do inversor multinível, controlada para ser uma corrente senoidal fixa 50 A, é maior que a corrente de carga. Conforme ilustra a Figura 5.55 (b), o inversor alimentará a carga e o excedente de corrente irá para rede. No último intervalo a corrente como a corrente de carga é maior que a corrente do inversor multinível, o que falta para alimentar a carga é fornecido pela rede de distribuição. Este intervalo pode ser visualizado na Figura 5.55 (c).

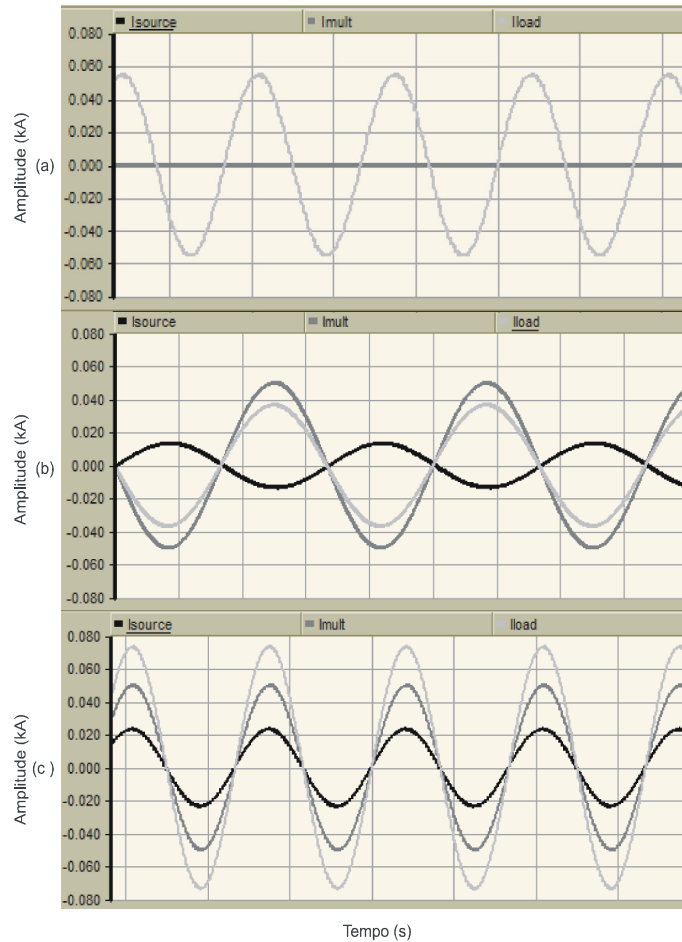


Figura 5.55 – Correntes do inversor, da rede e de carga.

5.5 – Comparação dos resultados dos sinais da microturbina

Neste tópico é apresentada uma comparação dos resultados simulados com os resultados apresentados pelos artigos de (GAONKAR & PATEL, 2006), (GUDA et al., 2005) e (, 2001). A Figura 5.56 apresenta a comparação do resultado do sinal de torque apresentado por (GAONKAR & PATEL, 2006) e do resultado simulado. (GAONKAR & PATEL, 2006) simulou o torque para duas variações de carga. Até 10 segundos o sistema funciona sem carga. A partir de 10 s é inserida uma carga de 15 kW e em 20 segundos a carga é aumentada para 24 kW. Já no nosso sistema, o sinal do torque em 50 s é acrescentado 11 kW onde o torque é de 0,58 p.u.. Em 70 s é inserido no sistema mais 11 kW e o torque atinge o valor de 0,83 p.u.

Visualizando-se a Figura nota-se que ambos os sinais apresentam tempos de resposta aproximadamente iguais em 5 s e uma oscilação máxima de aproximadamente 15% na variação de carga. A diferença dos valores em p.u. esta nos ganhos do controlador utilizado.

