**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

HENRIQUE DE SOUZA DEL BIANCO

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM RETIFICADOR PWM
PARA APLICAÇÕES EM PROCESSOS GALVÂNICOS**

**São Carlos
2015**

HENRIQUE DE SOUZA DEL BIANCO

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM RETIFICADOR PWM
PARA APLICAÇÕES EM PROCESSOS GALVÂNICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica, da Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Júnior

São Carlos
2015

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

D331e Del Bianco, Henrique de Souza
ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM RETIFICADOR PWM PARA
APLICAÇÕES EM PROCESSOS GALVÂNICOS / Henrique de Souza
Del Bianco; orientador Azauri Albano de Oliveira
Júnior. São Carlos, 2015.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2015.

1. Eletrônica de Potência. 2. Conversores CC. 3.
Retificador. 4. PWM . I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **HENRIQUE DE SOUZA DEL BIANCO**.

Título da dissertação: "Estudo e implementação de um retificador PWM para aplicações em processos galvânicos".

Data da defesa: 08/09/2015

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Azauri Albano de Oliveira Junior (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

aprovado

Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Osmar Ogashawara**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Agradecimento

À Deus pela vida saudável e pelas oportunidades de aprimorar o conhecimento.

À minha esposa Julita e à minha irmã Laura, que sem elas, este trabalho não seria possível de se realizar.

À minha família que sempre me apoiou em todos os momentos.

Ao estimável professor Alcindo Antoniássi, pelo total incentivo e apoio para o estudo do mestrado.

Um agradecimento especial ao orientador Professor Doutor Azauri Albano de Oliveira Júnior, pela paciência, expressiva dedicação e valioso incentivo em todo o processo de desenvolvimento do estudo e da dissertação, bem como pela confiança no meu projeto.

Aos Professores Doutores Manoel Luís de Aguiar e Osmar Ogashawara, componentes da Banca de Qualificação, que analisaram o trabalho com paciência, dedicação e sabedoria.

Aos professores e amigos Bruno Coraucci Filho, Edson Matsumoto, Maria Isabel Cuenca, Camila Soares e Renato Soliani pela alegria da convivência na profissão de professor e incentivo nos estudos.

Em especial ao amigo Roberto Quini, sempre disposto a colaborar em meus estudos e por ter sido o companheiro do TCC que evoluiu para esta dissertação de mestrado.

Ao amigo Jorge Polar, pela imprescindível ajuda no desenvolvimento do software do microcontrolador ARM®, do protótipo e de emprestar o analisador de energia que possibilitou a análise de dados.

Ao amigo André Fortunato, agradeço pelas incontáveis horas de estudo para a elaboração das ferramentas matemáticas desenvolvidas nesta dissertação.

Ao amigo Pierre Canivet, por me permitir, sempre, compartilhar de sua sabedoria.

A Galvanica Zetti, por me permitir realizar os testes práticos com o protótipo do retificador.

Resumo

DEL BIANCO, H. D. S. **Estudo e implementação de um retificador PWM para aplicações em processos galvânicos**. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo – São Carlos, 2015.

O trabalho desenvolve o estudo de retificadores PWM para aplicações em processos galvânicos. A utilização de técnicas PWM é objeto de estudo, visando à obtenção de alto fator de potência, baixo conteúdo harmônico e baixo *ripple* de corrente que atendam tanto às necessidades de qualidade de energia, quanto à demanda das aplicações de carga. O trabalho contempla a criação de um protótipo que preencha os requisitos de aplicações industriais voltadas ao tratamento de superfícies, tais como: eletrodeposição, eletro-polimento, entre outros e a melhora na qualidade de energia. As simulações em ambiente computacional com MATLAB® e o software PSIM®, forneceram a base para o desenvolvimento do protótipo e comprovar o estudo. Na prática, pequenas chapas de latão foram banhadas com o protótipo nos modos de controle de ângulo de fase, controle PWM regular e PWM senoidal e obtidas fotos microscópicas para a análise da camada do banho depositada, onde foi comprovado o rendimento protótipo em relação a Qualidade da Energia Elétrica.

Palavras chave: Eletrônica de Potência, Conversores CC, Retificador, PWM

Abstract

DEL BIANCO, H. D. S. **Study and implementation of a PWM rectifier for applications in galvanic processes.** Dissertation (Master's Degree) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo - São Carlos, 2015.

The current work aims to study PWM rectifiers for applications in galvanics processes. The use of PWM techniques is the object of study in order to obtain high power factor, low harmonic content and low ripple current that meet both the needs of power quality, the demand of load applications. The study aims to create a prototype which meets the requirements of industrial applications focuses on the treatment of surfaces, such as electroplating, electro-polishing, among others, and the improvement of energy quality. The simulations in computing environment with MATLAB and software PSIM®, provided the basis for the development of prototype and verify the study. In practice, small plates of brass were bathed with the prototype in modes of phase angle control, regular PWM control and sinusoidal PWM and obtained microscopic images for the analysis of the deposited bath layer, where it was proven the prototype income in relation to Quality Electric Power.

Key words: Power Electronics, Converters CC, Rectifiers, PWM

Lista de Figuras

Figura 1 - Esquema de retificador com ajuste no transformador principal.....	32
Figura 2 - Retificador com ajuste no primário com variac.	33
Figura 3 - Retificador com controle no primário (transformador com tap's).	33
Figura 4 - Detalhe das chaves comutadoras.	33
Figura 5 - Retificador com controle no primário com tiristor.	34
Figura 6 - Esquema de retificador com ajuste no secundário do transformador.	34
Figura 7 - Retificador com controle no secundário	35
Figura 8 - Ponte de Graëtz de onda completa monofásica.	35
Figura 9 - Gráficos de tensão de entrada e tensão de saída da Ponte de Graëtz de onda completa monofásica.....	36
Figura 10 - Ponte de Graëtz de meia onda trifásica.....	36
Figura 11 - Gráficos de Tensão Alternada Trifásica e Tensão Retificada da Ponte de Graëtz de meia onda trifásica.....	37
Figura 12 - Ponte de Graëtz de Onda Completa Trifásica.	37
Figura 13 - Gráficos de Tensão Alternada Trifásica e Tensão Retificada Trifásica da Ponte de Graëtz de onda completa trifásica.	38
Figura 14 - Linha galvânica para banhos decorativos.....	39
Figura 15 - Linha galvânica para banhos técnicos.....	39
Figura 16- Estruturas dos retificadores totalmente controlados e híbridos.....	41
Figura 17- Estrutura do retificador semicontrolado com diodo de roda livre.....	42
Figura 18 - Formas de onda para um retificador híbrido com controle por ângulo de fase com diodo de roda livre.....	43
Figura 19- Modo de operação em um quadrante.....	44
Figura 20- Estrutura do retificador com controle por largura de pulso.....	45
Figura 21- Formas de onda para um retificador chaveado.	46
Figura 22- Formas de onda para o SPWM	48

Figura 23- Formas de onda para o RPWM.....	49
Figura 24- Ilustração do princípio da superposição.	50
Figura 25 - Formas de ondas para um disparo em 50% ou 90° de retificador com controle por ângulo de fase.....	61
Figura 26 - Formas de ondas com modulação em 50% ou 0.5 para retificador RPWM.	62
Figura 27 - Formas de ondas com modulação em 50% ou 0.5 para retificador SPWM.	62
Figura 28 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 3 pulsos.	63
Figura 29 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 5 pulsos.	64
Figura 30 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 10 pulsos.	64
Figura 31 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 18 pulsos.	64
Figura 32 – Amplitude dos harmônicos de tensão vs. ângulo de disparo para o retificador híbrido CFASE.....	65
Figura 33 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos.	66
Figura 34 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos.	66
Figura 35 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 5 pulsos.	66
Figura 36 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos.	67
Figura 37 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos.	67
Figura 38 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos.	67
Figura 39 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos.	68
Figura 40 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos.	68

Figura 41 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador híbrido CFASE $\phi = 0^\circ$	69
Figura 42 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador híbrido CFASE $\phi = 45^\circ$	69
Figura 43 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador híbrido CFASE $\phi = 75^\circ$	69
Figura 44 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos e $\phi = 0^\circ$	70
Figura 45 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos e $\phi = 45^\circ$	70
Figura 46 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos e $\phi = 75^\circ$	70
Figura 47 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 5 pulsos e $\phi = 0^\circ$	71
Figura 48 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o para retificador RPWM com 5 pulsos e $\phi = 45^\circ$	71
Figura 49 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 5 pulsos e $\phi = 75^\circ$	71
Figura 50 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos e $\phi = 0^\circ$	72
Figura 51 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos e $\phi = 45^\circ$	72
Figura 52 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos e $\phi = 75^\circ$	72
Figura 53 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o para retificador RPWM com 18 pulsos e $\phi = 0^\circ$	73
Figura 54 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos e $\phi = 45^\circ$	73
Figura 55 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos e $\phi = 75^\circ$	73
Figura 56 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos e $\phi = 0^\circ$	74
Figura 57 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos e $\phi = 45^\circ$	74