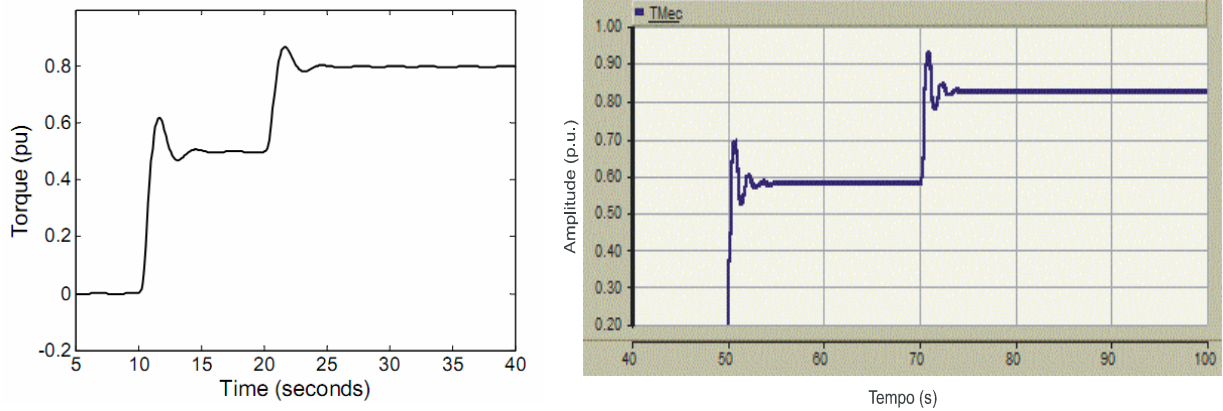


Figura 5.56 – Comparação Sinal de torque (Gaonkar, 2006) e simulado.

Obedecendo ao mesmo padrão de variação de carga mostrado acima a Figura 5.57 apresenta a comparação do sinal de velocidade medido no eixo do rotor do gerador. Visualiza-se nas Figuras que o comportamento se aproxima em ambas as Figuras onde as duas diminuem a velocidade de rotação do gerador conforme se aumenta a carga. A diferença das Figuras está nos seus valores em p.u. onde no resultado apresentado por (GAONKAR & PATEL, 2006) ocorre um decréscimo mais acentuado do que no resultado do nosso sistema, isso porque no nosso sistema esta incorporado um banco de capacitores com capacitância elevada fazendo com que o a microturbina se comporta melhor as condições de variação de carga.

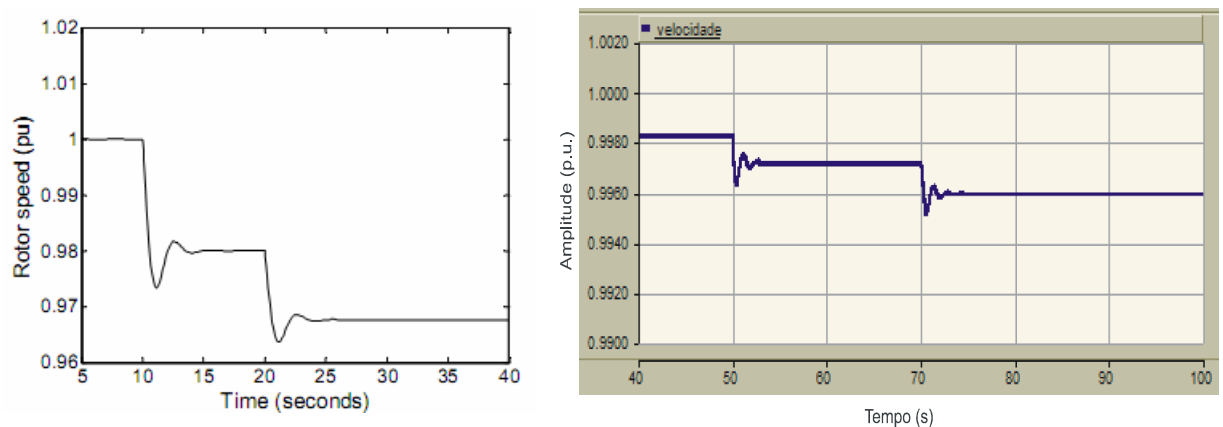


Figura 5.57 – Comparação Sinal de velocidade (Gaonkar, 2006) e simulado.