Figura 58 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos e $\phi = 75^\circ$.	74
Figura 59 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos e $\phi = 0^\circ$.	75
Figura 60 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos e $\phi = 45^\circ$.	75
Figura 61 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos e $\phi = 75^\circ$.	75
Figura 62 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos e $\phi = 0^\circ$.	76
Figura 63 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos e $\phi = 45^\circ$.	76
Figura 64 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos e $\phi = 75^\circ$.	76
Figura 65 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o para retificador SPWM com 18 pulsos e $\phi = 0^\circ$.	77
Figura 66 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos e $\phi = 45^\circ$.	77
Figura 67 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos e $\phi = 75^\circ$.	77
Figura 68 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador híbrido CFASE.	78
Figura 69 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador RPWM com 3 pulsos.	79
Figura 70 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador RPWM com 5 pulsos.	79
Figura 71 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador RPWM com 10 pulsos.	79
Figura 72 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador RPWM com 18 pulsos.	80
Figura 73 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador SPWM com 3 pulsos.	80
Figura 74 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador SPWM com 5 pulsos.	80
Figura 75 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador SPWM com 10 pulsos.	81
Figura 76 - <i>Ripple</i> de corrente para retificador SPWM com 18 pulsos.	81
Figura 77 - Harmônicos de corrente do retificador híbrido CFASE.	82
Figura 78 - Distorção harmônica total do retificador híbrido CFASE.	83
Figura 79 - Fator de potência do retificador híbrido CFASE.	83

Figura 80 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 3 pulsos.	83
Figura 81 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 3 pulsos.....	84
Figura 82 - Fator de potência do retificador RPWM com 3 pulsos.	84
Figura 83 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 5 pulsos.	84
Figura 84 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 5 pulsos.....	85
Figura 85 - Fator de potência do retificador RPWM com 5 pulsos.	85
Figura 86 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 10 pulsos.	85
Figura 87 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 10 pulsos.....	86
Figura 88 - Fator de potência do retificador RPWM com 10 pulsos.	86
Figura 89 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 18 pulsos.	86
Figura 90 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 18 pulsos.....	87
Figura 91 - Fator de potência do retificador RPWM com 18 pulsos.	87
Figura 92 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 3 pulsos.	87
Figura 93 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 3 pulsos.....	88
Figura 94 - Fator de potência do retificador SPWM com 3 pulsos.	88
Figura 95 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 5 pulsos.	88
Figura 96 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 5 pulsos.....	89
Figura 97 - Fator de potência do retificador SPWM com 5 pulsos.	89
Figura 98 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 10 pulsos.	89
Figura 99 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 10 pulsos.....	90
Figura 100 - Fator de potência do retificador SPWM com 10 pulsos.	90
Figura 101 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 18 pulsos.	90
Figura 102 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 18 pulsos.....	91
Figura 103 - Fator de potência do retificador SPWM com 18 pulsos.	91
Figura 104 - Determinação de $V_{médio}$ para os retificadores controlados por ângulo de fase e por largura de pulsos.	95
Figura 105 - Determinação do ângulo da carga para retificador híbrido controlado por ângulo de fase.....	96

Figura 106 - Determinação do ângulo da carga para retificador híbrido RPWM.	97
Figura 107 - Determinação do ângulo da carga para retificador híbrido SPWM.	98
Figura 108 - Resultado da simulação do retificador híbrido CFASE com 10% de carga.	100
Figura 109 - Resultado da simulação do retificador híbrido CFASE com 10% de carga (correntes i_{out} e i_{ac1}).	100
Figura 110 - Resultado da simulação do retificador híbrido CFASE com 10% e carga (espectro harmônico das correntes i_{out} e i_{ac1}).	101
Figura 111 - Resultado da simulação do retificador híbrido RPWM com 10% de carga.	101
Figura 112 - Resultado da simulação do retificador híbrido RPWM com 10% de carga (correntes i_{out} e i_{ac1}).	102
Figura 113 - Resultado da simulação do retificador híbrido RPWM com 10% de carga – (espectro harmônico das correntes i_{out} e i_{ac1}).	102
Figura 114 - Resultado da simulação do retificador híbrido SPWM com 10% de carga.	103
Figura 115 - Resultado da simulação do retificador híbrido SPWM com 10% de carga (correntes i_{out} e i_{ac1}).	103
Figura 116 - Resultado da simulação do retificador híbrido SPWM com 10% de carga (espectro harmônico das correntes i_{out} e i_{ac1}).	104
Figura 117 – Diagrama de blocos do protótipo do retificador híbrido	108
Figura 118 - Foto do protótipo.	108
Figura 119 – Ponte retificadora	110
Figura 120 - Corrente de magnetização do transformador e CFASE	111
Figura 121 - Corrente de magnetização do transformador modo RPWM e SPWM	111
Figura 122 - Pontos de medições do protótipo	112
Figura 123 - Correntes, Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 5A$..	113
Figura 124 - Correntes, Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 10A$. ..	114
Figura 125 - Correntes, Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 20A$. ..	114
Figura 126 - Correntes, Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 40A$. ..	114
Figura 127 - Correntes, Tensão e Espectro frequências no modo RPWM, $I = 5A$...	115

Figura 128 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo RPWM, I = 10A .	115
Figura 129 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo RPWM, I = 20A .	115
Figura 130 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo RPWM, I = 40A .	116
Figura 131 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, I = 5A....	116
Figura 132 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, I = 10A..	116
Figura 133 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, I = 20A..	117
Figura 134 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, I = 40A..	117
Figura 135 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, I = 5A	118
Figura 136 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, I = 10A	119
Figura 137 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, I = 20A	119
Figura 138 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, I = 40A	119
Figura 139 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, I = 5A	120
Figura 140 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, I = 10A.....	120
Figura 141 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, I = 20A.....	120
Figura 142 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, I = 40A.....	121
Figura 143 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, I = 5A.....	121
Figura 144 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, I = 10A.....	121
Figura 145 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, I = 20A.....	122
Figura 146 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, I = 40A.....	122
Figura 147 - Teste do Retificador na Galvânica Zetti	124
Figura 148 - Teste do Retificador na Galvânica Zetti	125
Figura 149 - Banho de cobre utilizado no teste.....	125
Figura 150 – Peças posicionadas nas gancheiras (A sem banho e B com banho) .	126
Figura 151 - Detalhe da peça de latão-utilizada no teste prático	126
Figura 152 - Corpo de prova.....	127
Figura 153 - Detalhe do corpo de prova	128
Figura 154 - Latão sem banho e com ampliação de 50x	128

Figura 155 - Amostra 5A com ampliação de 200x.....	129
Figura 156 - Amostra 5A com ampliação de 500x.....	129
Figura 157 - Amostra 5A com ampliação de 1000x.....	129
Figura 158 - Amostra 5B com ampliação de 200x.....	130
Figura 159 - Amostra 5B com ampliação de 500x.....	130
Figura 160 - Amostra 5B com ampliação de 1000x.....	130
Figura 161 - Amostra 5C com ampliação de 200x.....	131
Figura 162 - Amostra 5C com ampliação de 500x.....	131
Figura 163 - Amostra 5C com ampliação de 1000x.....	131
Figura 164 - Amostra 5D com ampliação de 200x.....	132
Figura 165 - Amostra 5D com ampliação de 500x.....	132
Figura 166 - Amostra 5D com ampliação de 1000x.....	132
Figura 167- Modelo de simulação para todos retificadores no SIMULINK®	159
Figura 168- Modelo de simulação, vista interna do bloco “Cálculos CA”	159
Figura 169- Modelo de simulação, detalhe do bloco “Cálculos CC”	160
Figura 170 - Modelo do retificador da simulação no PSIM®.....	160

Lista de tabelas

Tabela 1 - Determinação do ângulo da carga para retificadores híbridos por controle de ângulo de fase e por largura de pulso.....	95
Tabela 2 - Valores dos indutores calculados.	99
Tabela 3 - Valores de Tensão média, Corrente média e <i>Ripple</i>	104
Tabela 4 - Valores para carga de 10% da corrente nominal.	105
Tabela 5– Figuras capturadas com o osciloscópio	113
Tabela 6 – Figuras capturadas com o analisador de energia	117
Tabela 7 – Comparação das medições no protótipo.....	123
Tabela 8 – Medições na carga	161
Tabela 9 – Medições no secundário do transformador	161
Tabela 10 – Medições no primário do transformador.....	162
Tabela 11- Medições no secundário do transformador	162

Lista de abreviaturas e siglas

CA - Corrente alternada

CC - Corrente contínua

GTO - *Gate Turn-Off Thyristor*

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*

ISO - *International Organization for Standardization*

KTL - *Kathodische Tauch Lackierung* – Pintura Catódica por Imersão

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

PF - Fator de Potência

PWM - *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso

QEE - Qualidade da Energia Elétrica

SCR - *Silicon Controlled Rectifier* - retificadores controlados por tiristores

TAP - Terminal de Ajuste de Potencial

THD - Distorção Harmônica Total

UNI - *Ente Nazionale Italiano di Unificazione* - Organização italiana de padronização

UNIPREA - *Commissione tecnica di unificazione nella meccanica precisa, fine, ottica, fotografia ed affini* - Comissão Técnica de unificação dos mecanismos de precisão, óptica de precisão, fotografia e afins.

Sumário

CAPÍTULO 1	19
INTRODUÇÃO	19
1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO.....	19
1.2 JUSTIFICATIVA	21
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	23
CAPÍTULO 2.....	25
HISTÓRIA E MÉTODOS DE GERAÇÃO DE CORRENTE CONTÍNUA PARA GALVANOPLASTIA	25
2.1 INTRODUÇÃO	25
2.2 UM BREVE APONTAMENTO HISTÓRICO DA GALVANOPLASTIA	25
2.3 MÉTODOS TRADICIONAIS PARA OBTENÇÃO DE CORRENTE CONTÍNUA PARA GALVANOPLASTIA.....	31
CAPÍTULO 3.....	40
ESTRUTURA DOS RETIFICADORES.....	40
3.1 INTRODUÇÃO	40
3.2 ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DOS RETIFICADORES MONOFÁSICOS HÍBRIDOS COM CONTROLE DE ÂNGULO DE FASE	40
3.3 ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DOS RETIFICADORES MONOFÁSICOS HÍBRIDOS COM CONTROLE DE LARGURA DE PULSO (RETIFICADORES HÍBRIDOS CHAVEADOS).....	44
3.3.1 ANÁLISE MATEMÁTICA DO RETIFICADOR HÍBRIDO PWM	47

3.3.2 MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO PWM	47
3.4 DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO HARMÔNICO DA TENSÃO E DA CORRENTE NO BARRAMENTO CC DOS RETIFICADORES.	49
3.5 DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO HARMÔNICO DA CORRENTE, FATOR POTÊNCIA E FATOR DE DESLOCAMENTO NO LADO CA DOS RETIFICADORES.	56
CAPÍTULO 4.....	60
RESULTADOS DO COMPORTAMENTO HARMÔNICO DAS CORRENTES NOS BARRAMENTOS CA E CC DOS RETIFICADORES	60
4.1 INTRODUÇÃO	60
4.2 RESULTADOS	63
4.2.1 RETIFICADORES HÍBRIDOS - BARRAMENTO CC	63
4.2.2 RETIFICADORES HÍBRIDOS - BARRAMENTO CA	82
CAPÍTULO 5.....	93
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DAS CORRENTES BASEADAS EM UMA CORRENTE DE CARGA E RIPPLE COMUM AOS RETIFICADORES	93
5.1 INTRODUÇÃO	93
5.2 METODOLOGIA PARA CÁLCULO DA INDUTÂNCIA.....	93
5.3 SIMULAÇÕES	94
5.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	104
CAPÍTULO 6.....	107
PROTÓTIPO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO HÍBRIDO MICROCONTROLADO	107
6.1 INTRODUÇÃO	107

6.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO	107
6.3 DESCRIÇÃO DOS BLOCOS	109
6.4 TESTES INICIAIS DO PROTÓTIPO	110
6.5 RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS	112
6.5.1 AQUISIÇÃO DE CORRENTES DO PROTÓTIPO COM OSCILOSCÓPIO NOS TRÊS MODOS DE FUNCIONAMENTO	112
6.5.2 AQUISIÇÃO DE CORRENTES DO PROTÓTIPO COM O ANALISADOR DE ENERGIA.....	117
6.6 TESTE PRÁTICO	124
6.7 MICROSCOPIA ÓPTICA.....	127
6.8 CONCLUSÕES SOBRE O PROTÓTIPO	133
CAPÍTULO 7	134
CONCLUSÃO GERAL E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	134
7.1 CONCLUSÃO GERAL.....	134
7.2 TRABALHOS FUTUROS.....	135
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	136
ANEXOS	141
ANEXO 1	141
ANEXO 2	159
ANEXO 3	160

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

A grande maioria das galvanicas de banho técnico e banho decorativo utilizam retificadores de pequeno porte que geralmente são monofásicos. Estes retificadores possuem capacidade de até 500A e em algumas empresas de grande porte possuem retificadores de 1000A ou 2000A.

Devido à grande demanda destes retificadores monofásicos, faz-se necessário o seu estudo para a melhoria da qualidade no produto final e na QEE (Qualidade da Energia Elétrica).

Desde os tempos mais remotos a humanidade vem desenvolvendo várias formas de revestimento de metais com outros metais e um deles é o processo galvânico, que possui papel importante e atuante na sociedade atual, uma vez que está presente nas mais variadas áreas: indústria mecânica (banho de cromo em pistões de motores a combustão, por exemplo), indústria eletrônica (desde banho em terminais elétricos até banho de ouro em placas de circuito impresso), adornos pessoais (anéis, brincos, braceletes, tornozeleiras, etc.), utensílios domésticos (torneiras, faqueiros, etc.), área médica (eletrodos de marca-passos, eletro polimento de instrumentos cirúrgicos, etc.), tratamento de efluentes por eletrólise, proteção catódica (pintura KTL – *Kathodische Tauch Lackierung* – Pintura Catódica por Imersão), entre outros.

Segundo Santos (2010), as aplicações da galvanoplastia têm o objetivo de proteger a peça contra a corrosão, melhorar as propriedades físicas e mecânicas do material, sua resistência à abrasão e/ou sua condutividade elétrica, dar ou manter um bom aspecto decorativo, alterar dimensões originais de determinadas peças ou ainda recuperar peças desgastadas.

Atualmente, a sociedade exige cada vez mais qualidade, eficiência energética e economia nos processos galvânicos e os progressos nesta área exigem ações multidisciplinares para aperfeiçoamento das técnicas nas áreas de materiais e processos.

Visando atingir esses objetivos, é apresentado o estudo de retificadores PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) para aplicações em processos galvânicos. As técnicas PWM são o objeto do estudo, buscando alto fator de potência, baixo conteúdo harmônico e baixo *ripple* de corrente que atendam tanto às necessidades de qualidade de energia, quanto à demanda das aplicações de carga. Sendo assim, é relevante para o estudo a criação de um protótipo que preencha os requisitos de aplicações industriais voltadas ao tratamento de superfícies, tais como eletrodeposição, eletro-polimento, entre outros e a melhora na qualidade de energia.

Os processos modernos de galvanoplastia são baseados na deposição de um metal sobre outro através de uma reação eletroquímica. Como explicita Medeiros (2001), a eletroquímica abrange todos os processos químicos que envolvem transferência de elétrons. Pilha ou bateria é o nome atribuído ao processo químico que transfere elétrons e é chamado de eletrólise o processo químico que é provocado por uma corrente elétrica. Conclui-se então, que pilha e bateria são processos químicos que acontecem espontaneamente e eletrólise é um processo químico não espontâneo, e ocorre na presença de uma corrente elétrica.

As maneiras usuais de se obter este processo eletroquímico são através da produção de uma corrente contínua (CC), obtida pela retificação da rede de alimentação elétrica de corrente alternada (CA ou *alternating current AC*). A forma de adaptação e/ou controle da tensão e/ou corrente elétrica variará conforme o tipo de material a ser depositado e conforme o processo, conforme Bertorelle (1974), Buzzoni (1991), Santos (2010) e Verlag (1973).

Nos sistemas convencionais costuma-se utilizar transformadores com reguladores de tensão e/ou TAP (Terminal de Ajuste de Potencial), com ajustes em malha aberta para regular a tensão e/ou corrente, e retificadores não controlados por diodos semicondutores na etapa de retificação.

Em sistemas mais modernos, a regulação da tensão e ou corrente têm sido obtida através de retificadores controlados somente por tiristores SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) ou retificadores híbridos, com tiristores SCR e diodos. Uma

grande vantagem destes sistemas está na redução de peso e volume, utilizando-se transformadores sem TAP ou reostatos de ajuste, além de possibilitar o controle da corrente em malha fechada. Por outro lado, a forma de ajuste destes retificadores, através dos ângulos de disparo dos tiristores, denominado controle de fase, pode produzir correntes pulsadas com altos conteúdos harmônicos, tanto no barramento CC, quanto no barramento CA do sistema. A corrente pulsada com alto fator de ondulação no barramento CC, em alguns casos, pode deteriorar a qualidade do processo de galvanização e o alto conteúdo harmônico e o baixo fator de potência no barramento CA deteriora significativamente a qualidade da energia elétrica do sistema. Com o intuito de reduzir a ondulação de corrente no barramento CC, normalmente se empregam filtros indutivos que poderão ser bastante volumosos e custosos, dependendo do grau de redução da ondulação necessário para a corrente, segundo Bertorelle (1974).

Considerando o atual estágio de desenvolvimento da tecnologia de semicondutores de potência, a utilização de dispositivos denominados IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) tem permitido a utilização de topologias de conversores estáticos com variadas técnicas de controle, tais como retificadores, inversores e *choppers* (recortadores), em níveis de corrente e potência que antes só podiam ser obtidos através de elaboração de técnicas de comutação forçada de tiristores, com as limitações de frequência intrínsecas a estes dispositivos. Entre essas técnicas ressalta-se a operação destes conversores com síntese de formas de onda PWM, em frequências bem mais elevadas das que seriam possíveis com os tradicionais tiristores SCR, como informam Barbi (2006), Del Bianco (2005), Oste (2010) e Rashid (1999, 2006).

1.2 JUSTIFICATIVA

Tendo em vista as considerações acima expostas, o objetivo deste trabalho é o de estudar e verificar a pertinência da utilização de retificadores com operação PWM para aplicações em processos de galvanoplastia, considerando-se as seguintes metas:

- a. Redução do volume do filtro indutivo do barramento CC;
- b. Maior qualidade de energia no barramento CA;
- c. Comparação entre os resultados obtidos através dos retificadores PWM com os retificadores tradicionais com controle de fase elaborado com tiristores.

O retificador considerado neste trabalho será o retificador semicontrolado ou híbrido monofásico, citados por Barbi (2006) e Rashid (1999), operando no modo tradicional com controle de fase e no modo PWM. Como a natureza da carga do processo de galvanoplastia é intrinsecamente resistiva, justifica-se a utilização de retificadores do tipo híbridos, ou semicontrolados, pois os mesmos necessitam de uma quantidade menor de chaves semicondutoras controladas (SCR, IGBT), quando comparados com os retificadores totalmente controlados – convencionais com controle de fase ou chaveados no modo PWM. Dessa forma, em relação aos componentes do conversor de potência, os retificadores híbridos apresentam um custo menor do que os retificadores totalmente controlados, justificando a escolha realizada neste trabalho.