O comportamento da comparação das tensões é mostrado na Figura 5.58. No artigo (GAONKAR & PATEL, 2006) tem-se uma tensão 700 V para uma condição de sem carga e conforme se aumenta a carga a tensão tende a decair. Em ambos os casos a tensão decai com o aumento de carga.

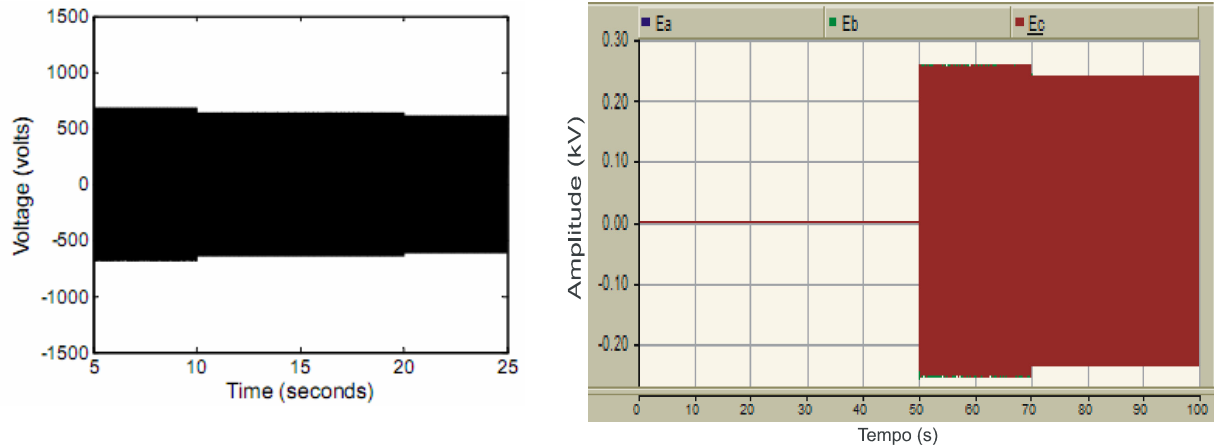


Figura 5.58 – Comparação das tensões de saída do gerador.

O comportamento da tensão de saída do retificador é mostrado na Figura 5.59. Esta Figura mostra uma grande vantagem do trabalho o qual no nosso caso ocorre o controle da tensão de saída do retificador. No caso do artigo do (GAONKAR & PATEL, 2006) a tensão do link CC decai conforme é aumentado a carga. No nosso caso essa tensão é controlada mantendo sempre a mesma tensão 450 V na saída do retificador.