Considerando-se as correntes geralmente elevadas nestes processos eletroquímicos, a redução do volume do filtro indutivo do barramento CC precisa obter uma admissível ondulação de corrente que mantenha a qualidade do processo, que está intrinsecamente ligada à frequência de chaveamento do retificador, que se traduz em perdas de chaveamento elevadas e ao nível de corrente solicitada pela carga (processo).

Dessa forma, pretende-se estudar e comparar o comportamento harmônico da corrente do barramento CC entre os retificadores citados anteriormente.

Em relação à qualidade de energia no barramento CA, também se pretende verificar o comportamento harmônico das correntes entre os mesmos retificadores, sendo que são estudados os modos do retificador PWM proposto nos modos de operação em modulação em múltiplos pulsos (PWM regular) e operação em PWM senoidal.

Como metodologia deste trabalho, o processo de galvanoplastia (carga) é considerado como sendo o de uma carga puramente resistiva na saída do retificador.

Igualmente, realiza-se um trabalho de determinação dos harmônicos de corrente, tanto no barramento CC quanto no barramento CA dos diversos retificadores, considerando-se um filtro de corrente ideal.

Considera-se a redução de volume do filtro indutivo no barramento CC, comparando-se o valor da indutância necessária para a construção do filtro utilizando-se os retificadores tradicionais comparados com as duas técnicas de modulação para o retificador PWM, assim como as implicações destas técnicas na qualidade de energia no barramento CA, levando-se em conta o estudo do comportamento da distorção harmônica de corrente e do fator de potência.

São apresentados resultados de simulação e práticos, por meio do projeto e desenvolvimento de protótipo para corroborar as conclusões pretendidas.

Pretende-se que o retificador PWM possa ser ajustado nos modos de tensão, corrente e frequência de maneira a atender as diversas necessidades dos processos de galvanoplastia com redução do volume do filtro e perdas de chaveamento aceitáveis nos dispositivos semicondutores do retificador (IGBT), sendo que para este estudo o protótipo do retificador terá ajustes manuais e trabalhará em malha aberta.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho foi organizado em sete capítulos, sendo o primeiro capítulo uma motivação, a justificativa e a organização do trabalho, compondo a Introdução.

No capítulo 2 apresenta-se uma breve revisão da história dos processos de galvanoplastia de forma a mostrar a importância desses processos e como eles estão ligados à nossa sociedade atual. Também no capítulo 2 são apresentados, sucintamente, os principais métodos possíveis de obtenção das correntes contínuas necessárias para os sistemas eletroquímicos atuais, utilizados nos processos de galvanoplastia utilizando-se retificadores com dispositivos semicondutores.

No capítulo 3 a breve revisão apresentada trata sobre o modo de funcionamento e estudo dos comportamentos harmônicos da corrente no barramento CC dos retificadores tradicionais totalmente controlados, híbridos e chaveados.

No capítulo 4 os resultados do comportamento harmônico das correntes no barramento CC dos retificadores acima citados são comparados e relacionados à

indutância de filtro de corrente necessária para se determinar as reduções de corrente de ondulação no respectivo barramento.

No capítulo 5 são apresentadas as simulações das correntes baseadas em uma corrente de carga e *ripple* comum a todos os retificadores, com o intuito de mostrar o comportamento da ondulação de corrente dos mesmos em diversas situações.

No capítulo 6 é mostrado o protótipo de um retificador híbrido nas configurações de controle por ângulo de fase, controle por largura de pulso senoidal e controle por largura de pulso regular e seus resultados práticos baseados em uma carga comum (R). Também é apresentado os testes práticos realizados em uma galvânica e as fotos microscópicas das peças galvanizadas.

No capítulo 7 seguem-se as conclusões e as sugestões de continuidade do trabalho.

CAPÍTULO 2

HISTÓRIA E MÉTODOS DE GERAÇÃO DE CORRENTE CONTÍNUA PARA GALVANOPLASTIA

2.1 INTRODUÇÃO

Com o objetivo de salientar a relevância do processo de galvanoplastia, neste capítulo é apresentada uma breve revisão histórica do mesmo, com base nas referências bibliográficas de Bertorelle (1974) e Santos (2010). Igualmente e de forma sucinta são apresentados os diversos métodos de produção da corrente contínua, baseados em estruturas de retificadores utilizados atualmente, tendo como base as seguintes referências bibliográficas: Almeida (1991), Ahmed (2000), Barbi (2006), Bertorelle (1974), Rashid (1999) e Verlag (1973).

2.2 UM BREVE APONTAMENTO HISTÓRICO DA GALVANOPLASTIA

Segundo Bertorelle (1974), desde os tempos antigos era costume revestir um metal com outro metal ou um não-metal com um metal e, pode-se afirmar que a cerâmica antiga originou o primeiro revestimento metálico de material inerte. Relíquias da antiga civilização da Itália mostram alguns elementos artísticos em que o metal foi unido ao não-metal. As escavações da grande necrópole de Veio (cidade da antiguidade, próxima a Roma) trouxeram à luz vasos decorados com placas de chumbo e objetos de cerâmica com evidentes traços de metal, a cerca de 3000 anos atrás. Os metais foram os primeiros revestimentos de caráter utilitário, mais tarde, no campo da numismática, precisamente em moedas falsificadas. Geralmente são discos de cobre (mais raramente de ferro) completamente cobertos, incluindo as bordas, por um revestimento de prata na forma de finas lâminas.

É relevante lembrar a história de Heródoto, na qual Polycrates de Samos, cerca de 530 a.C., enganou os espartanos pagando-lhes com moedas de chumbo

dourado, isto porque moedas gregas de prata falsificada eram relativamente comuns. Dos dois exemplares conhecidos da moeda de Temístocles de Magnésia, uma era falsa. Tem-se conhecimento de moedas falsas de Siracusa, Messana, Metaponto, Velia e Posidônia. A República Romana e o Império Romano cunharam oficialmente moedas de prata falsificadas. Também a falsificação de moedas de ouro teve sua disseminação por todo o Império Romano.

A história da arte do metal em seus primórdios também tem oferecido algumas situações para supor, muito superficialmente, a remota realização de alguns revestimentos metálicos por eletrólise. De acordo com alguns arqueólogos, esta suposição poderia ser baseada em uma descoberta durante escavações efetuadas perto de Bagdá. Trata-se de uma peça da antiga Pérsia, dourada e prateada por meio de uma rudimentar bateria galvânica, que alguns cientistas acreditaram ser um dispositivo especial, que está em exposição no museu estatal de Bagdá. Esta peça é um vaso de barro de 140 mm de altura com um diâmetro de 33 mm; dentro era colocado um cilindro formado por uma lâmina de cobre puro de 100 mm de altura e 26 mm de diâmetro; a parte inferior do cilindro é fechada por uma placa de cobre redonda; na parte interna do fundo existe uma camada de 3 mm de betume; no alto o cilindro é fechado por uma tampa também de betume, na qual é colocada uma barra redonda de ferro de 75 mm de comprimento e 10 mm de diâmetro. A barra está muito enferrujada, mas indica que era redonda e de espessura uniforme. Outros objetos semelhantes a este vaso descrito foram descobertos entre as antigas relíquias da cultura persa, mas nenhum tão expressivo como o vaso de Bagdá, próximo ao qual, aliás, foram encontrados restos de barras de ferro e cobre que, provavelmente, deveriam servir como condutores e também como peças de reposição.

Foram também encontradas – em uma expedição que liderou as escavações nos arredores de Ctesifonte (cidade da Mesopotâmia, hoje Iraque) – algumas peças arqueológicas cor de cobre, prateadas e douradas, classificadas como sendo da época da dinastia Sassânida (226-641 d.C.). Da mesma forma, foram encontrados alguns objetos nos túmulos dos faraós, como, por exemplo, estátuas recobertas com finíssimas camadas de cobre e pontas de lanças de cobre ou douradas. Pode-se concluir que nem os persas nem os egípcios conheciam a eletricidade.

Mas, talvez, algum método empírico destinado a causar a deposição de cobre, prata e ouro foram do conhecimento de certas pessoas como, por exemplo, sacerdotes, que transmitiram uma primitiva técnica de galvanoplastia. O fato de que

um objeto de ferro pudesse ficar revestido de cobre quando imerso em um líquido a base de cobre e ácido sulfúrico, com toda a probabilidade, era conhecido pelos antigos. Como também era conhecido pelos antigos, sobretudo os egípcios, algum processo de metalização de material inerte (por exemplo, tecido ou madeira), o que poderia ser outro fato dos primórdios da galvanoplastia.

Se a pesquisa arqueológica a partir do berço da arte galvânica parece voltar há cerca de 3000 anos, o fato é que somente após a descoberta da pilha de Alessandro Volta que, segundo Santos (2010), se descobriu o primeiro método prático de produção de eletricidade e, com isso, foi possível estabelecer com lógica científica o início da era da deposição eletrolítica de metais. Neste sentido, a arte galvânica nasceu em Pavia, na Itália, em 1800, pelo trabalho do químico Luigi Valentino Brugnatelli, colaborador de Volta, conforme relata Bertorelle (1974).

De fato, Brugnatelli, poucos meses após a descoberta da pilha voltaica, efetuou a primeira eletrodeposição de metais, precisamente de prata, zinco, mercúrio e cobre, tendo registrado nos Anais da Química da Universidade de Pavia, em 1800, os seus experimentos.

Os estudos de Brugnatelli precederam, provavelmente pouco, os estudos independentes de W. Cruickshank, em Londres que, em 1800 mesmo, utilizando um eletromotor voltiano, depositou cobre em um eletrodo em uma solução metálica.

Segundo Bertorelle (1974), em 1802, Luigi Brugnatelli explicou seu método com amônia para a eletrodeposição de vários metais, inclusive ouro. Entre 1816 e 1818, o químico de Pavia publicou outros trabalhos sobre a metalização galvânica de carbono com cobre e sobre a preparação de ligas por via eletrolítica.

Embora nem todos os resultados dos experimentos de Brugnatelli tenham utilidade prática, permanece o fato de que ele deve ser considerado o verdadeiro fundador da galvanotécnica. Ele teve, entre outros, o mérito de vislumbrar as aplicações dos processos galvânicos e sinalizar sua importância.

Brugnatelli citado por Santos (2010), ao usar uma pilha voltaica realizou a primeira eletrodeposição de ouro, mas mesmo assim, a publicação de seu trabalho foi rejeitada na Academia de Ciências da França pelo ditador Napoleão Bonaparte. Brugnatelli reportou seu experimento então no Jornal Belga de Física e Química, mencionando que algum tempo antes havia dourado completamente duas grandes medalhas de prata, através de uma ligação com fio de aço, ligado ao polo negativo da

pilha voltaica e mantendo um e depois o outro imersos em solução de amoníaco nova e bem saturada.

Bertorelle (1974) relata que depois de Brugnatelli, outros nomes são dignos de ser lembrados: - Nobili, o descobridor da metalocromia; - Zantedeschi, mais para o meio do século XIX, com a eletrotipia; - Marianini, estudioso do chapeamento de cobre e da galvanoplastia; - Selmi, que trouxe avanços significativos para a eletrodeposição e que, publicou em 1844, um manual sobre douração e prateação.

Em 1850 em Milão, os Irmãos Broggi realizaram a prateação usando o método francês dos Talheres Cristofle. Pela primeira vez na Itália, esta empresa não usou baterias, mas construiu, com a ajuda de um artesão de Milão, um dínamo primitivo a partir da máquina eletromagnética de Nollet. Mesmo com este dínamo rudimentar, a prateação dos Irmãos Broggi representou uma gloriosa etapa da galvanotécnica.

Enquanto isso, em 1838, pelo trabalho do professor Moritz Hermann Von Jacobi, aparecia na Rússia a galvanoplástica, isto é, o ramo da arte galvânica que permite dar forma a objetos mediante eletrodeposição metálica sobre determinados moldes para fins artísticos ou para fins de proteção industrial.

O processo de galvanoplastia se destaca como uma eficaz arma contra a corrosão, em especial a do ferro. A eletrodeposição de zinco e níquel se afirma. A primeira patente referente a esse objetivo foi atribuída a James Shore, de Birmingham, no ano de 1840. A primeira aplicação industrial remonta a Isaac Adams, em Boston, quando, em 1865, niquelou grandes quantidades de material ferroso com um banho contendo 75g/l de sulfato duplo de níquel e amônia.

No período compreendido entre 1847 e 1854, os americanos Junot e Bunsen começaram as pesquisas sobre a eletrodeposição de cromo. Quase contemporaneamente, em 1866, com o advento do dínamo por obra de Werner Von Siemens, a galvanotécnica recebeu um impulso maior. A nova fonte de corrente elétrica contínua permite aplicações em larga escala, no campo da galvanoplastia. Nasce na Alemanha grandes casas de eletrodeposição para atender as necessidades da estatutária.

A galvanotécnica continuou em ascensão. Em 1878, Edward Weston introduziu ácido bórico em banhos de níquel, tornando-os mais estáveis; em 1883, os italianos Bartoli e Papasogli comunicaram a obtenção de cromo brilhante em banhos de ácido crômico (provavelmente com ácido sulfúrico), com eletrodos de grafite; em

1905, Carveth e Curry especificaram o processo de cromação, que foi então desenvolvido em 1920 por J. Sargent e E. Liebreich; de 1916 a 1925 os estudos do americano O. P. Watts trouxeram a niquelagem rápida industrial com o banho que ainda leva o seu nome; em 1934 com M. Schlötter teve início o moderno processo de niquelagem brilhante.

Continuando, Bertorelle (1974) relata que os professores R. Piontelli e L. Cambi, da Universidade de Milão, forneceram uma melhoria no processo de eletroformação com a introdução de banhos à base de sulfatos, que proporcionaram um real desenvolvimento ao setor do níquel, após cem anos da obra pioneira de Moritz Hermann Von Jacobi, em 1938.

Eletrólitos puros e novos, retificadores, máquinas automáticas e rigorosos métodos de controle ingressaram na indústria com o aperfeiçoamento da galvanoplastia. Em 1949, G. W. Jernstedt apresentou o sistema PR, patenteado pela Westinghouse Electric Corporation, que vem a ser o processo com inversão periódica da corrente, para obter revestimentos nivelados com alta velocidade de deposição. De 1950 até os dias atuais são introduzidas muitas aplicações de novas ligas eletrolíticas de metais comuns e de metais preciosos. Eletrólitos fluobóricos e sulfâmicos pirofosfatados são adotados para diversas eletrodeposições industriais. Eletrólitos especiais são usados para eletrodeposição em peças de grandes dimensões e em cilindros com o sistema de tamponamento. A niquelagem com dupla, tripla camada ou com incorporação de pó inerte, a niquelagem por imersão e a cromação microdescontínua (com microfissuras ou micro porosa), bem como a auto ajustável e totalmente livre de micro rachaduras são necessárias para as melhores qualidades de proteção e funcionalidade, bem como a cromação dura.

Bertorelle (1974) afirma que a galvanoplastia ainda tem uma história recente com relação ao tratamento de metais leves e suas ligas, sendo que a oxidação anódica de alumínio e suas ligas é um processo relativamente novo. Em 1923, pode-se atribuir o mérito aos ingleses G. D. Bengough e J. Mc A. Stuart (método do ácido crômico) e aos japoneses T. Kujirai e S. Ueki (método do ácido oxálico). Em 1926, aparece na Inglaterra o processo de oxidação anódica ou anodização de ácido sulfúrico (Ch. H.R. Gower e St. O'Brien), sendo que após cinco ou seis anos se difundiu rapidamente pelo mundo. Igualmente é correto afirmar que a história dos revestimentos de fosfato é relativamente nova. Em 1906, T. W. Coslett estabeleceu

as bases para a fosfatização de hoje; em 1911, R. G. Richards trouxe mudanças para a fosfatização, com a introdução de fosfato bi ácido de manganês; em 1916 o americano W. H. Allen aperfeiçoou o método de fosfatização e seus sistemas foram reconhecidos pela Parker Rust-Proof Company; em 1929, nasceram na Rússia os sais "Digofat" e, tanto a Parker como a Metallgesellschaft de Frankfurt lançaram a fosfatização; em 1934. A Am. Chemical Paint Co. propôs, por obra de J. H. Gravell, um método fosfato-eletrolítico, chamado de eletro-anodização. O uso de aceleradores (nitratos, cloratos) contribuiu para o desenvolvimento da fosfatização; sua trajetória foi iniciada com fosfato de zinco (fosletização), continuou com os de ferro e manganês (parkerização), para depois voltar aos de zinco que é usado, atualmente.

O polimento eletrolítico, que foi trabalhado desde 1929 pelo francês P. A. Jacquet, é o processo que prepara e fornece acabamento em superfícies metálicas de objetos com características particulares, assim como os processos de acabamento por vibro rotação que, desde 1950, têm alcançado grande afirmação.

Bertorelle (1974) explica que entre os tratamentos químicos de superfícies metálicas e, em particular, do aço de baixo carbono, pode-se chamar de "cromização" a aplicação de cromo por processo térmico de cimentação. O cromo, a partir de seu sal na fase gasosa e de redução, propaga-se através da superfície das peças e se liga com o aço, formando um todo integrado e inseparável como o aço inoxidável. O processo, como aplicação, iniciou-se na Alemanha com o trabalho de Becker, Daeves e Steinberg (processo BDS) em 1941, e foi desenvolvido no período da Segunda Guerra Mundial e depois dela. Usa cloreto de cromo em ambiente com ácido clorídrico.

A eletrodeposição sobre materiais plásticos tornou-se de grande interesse em 1964, previamente tornados condutivos por meio de tratamentos adequados de decapagem, sensibilização e metalização. Na verdade, este processo enobrece e fortalece os materiais plásticos (e entre eles, especialmente, o ABS), e representa um amplo progresso industrial, permitindo a realização de uma grande variedade de peças econômicas, imunes à corrosão e esteticamente interessantes. No campo da eletroforese, o metal sobre o plástico e o plástico sobre o metal representam outro processo eletroquímico que progride; são aplicados por deposição eletrolítica adequada, vernizes e esmaltes sobre qualquer base metálica.

Depois dos estudos de Roehl (1944), do prêmio Nobel Arne Tiselius (1949), de Crosse, Blackwell, Clayton e outros autores, a eletroforese entrou na indústria de artefatos de metal para a realização da eletro-pintura, que aplica uma película

protetora homogênea, incorporando-se totalmente nos ciclos de produção automatizados.

A partir desta visão geral sobre o caminho da galvanoplastia fica evidente o progresso de todas as atividades auxiliares. A literatura técnica, as escolas de galvanização, assim como as convenções, conferências e simpósios, vêm promovendo sua divulgação cada vez mais. O mesmo se aplica às associações técnicas, centros de informações e laboratórios de controle e pesquisa.