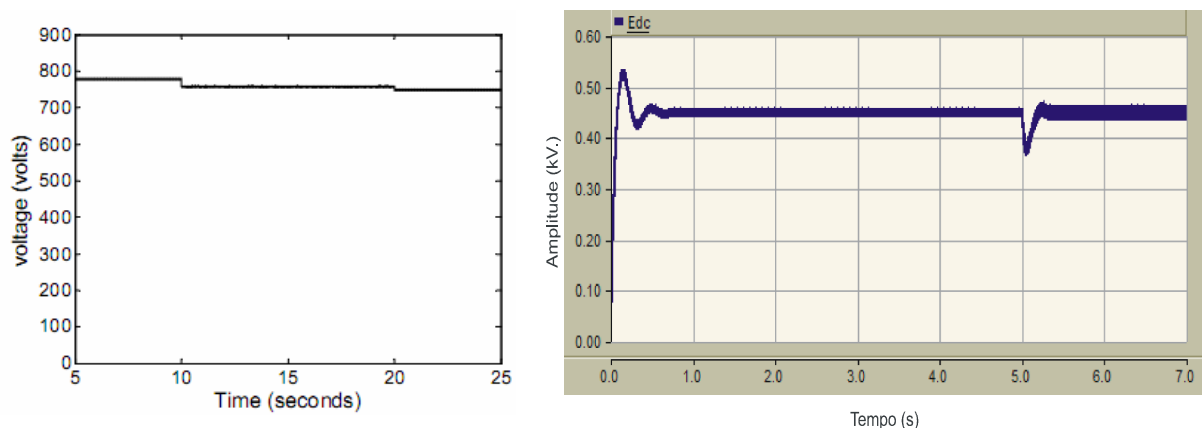


Figura 5.59 – Comparação das tensões de saída retificador (Capacitor do Link CC).

5.6 – Resumo do capítulo

Neste capítulo apresentam-se os resultados de simulação. Em um primeiro momento realizou-se um estudo individual de cada módulo. Na microturbina foi realizado testes nos controlador variando a carga na saída do gerador. Já no retificador foi alterada a carga na saída do barramento DC e tensões na entrada do retificador. Para o inversor realizaram-se testes nas correntes do inversor, carga e rede em dois modos de funcionamento. Em um primeiro momento somente a rede está alimentando a carga, logo em seguida é testado o controle para quando a corrente do multinível é maior que a de carga e finalizando inverte-se esse sistema para uma carga maior que o fornecido pelo inversor multinível. Em um segundo momento, foram realizados testes no sistema integrado, no qual varia-se a carga na saída do retificador e analisam-se os sinais do controlador do retificador, como também as correntes e tensões de entrada e tensão no barramento DC. Em seguida, é feita a simulação do sistema como um todo, somente com variação de carga no inversor.

CONCLUSÃO

Hoje em dia não há mais dúvidas quanto à importância da utilização da energia elétrica para o desenvolvimento econômico de um país. A geração de energia elétrica através da geração distribuída tem surgido como uma das soluções para suprir a demanda crescente de energia elétrica. O uso de fontes alternativas de energia tem aumentado nos últimos anos tanto por uma abertura maior por parte da desregulamentação do mercado de energia elétrica como também, por interesses de órgãos públicos e particulares que desejam incrementar a qualidade e confiabilidade do sistema elétrico.

Dentre as tecnologias de geração distribuída destaca-se a microturbina, pois apresenta algumas vantagens em comparação com outros modelos de geração distribuída, entre as quais é possível citar a flexibilidade de utilização de vários combustíveis, menor número de partes móveis, baixa manutenção, pequeno tamanho por unidade de potência, modular (possibilidade de colocação em paralelo para atendimento de um acréscimo de carga) e alta segurança. Nos dias de hoje, a maioria das aplicações para microturbinas a gás é em geração combinada de calor e potência. Outra importante aplicação a ser observada é como a geração isolada em áreas distantes, onde não existe acesso para as redes de potência, ou onde não é justificado o investimento em redes do sistema de transmissão. As microturbinas também podem ser utilizadas como geração de emergência. As microturbinas estão ainda mais atrativas no mundo devido a utilização do gás natural e da biomassa que estão numa crescente significativa nos últimos anos.

O capítulo 2 apresenta uma breve introdução sobre a inserção da microturbina como geração distribuída. É ilustrado o ciclo termodinâmico de gás Brayton, que é o ciclo de funcionamento da microturbina. Analisaram-se as partes das microturbinas para o entendimento de suas funções. Ilustraram-se as aplicações onde a microturbina pode ser inserida a rede, como também, sua eficiência em diferentes marcas disponíveis no mercado. Analisaram-se o levantamento por fabricante para visualizar a potência fornecida, tipo de combustível de alimentação e os custos de instalação, operação e manutenção. Em seguida é descrito levantamento das características de uma microturbina, analisando seus aspectos tanto elétricos como mecânicos. Finalizando é mostrada uma abordagem simplificada da modelagem onde analisou-se a dinâmica de funcionamento dos seguintes controles: controle de velocidade, temperatura, velocidade e combustível.

Foi apresentado no capítulo 3 o circuito de controle de um retificador de tensão PWM operando com correção de fator de potência unitário. O circuito de controle é baseado no método das correntes ativa e reativa, correntes i_d e i_q instantâneas. A tensão DC de saída do retificador é controlada pela corrente ativa instantânea i_d . Como deseja-se obter um fator de potência unitário a corrente instantânea reativa i_q é controlada por uma referência de valor nulo. Em um primeiro momento realiza-se a modelagem dos vetores, onde escolhe-se qual vetor é mais apropriado para um determinado intervalo. Em seguida implementa-se todos os vetores e ajusta-se a seqüência de comutação entre eles. Para finalizar realiza-se uma simplificação de circuitos que ajudam no equacionamento para encontrar os valores dos indutores de entrada e o capacitor de saída do retificador trifásico.

O inversor multinível conectado à rede é apresentado no capítulo 4. Foi adotado para a conexão com a rede um inversor multinível assimétrico trinário, pois este conversor consegue unir a conexão a rede com a integração de fontes alternativas de energia na mesma topologia. Para este conversor estudaram-se os princípios de funcionamento. Adotou-se uma estratégia de modulação híbrida, que utiliza nos módulos de maior potência a síntese de formas de onda quase quadradas, e o módulo de menor potência é modulado por largura de pulsos. Para a conexão com a rede é adotado um circuito PLL que irá gerar a referência de corrente para o controle de corrente do inversor. Realizou-se o projeto do controlador PI do circuito de sincronismo para o seu adequado funcionamento. Projetou-se também o controlador PI de corrente do inversor multinível e adotou-se neste controle uma corrente fixa para alimentação da carga.

Os resultados de simulação estão ilustrados no capítulo 5. Realizou-se um estudo individual de cada módulo. Na modelagem da microturbina foram realizados testes na dinâmica dos seus controles variando a carga na saída do gerador. Os resultados dos sinais de controle ficaram adequados e similares aos dos artigos da revisão bibliográfica tomada para este trabalho. Para o retificador trifásico PWM foram realizados testes de variação de carga na saída do barramento DC e nas tensões na entrada do retificador. Já para o inversor realizaram-se testes nas correntes do inversor, da carga e da rede onde, em um primeiro momento somente a rede está alimentando a carga, logo em seguida é testado o controle para quando a corrente do multinível é maior que a de carga e finalizando inverte-se esse sistema para uma carga maior que a fornecida pelo inversor multinível. Para finalizar o trabalho foram realizados testes no sistema integrado. Primeiramente foi simulado a microturbina com o retificador acoplado variando a carga. Neste momento nota-se que quando ocorre aumento da potência o torque da turbina aumenta e a velocidade e a tensão de entrada diminuem.

Finalizando os testes foi colocado o sistema integrado (microturbina-retificador-inversor) e os resultados estão de acordo ao apresentado na literatura.

Conseguimos como contribuição neste trabalho a união da microturbina com outros sistemas de geração distribuída, utilizando um inversor multinível assimétrico, o que difere de outras aplicações vinculadas a microturbinas que a utilizam como uma única fonte de energia distribuída. Outra contribuição importante esta na utilização de um retificador que propicie não somente o controle de tensão do barramento CC, mas também a correção do fator de potência na saída do gerador síncrono de ímãs permanentes, enquanto os outros trabalhos utilizam um sistema retificador não controlado ou somente com o controle de tensão no barramento.

Estes estudos são importantes, pois as microturbinas podem ser utilizadas como fonte de geração distribuída em sistemas de distribuição atendidos em médias e baixas tensões. É o caso, por exemplo, de sistemas que utilizam gás natural e biomassa para a produção de biogás. O calor produzido pela microturbina pode ser reutilizado para incrementar a fermentação, para aquecimento doméstico ou para produção de mais energia elétrica. Em todos os casos a eficiência do processo aumenta e torna mais atrativo o uso das microturbinas. A dinâmica de operação e a conexão com a rede devem ser estudadas a fim de evitar problemas com a confiabilidade do sistema.