Bertorelle (1974) afirma que o desenvolvimento da galvanoplastia envolve sérios compromissos: os processos que estão cada vez mais competitivos, a questão dos resíduos, o controle de qualidade e a elaboração de normas nacionais e internacionais. Na Itália, se faz necessário mencionar a este respeito, o trabalho realizado pela UNI (*Ente Nazionale Italiano di Unificazione* - Organização Italiana de Padronização), pela UNIPREA (*Commissione tecnica di unificazione nella meccanica precisa, fine, ottica, fotografia ed affini* - Comissão Técnica de Unificação dos Mecanismos de Precisão, óptica de Precisão, Fotografia e afins) e pela ISO (*International Organization for Standardization*).

Como bem exemplifica Santos (2010), houve uma popularização do processo galvânico para o consumo, o que proporcionou acesso da população das classes média e baixa a produtos tais como joias, que podem ser reproduzidas em quantidade, através da fundição, decoração, utensílios domésticos, adornos, moda, elétrica e eletrônica. Bijuterias podem ser produzidas aos milhares de milhões, com camada superficial de ouro, prata, ródio, entre outros. O tratamento galvânico tornou possível melhorar a qualidade dos produtos sem aumentar tanto os preços, tornando-os acessíveis à população das classes média e baixa.

2.3 MÉTODOS TRADICIONAIS PARA OBTENÇÃO DE CORRENTE CONTÍNUA PARA GALVANOPLASTIA

Na prática, em uma galvânica, adotam-se equipamentos chamados retificadores que fornecem corrente contínua e que substituem os conjuntos motor-

dínamo, que até algumas décadas atrás eram adotados em todas as indústrias galvânicas, afirma Bertorelli (1974).

O retificador, de modo geral, é formado por um transformador e células retificadoras adequadamente conectadas (diodos e ou tiristores). O transformador é responsável por reduzir a tensão da corrente alternada, da ordem de centenas de volts, para uma tensão alternada de alguns volts, necessários para alimentar o retificador propriamente dito que, por sua vez, converte a corrente alternada em corrente contínua, possibilitando o funcionamento do banho galvânico.

A Figura 1 mostra um esquema de retificador com controle no primário do transformador principal e apresenta a disposição dos seus elementos; a Figura 2 ilustra um retificador com o controle no transformador principal (transformador de potência) onde podemos ver o variac (transformador variável) que faz o controle do ajuste de tensão; a Figura 3 ilustra um retificador com o controle do transformador principal através de Terminal de Ajuste de Potencial -TAP (ajuste fino, ajuste grosso e seleção estrela triângulo); a Figura 4 mostra o detalhe da chave comutadora (TAP) e a Figura 5 mostra um retificador controlado no primário através de tiristor.

Figura 1 - Esquema de retificador com ajuste no transformador principal.

Figura 2 - Retificador com ajuste no primário com variac.

Figura 3 - Retificador com controle no primário (transformador com tap's).

Figura 4 - Detalhe das chaves comutadoras.

Figura 5 - Retificador com controle no primário com tiristor.

No esquema da Figura 6, o ajuste é aplicado nos mesmos componentes que promovem a retificação da corrente alternada no secundário do transformador; na Figura 7 é ilustrado um retificador com controle no secundário do transformador principal, baseado num retificador com SCR.

Geralmente, atua-se sobre o transformador principal, no qual a intensidade da corrente é menor:

Figura 6 - Esquema de retificador com ajuste no secundário do transformador.

Figura 7 - Retificador com controle no secundário.

As estruturas mais usuais para a montagem dos retificadores para galvanoplastia e afins são representadas pelos esquemas que seguem.

Figura 8 - Ponte de Graëtz de onda completa monofásica.

A Figura 8 mostra a ponte de Graëtz de onda completa monofásica; na Figura 9 estão representadas as formas de onda dos retificadores monofásicos de onda completa, sendo que o gráfico Tensão Fonte mostra a tensão de entrada da ponte retificadora e o gráfico Tensão Carga mostra a tensão de saída da ponte retificadora.

Figura 9 - Gráficos de tensão de entrada e tensão de saída da Ponte de Graëtz de onda completa monofásica.

Figura 10 - Ponte de Graëtz de meia onda trifásica.

A Figura 10 mostra a ponte de Graëtz de meia onda trifásica e a Figura 11 mostra as formas de onda desta configuração. Como citado anteriormente, o gráfico *Tensão A*, *Tensão B* e *Tensão C* mostra a entrada da ponte e o gráfico *Tensão Carga* mostra a saída retificada.

Figura 11 - Gráficos de Tensão Alternada Trifásica e Tensão Retificada da Ponte de Graëtz de meia onda trifásica.

Figura 12 - Ponte de Graëtz de Onda Completa Trifásica.

O terceiro método apresentado é a ponte de Graëtz de onda completa trifásica que é mostrada na Figura 12. Novamente, as formas de onda na entrada e saída da ponte são mostradas na Figura 13. O gráfico *Tensão A*, *Tensão B* e *Tensão C* mostra a entrada da ponte e o gráfico *Tensão Carga* mostra a saída retificada.

Figura 13 - Gráficos de Tensão Alternada Trifásica e Tensão Retificada Trifásica da Ponte de Graëtz de onda completa trifásica.

As Figuras 14 e 15 ilustram duas galvânicas, sendo que a primeira é para banhos decorativos (adornos, torneiras, etc.) e a segunda para banho técnico (peças automotivas, circuitos impressos, etc.).

Figura 14 - Linha galvânica para banhos decorativos
Fonte: MMA Ltda.

Figura 15 - Linha galvânica para banhos técnicos.
Fonte: Revista Tratamento de Superfície, ABTS, Edição 168.

CAPÍTULO 3

ESTRUTURA DOS RETIFICADORES

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada uma breve revisão do modo de funcionamento e um estudo dos comportamentos harmônicos das correntes nos barramentos CA e CC dos retificadores monofásicos semicontrolados (ou híbridos) operando no modo convencional com controle de fase e no modo chaveado com PWM regular e senoidal. O estudo aqui desenvolvido tem como base as seguintes referências bibliográficas: Almeida (2000), Ahmed (2000), Barbi (2006), Natale (1994), Rashid (1999), Verlag (1973), Del Bianco, Quini & Otani (2005) e Rashid (2001).

Os gráficos apresentados neste capítulo são de autoria deste pesquisador.

3.2 ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DOS RETIFICADORES MONOFÁSICOS HÍBRIDOS COM CONTROLE DE ÂNGULO DE FASE

A estrutura convencional de um retificador híbrido para operar no modo controle de ângulo de fase (que chamamos de retificador híbrido CFASE) é apresentada no diagrama B da Figura 16. Para efeitos comparativos é mostrado no diagrama A, da Figura 16, a estrutura de um retificador totalmente controlado, também para operar no modo controle de fase. Como se pode observar, o retificador totalmente controlado possui 4 chaves semicondutoras controladas do tipo SCR, e o retificador híbrido possui 2 chaves controladas, também do tipo SCR e 2 chaves não controladas do tipo diodo.

Devido a estas diferenças, o retificador híbrido torna-se mais econômico em comparação com o retificador totalmente controlado. No entanto, o retificador totalmente controlado tem como vantagem poder trabalhar em dois quadrantes de energia, operando no modo de retificação (fluxo de potência no sentido da fonte CA

para o barramento CC) e no modo de regeneração de energia (fluxo de potência no sentido do barramento CC para a fonte CA, nos casos em que a carga acoplada ao barramento CC tiver o comportamento de gerador de energia). Já o retificador híbrido pode operar somente em um quadrante de energia (no modo de retificação).

Geralmente é adicionado um diodo em paralelo com a ponte retificadora dos retificadores híbridos, chamado de diodo de roda livre (DRL), conforme mostrado na Figura 17. Este diodo tem como principais funções proteger contra surtos de tensão provocados pela indutância, caso haja uma abertura do circuito da ponte retificadora, ou no barramento CA provocado pelo desligamento de alguma chave, e/ou algum defeito do circuito, além de produzir um caminho alternativo de corrente quando os tiristores são desligados em cada ciclo de operação. Neste último caso, os semicondutores da ponte retificadora são aliviados da corrente de carga quando o DRL conduz, e haverá uma menor queda de tensão nos terminais do barramento CC, com uma consequente redução nas perdas de condução do conversor como um todo.

Figura 16- Estruturas dos retificadores totalmente controlados e híbridos.

Tendo como base as duas estruturas do retificador híbrido apresentadas no diagrama B da Figura 16 e na Figura 17 e as formas de onda apresentadas na Figura 18, descreve-se a seguir o funcionamento deste retificador.

No semi-ciclo positivo da tensão CA de entrada, os semicondutores T1 e D4 estarão diretamente polarizados. Se acionarmos T1 em α denominado de ângulo de disparo, a corrente fluirá por D4, pela carga e por T1. No período (α a π), a tensão de

saída do retificador (tensão no barramento CC) é a mesma da entrada (tensão da fonte do barramento CA), conforme mostrado na Figura 18.

No instante π , no caso da estrutura sem DRL do esquema B da Figura 16, o diodo D4, passará para o estado desligado, e o diodo D3 passará ao estado ligado quando a tensão da fonte CA se inverter. O caminho da corrente se dará, então, por D3, T1 e a carga RL. No caso da estrutura com DRL da Figura 17, tanto o diodo D4, quanto o tiristor T1 passarão ao estado desligado, e o caminho de corrente se dará pelo DRL e pela carga RL. No intervalo π a $\pi + \alpha$ a tensão na carga (barramento CC de saída do retificador) será igual à queda de tensão em D3 e T1 (esquema B da Figura 16) ou igual à queda de tensão do DRL (Figura 17). Considerando-se a hipótese de que os semicondutores são ideais, esta tensão será igual a zero (Figura 18).

Em $(\pi + \alpha)$, T2 é acionado, fazendo com que a corrente flua através do caminho T2, carga e D3. A tensão de saída do retificador será a tensão do barramento CA (a menos das quedas de tensão nos semicondutores) no intervalo $\pi + \alpha$ a 2π , conforme mostrado na Figura 18.

No instante 2π , D4 (no caso da estrutura do esquema B da Figura 16) passa para o estado desligado e o caminho de corrente se dará por D4, T2 e a carga RL. No caso da estrutura da Figura 17, tanto D3, quanto T2 passarão para o estado desligado e o caminho de corrente se dará pelo DRL e a carga RL. No intervalo 2π a $2\pi + \alpha$, a tensão na carga será a dos semicondutores D4 e T2, ou do DRL, e nula se se considera que os semicondutores são ideais. (Figura 18).

Em $2\pi + \alpha$ o tiristor T1 é ligado e o ciclo se repete.

Figura 17- Estrutura do retificador semicontrolado com diodo de roda livre.

A Figura 18A ilustra a tensão da fonte V_s e a tensão de saída V_{out} , a Figura 18B mostra a corrente de entrada I_s e a corrente de saída para a carga I_{out} e a Figura 18C apresenta os caminhos das correntes, conforme descrito acima.

Figura 18 - Formas de onda para um retificador híbrido com controle por ângulo de fase com diodo de roda livre.

3.2.1 ANÁLISE MATEMÁTICA DO RETIFICADOR HÍBRIDO CFASE

A análise a seguir considera as seguintes hipóteses: os semicondutores são chaves ideais; a tensão no barramento CA é puramente senoidal; a carga é constituída de um resistor e um indutor (carga RL) com uma indutância suficientemente elevada para que o retificador opere sempre em condução contínua. No caso do presente trabalho, a indutância L representa um filtro indutivo colocado em série com a resistência R que representa a carga resistiva do sistema de galvanoplastia.

A equação que representa o valor de tensão instantânea na carga para o retificador híbrido é:

$$v_{out} = \sqrt{2}V \sin(\omega.t) \quad \text{para } \alpha \leq \omega.t \leq \pi \quad (3.1)$$

Onde ωt é frequência angular da rede radianos/segundo

$$v_{out} = 0 \quad \text{para} \quad 0 \leq \omega.t \leq \alpha$$

Para a corrente de carga tem-se a seguinte equação diferencial:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}V \text{sen}(\omega.t) \quad (3.2)$$

A tensão média pode ser expressa como:

$$V_{DC} = V_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V \text{sen}(\omega.t).d\omega.t \quad (3.3)$$

Com essa estrutura, a tensão média na carga será sempre positiva para qualquer ângulo de disparo entre 0° e 180° . Como a corrente também flui em um só sentido, a operação se dá somente no primeiro quadrante, conforme mostra a Figura 19, isto é, o conversor estará sempre operando no modo de retificação.

Figura 19- Modo de operação em um quadrante.

3.3 ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DOS RETIFICADORES MONOFÁSICOS HÍBRIDOS COM CONTROLE DE LARGURA DE PULSO (RETIFICADORES HÍBRIDOS CHAVEADOS)

Com o desenvolvimento da tecnologia dos interruptores de potência com bloqueio comandado, como transistores de potência, IGBT, MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – Transistor de efeito de campo metal-óxido

semicondutor) e GTO (*Gate Turn-Off Thyristor* – tiristor que pode ser desligado pelo *gate*), algumas estruturas de conversores chaveados vão se popularizando e se tornando competitivas em relação às estruturas com controle de ângulo de fase a tiristor.

O retificador com controle de largura de pulso proposto é basicamente um retificador de onda completa com diodos. Nessa configuração somente com diodos, não se pode controlar a potência fornecida à carga, sendo assim, dois transistores são inseridos em série com os diodos. A estrutura é mostrada na Figura 20.

Figura 20- Estrutura do retificador com controle por largura de pulso.

No retificador visto anteriormente, por controle de ângulo de fase, quando um SCR é disparado, ele não para de conduzir até que a tensão em seus terminais se inverta, ou se anule. Já no retificador com controle por largura de pulso com transistores, que aqui são usados como chaves liga-desliga, controla-se a potência na carga através da modulação de pulsos durante um semiciclo, conforme mostrado na Figura 21.

A Figura 21.A ilustra a tensão da fonte V_s e a tensão de saída V_{out} , a Figura 21.B mostra a corrente de saída I_{out} e a corrente de do diodo de roda livre $IDRL$ e a Figura 21.C apresenta os instantes dos acionamentos dos transistores T1 e T2, conforme descrito abaixo.

Figura 21- Formas de onda para um retificador chaveado.

Na Figura 20, a fonte V_s é uma fonte senoidal, no semiciclo positivo os diodos D1 e D3 estão polarizados diretamente e podem conduzir, porém eles só o farão quando o transistor 1 for acionado. O transistor pode ser saturado e cortado várias vezes durante um semiciclo e é isso que possibilita o controle sobre os parâmetros de saída. Este é o modo de controle por modulação de largura de pulsos ou PWM. Neste controle podemos variar a quantidade de pulsos e a largura dos mesmos, intervalos $\beta_n - \alpha_n$, onde β é ângulo do fim da condução dos transistores e n , neste caso, é o número do pulso.

No semiciclo negativo os diodos D2 e D4 estão polarizados diretamente e podem conduzir, porém eles só o farão quando o transistor 2 for acionado, e acontecerá o mesmo controle do semiciclo positivo para que a tensão seja simétrica. Apesar da direção da corrente através da fonte alternar de um semiciclo a outro, a corrente através da carga permanece unidirecional.

Durante os intervalos em que os dois transistores estiverem cortados (desligados), o diodo de roda livre (DRL) estará em condução.

3.3.1 ANÁLISE MATEMÁTICA DO RETIFICADOR HÍBRIDO PWM

As mesmas hipóteses consideradas na análise do retificador híbrido CFASE são consideradas aqui para o retificador chaveado.

A equação que representa o valor de tensão instantânea na carga para o retificador chaveado é:

$$v_{out\ k} = \sqrt{2}V \text{ sen}(\omega.t) \quad \text{para } \alpha_k \leq \omega.t \leq \beta_k \quad (3.4)$$

Onde k é o número de pulsos por semiciclo.

$$v_{out} = 0 \quad \text{para } \beta_k \leq \omega.t \leq \alpha_{k+1}$$

Para a corrente de carga tem-se a seguinte equação diferencial:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}V \text{ sen}(\omega.t) \quad (3.5)$$

A tensão média pode ser expressa como:

$$V_{DC} = V_0 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^p \int_{\alpha_k}^{\beta_k} \sqrt{2}V \text{ sen}(\omega.t). d\omega.t \quad (3.6)$$

A tensão média na carga será sempre positiva para qualquer largura de pulso e a corrente também flui em um só sentido, portanto a operação se dá somente no primeiro quadrante, conforme mostrado na Figura 19.

3.3.2 MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO PWM

É identificado como retificador híbrido RPWM, o retificador híbrido controlado por largura de pulso regular, e é identificado de retificador híbrido SPWM, o retificador híbrido controlado por largura de pulso senoidal. O acionamento dos transistores,

como mencionado anteriormente, é motivo de estudo do SPWM, porque com o seu uso, há uma melhora da qualidade de energia.

O modo de funcionamento do SPWM é obtido através de uma onda portadora triangular e um sinal de referência senoidal da mesma frequência que a onda senoidal da rede de alimentação. Esta modulação resultará em pulsos de largura e espaçamentos variáveis senoidalmente. A Figura 22 mostra as formas de onda do SPWM com base em Rashid (1999, 2001) e Oste (2010).

A modulação RPWM pode ser obtida através de uma onda portadora triangular e um sinal de referência constante (sinal CC). Este tipo de controle funciona como um chaveamento de pulsos igualmente espaçados e de mesma largura conforme apresentado na Figura 23 com base em Rashid (1999, 2001) e Oste (2010).

Figura 22- Formas de onda para o SPWM.

A Figura 22.A mostra o sinal da portadora e o sinal de controle, sendo que nos momentos dos cruzamentos farão o chaveamento dos transistores, conforme mostra a Figura 22.B, com a tensão de controle em sincronismo com a rede.

Figura 23- Formas de onda para o RPWM.

A Figura 23.A mostra o sinal da portadora triangular e a tensão de comparação ou de controle e a Figura 23.B mostra os chaveamentos dos transistores em sincronismo com o resultado da comparação dos sinais de portadora e controle.

3.4 DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO HARMÔNICO DA TENSÃO E DA CORRENTE NO BARRAMENTO CC DOS RETIFICADORES.

O processo de conversão dos retificadores introduz alterações nas formas de onda senoidais aplicadas às suas entradas para se obter os resultados desejados. Por esta razão, o estudo das formas de onda de tensão e de corrente resultantes exige o uso de ferramentas matemáticas como a análise por série de Fourier.

O principal conceito que se pode inferir da série de Fourier trigonométrica aplicada na análise de circuitos lineares que possuem geradores de tensão e/ou corrente com formas de ondas periódicas não senoidais, caracteriza-se pelos seguintes pontos:

- O gerador de forma de onda não senoidal pode ser substituído por uma soma de geradores senoidais com amplitudes e frequências dos respectivos harmônicos da série de Fourier de sua forma de onda periódica, além de um gerador constante (corrente contínua) com amplitude correspondente ao valor médio da forma de onda. A Figura 24 exemplifica o princípio da superposição.