Propostas para trabalhos futuros:

- A inserção de outras formas de geração alternativa nas outras células no inversor multinível.
- Controle das tensões no barramento dos capacitores das células do inversor multinível para que quando ocorra falta de uma das células, as outras compensem a alimentação faltante.
- Simular esse o sistema MT-GE-RT-INV em um sistema trifásico.
- Fazer análise de curto-circuitos, estabilidade e proteções do sistema como um todo.

BIBLIOGRAFIA

- Al-Hinai, A.; Feliachi, A. "Dynamic model of a microturbine used as a distributed generator", *System Theory, Proceedings of the 34th southeastern symposium*, pp. 209–213, 2002.
- Alberto, F. "Modulação vetorial aplicadas a retificadores unidirecionais", dissertação de mestrado, UFSC, Florianópolis, 2006.
- Bona, F.; Ruppert, E. "As microturbina e a geração distribuída," , Universidade de Campinas, Informe técnico, 2004.
- Cardoso, F. L. "Projeto de um retificador bidirecional com elevado fator de potência com controle por valores médios instantâneos implementado no DSP TMS320F2812," Dissertação de mestrado, Universidade de Santa Catarina, 2006.
- Chung., S. K. "Phase-locked loop for grid-connected three-phase Power conversion systems," *IEE Proc-Electr. Power Application.*, Vol. 147, No. 3, 2000.
- Cichowlas, M.; Kazmierkowski. M. P., "Comparison of Current Control Techniques for Pwm Rectifiers" *Industrial Electronics - ISIE*; vol. 4, pages 1259-1263, 2002.
- Cruz, T. "Identificação experimental de um modelo dinâmico de uma micorturbina a gás com câmara de combustão com baixa emissão de N_{ox} ," Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília , Brasília, 2006.
- Erickson, R. W. "Fundamentals of Power Eletronics", Chapman & Hall ,1997
- Fethi, O.; Dessaint, L.-A.; Haddad K., " Modeling and Simulation of the Electric Part of a Grid Connected Micro Turbine", *IEEE*, 2003.
- Gaonkar, D. N.; Patel, R. N. , "Modeling and Simulation of microturbine based distributed generation system", *Power India conference*, 2006.
- Gaonkar, D. N.; Patel, R. N.; Pillai, G. N. , "Dynamic Model of Microturbine Generation System for Grid Connected/Islanding Operation", *IEEE*, pp. 305 – 310, 2006.
- Guda, S. R.; Wang, C.; Nehrir, M. H., "A simulink-based microturbine model for distributed generation studies", *Power symposium, 2005 Proceedings of the 37th annual north american*, pp. 269–274, 2005.
- Hajagos, L. M.; Berubé, G. R. "Utility experience with gas turbine testing and modeling", *Kestrel Power Engineering*, Canada, pp. 671–677, 2001.
- Hannet, N.; Khan, A. "Combustion Turbine Dynamic model validation from tests", *IEEE transactions on power systems*, vol. 8, No. 1 February 1993, pp. 152–158.1992.
- Hauqwitz, S. "Modelling of Microturbine Systems," Dissertação de Mestrado , Lund Institute of Technology, 2002.

- Katmierkowski, M. P.; Dzieniakowski, M. A.; Sulkowski, W. "Novel space vector based current controllers for PWM inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, n.1, pp. 158-166, 1991
- Kaefer, D. G. "Análise da operação de células combustíveis e microturbinas a gás em sistemas de potência," Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2008.
- Maldonado, M. R. A. "Modelagem e simulação do sistema de controle de uma microturbina a gás," Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Itajubá , Itajubá, 2005.
- Möllerstedt, E.; Stothert, A. "A Model of a Micro-Turbine Line Side Converter", *IEEE*, pp. 909–914, 2000.
- Nikkhajoie, H.; Iravani, M. R. "Modeling and Analysis of a Micro-Turbine generation system", *Power Engineering society summer meeting*, pp. 167–274, 2002.
- Pádua, M. S. "Técnicas digitais para sincronização com a rede elétrica com aplicação em geração distribuída.," dissertação de mestrado, UNICAMP, Campinas, 2006 .
- Pimentel, S. P. "Aplicação de um inversor multinível como filtro ativo de potência". Dissertação de Mestrado, Universidade de Campinas, 2006.
- Rech, C. "Análise, Projeto e desenvolvimento de sistemas multiníveis híbridos". Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, 2005.
- Rendón, M. A.; Nascimento, M. A. R.; Mendes, P. P. C. "Load current control model for a gas micro-turbine in isolated operation," *IEEE*, pp. 1139–1149, 2006.
- Rowen, W. I. "Simplified mathematical representations of heavy duty gas turbines, Journal of engineering for power". *Transactions ASME*, Vol 105, n°4, pp 865-869, 1983.
- Rukonuzzaman, M.; Nakaoka, M., "Fuzzy Logic Current Controller for Three-Phase Voltage Source PWM-Inverters," *Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 1163-1169, 2000.
- Saetio, S. "Fuzzy Logic Control of a Space-Vector PWM Current Regulator for Three-Phase Power Converters" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13 No. 3 pp. 419-426, 1998.
- Saha, A.K.; Chowdhury, S.; Chowdhury, S.P.; Crossley, P.A., "Modelling and Simulation of Microturbine in Islanded and Grid-connected Mode as Distributed Energy Resource" *IEEE Transactions*, 2008.
- Soares, C. "Microturbinas – Applications for distributed energy systems", 2007.
- Scholtz, J. S. "Projeto de um retificador trifásico regenerativo com elevado fator de potência e controle de coordenadas dq0 no DSP TMS320F2812," Dissertação de mestrado, Universidade de Santa Catarina, 2006.
- Scott, G. W. "Microturbine generators for distribution system," *IEEE industry applications magazine*, pp57-62, 1998.

- Tomaselli, L. C. “Estudo de um conversor buck-boost”. Instituto Nacional de Eletrônica de Potência, 2001.
- Verdelho. P.; Soares, V. “A unity power factor PWM voltage rectifier base on the instantaneous active and reactive current id-iq method”, *ISIE - IEEE*, 1997.
- Verdelho. P.; Soares, V.; Marques, G. “A control method for active power filters under unbalanced non-sinusoidal conditions”, *PEVD*, Vol. 429, pp.120-124, 1996.
- Wei, H.; Jianhua.Z.; Ziping, W. “Dynamic modeling and simulation of a micro-turbine generation system in the microgrid”, *ICSET IEEE*, 2008.
- Working Group on prime mover and energy supply models for system dynamic performance studies, “Dynamic models for combined cycle plants in power system studies”, *IEEE transactions on power systems*, vol. 9, No. 3, pp. 1698–1708, 1994.
- Gás Natural. In: Atlas de energia elétrica no Brasil. Brasil:ANEEL, 2009. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>>. Acesso em: 10 março 2009.
- Balanço Energético. In: Balanço Energético Nacional ano base 2008. Brasil: ANEEL, 2009. Disponível em <<http://www.aneel.gov.br>>. Acesso em: 20 abril 2009.
- Microturbinas. <<http://www.capstoneturbine.com/>>. Acesso em: 09 junho 2008.
- Microturbinas. <<http://www.micropowereurope.com/tecnologias.html>> Acesso em: 09 junho 2008.
- Xavier, M. D. “Geração distribuída no Brasil: Oportunidades e Barreiras,” Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Itajubá , Itajubá, 2005.
- Zhu., Y.; Tomsovic., K. “Development of models for analyzing the load-following performance of microturbines and fuel cells,” *School of EECS Washington State University Pullman – electric Power System Research*, 2002.