Figura 24- Ilustração do princípio da superposição.

- Se o circuito for linear pode-se aplicar o princípio da superposição, isto é, a resposta do circuito é a soma das respostas de cada termo (a cada gerador) da série de Fourier;

- Caso o interesse seja apenas na resposta no regime permanente, pode-se utilizar a análise fasorial para se encontrar as respostas de cada termo (de cada gerador) senoidal (e/ou cossenoidal) da série de Fourier. Neste caso, o trabalho é facilitado, se a série estiver escrita em sua forma compacta, isto é, somente em termos de seno ou de cosseno.

No estudo realizado neste trabalho utilizou-se a série de Fourier trigonométrica compacta em termos de seno.

Através dos conceitos da série de Fourier e da análise dos circuitos podem-se escrever as seguintes equações gerais de tensão, corrente, impedância e fator de ondulação de corrente, aplicáveis aos dois tipos de conversores estudados neste trabalho:

$$V_{out} = V_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{pn} \text{sen}(n\omega.t + \theta_n) \quad (3.7)$$

Onde: V_p = valor de pico de tensão; n = enésimo harmônico e θ é o ângulo de fase.

$$V_{DC} = V_0 = \frac{1}{\pi} \int V_{max} \text{sen}(\omega.t). d\omega.t \quad (3.8)$$

Onde: V_{max} é a tensão máxima (pico)

$$V_{pn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.9)$$

Onde: a_n e b_n são coeficientes da série de Fourier.

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int V_{max} \cos(\omega.t). d(\omega.t) \quad (3.10)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int V_{max} \text{sen}(\omega.t). d(\omega.t) \quad (3.11)$$

$$i_{out} = I_{CC} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{pn} \text{sen}(n\omega.t + \theta_n) \quad (3.12)$$

Onde: I_p = valor de pico da corrente, V_0 é tensão média e I_0 é a corrente média.

$$I_{CC} = I_0 = \frac{V_0}{R} \quad (3.13)$$

Onde: V_0 é tensão média e I_0 é corrente média.

$$I_{pn} = \frac{V_n}{Z_n} \quad (3.14)$$

$$I_{pn} = \frac{I_{pn}}{\sqrt{2}} \quad (3.15)$$

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (n\omega.L)^2} \quad (3.16)$$

$$r\% = \frac{I_{CA}}{I_{CC}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{\sum I_n^2}}{I_{CC}} \cdot 100\% \quad (3.17)$$

Partindo das equações gerais acima, é possível escrever as equações específicas de cada conversor estudado.

Para que as equações possam ser usadas em qualquer situação de carga e tensão de alimentação e para que a implementação em ambiente computacional seja genérica, elas serão arranjadas de modo a fornecer resultados normalizados em pu (por unidade). Os valores de base para a normalização são os seguintes:

Para tensão: $V_{base} = \sqrt{2}V \quad (3.18)$

Para impedância: $Z_{base} = R \quad (3.19)$

Para corrente: $I_{base} = \frac{V_{base}}{Z_{base}} = \frac{\sqrt{2}V}{R} \quad (3.20)$

a) Retificador híbrido (ângulo de fase)

De (3.8):

$$V_{CC} = V_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V \operatorname{sen}(\omega.t).d(\omega.t)$$

$$V_0 = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_0 = \sqrt{2}V.0,3183.(1 + \cos \alpha)$$

$$V_{0pu} = 0,3183.(1 + \cos \alpha) \quad (3.21)$$

De (3.10):

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V \operatorname{sen}(\omega.t) . \cos(\omega.t) . d(\omega.t)$$

$$a_n = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \operatorname{sen}(\omega.t) . \cos(\omega.t) . d(\omega.t)$$

$$a_n = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \left[-\frac{\cos(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\cos(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\pi}^{\alpha}$$

$$a_{npu} = \frac{2}{\pi} \left[-\frac{\cos(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\cos(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\pi}^{\alpha} \quad (3.22)$$

De (3.11):

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V \operatorname{sen}(\omega.t) . \operatorname{sen}(\omega.t) . d(\omega.t)$$

$$b_n = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \operatorname{sen}(\omega.t) . \operatorname{sen}(\omega.t) . d(\omega.t)$$

$$b_n = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \left[\frac{\operatorname{sen}(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\operatorname{sen}(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\pi}^{\alpha}$$

$$b_{npu} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{\text{sen}(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\text{sen}(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\pi}^{\alpha} \quad (3.23)$$

b) Retificador chaveado (PWM)

O retificador chaveado normalmente tem, ao contrário do outro tipo aqui estudado, vários pulsos por semiciclo, que deverão ser somados na aplicação das equações.

De (3.8):

$$V_{CC} = V_0 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^p \int_{\alpha_k}^{\beta_k} \sqrt{2}V \text{sen}(\omega.t).d(\omega.t)$$

$$V_0 = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{k=1}^p [\cos(\alpha_k) - \cos(\beta_k)]$$

$$V_0 = \sqrt{2}V.0,3183 \sum_{k=1}^p [\cos(\alpha_k) - \cos(\beta_k)]$$

$$V_{0pu} = 0,3183 \sum_{k=1}^p [\cos(\alpha_k) - \cos(\beta_k)] \quad (3.24)$$

Onde p é o número de pulsos por semiciclo.

De (3.10):

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^p \int_{\alpha_k}^{\beta_k} \sqrt{2}V \text{sen}(\omega.t). \cos(\omega.t).d(\omega.t)$$

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{k=1}^p \int_{\alpha_k}^{\beta_k} \text{sen}(\omega.t) \cdot \cos(\omega.t) \cdot d(\omega.t) \\
a_n &= \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{k=1}^p \left[-\frac{\cos(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\cos(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\alpha_k}^{\beta_k} \\
a_{npu} &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^p \left[-\frac{\cos(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\cos(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\alpha_k}^{\beta_k} \quad (3.25)
\end{aligned}$$

De (3.11):

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^p \int_{\alpha_k}^{\beta_k} \sqrt{2}V \text{sen}(\omega.t) \cdot \text{sen}(\omega.t) \cdot d(\omega.t) \\
b_n &= \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{k=1}^p \int_{\alpha_k}^{\beta_k} \text{sen}(\omega.t) \cdot \text{sen}(\omega.t) \cdot d(\omega.t) \\
b_n &= \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{k=1}^p \left[\frac{\text{sen}(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\text{sen}(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\alpha_k}^{\beta_k} \\
b_{npu} &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^p \left[\frac{\text{sen}(1-n)(\omega.t)}{2(1-n)} - \frac{\text{sen}(1+n)(\omega.t)}{2(1+n)} \right]_{\alpha_k}^{\beta_k} \quad (3.26)
\end{aligned}$$

As equações valem somente para condução contínua (carga resistiva com filtro indutivo), pois o presente trabalho analisa somente esse modo de operação, conforme fundamentado anteriormente. Os harmônicos válidos para as equações são os harmônicos pares.

3.5 DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO HARMÔNICO DA CORRENTE, FATOR DE POTÊNCIA E FATOR DE DESLOCAMENTO NO LADO CA DOS RETIFICADORES.

Os retificadores sejam controlados ou não acabam gerando componentes harmônicos de corrente no barramento CA, estes componentes harmônicos deformam as formas ondas da corrente CA e causam problemas relacionados à Qualidade de Energia Elétrica (QEE), conforme Nascimento (2007).

Para a determinação das harmônicas, fator de potência e fator de deslocamento faz-se uso das equações definidas no capítulo 5 de Rashid (1999).

Equações para o retificador híbrido CFASE com base em Rashid (1999).

$$i_s = I_{médio} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos(n \omega \cdot t) + b_n \sen(n \omega \cdot t)) \quad (3.27)$$

Onde: i_s é corrente instantânea.

Desenvolvendo a equação (3.27)

$$i_{médio} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t) d(\omega \cdot t) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a d(\omega \cdot t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a d(\omega \cdot t) \right] = 0$$

Onde: I_a é corrente média.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t) \cos(n\omega \cdot t) d(\omega \cdot t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a \cos(n\omega \cdot t) d(\omega \cdot t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \cos(n\omega \cdot t) d(\omega \cdot t) \right]$$

$$a_n = -\frac{2I_a}{\pi} \sen(n\alpha) \quad \text{Para } n = 1, 3, 5, \dots \quad (3.28)$$

$$a_n = 0 \quad \text{Para } n = 2, 4, 6, \dots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} i_s(t) \operatorname{sen}(n\omega.t) d(\omega.t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_a \operatorname{sen}(n\omega.t) d(\omega.t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} I_a \operatorname{sen}(n\omega.t) d(\omega.t) \right]$$

$$b_n = \frac{2I_a}{\pi} (1 + \cos(n\alpha)) \quad \text{Para } n = 1, 3, 5, \dots$$

$$b_n = 0 \quad \text{Para } n = 2, 4, 6, \dots \quad (3.29)$$

O valor do enésimo componente harmônico da corrente de entrada é obtido como:

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{n \pi} \cos \frac{n \alpha}{2} \quad (3.30)$$

O valor eficaz da corrente fundamental é obtido a partir da equação (3.30):

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2} I_a}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (3.31)$$

A corrente eficaz de entrada pode ser obtida a partir da equação (3.30):

$$I_s = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I_{sn}^2} \quad (3.32)$$

Equações para o retificador híbrido com controle PWM [8]

$$I_s(t) = I_{médio} + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_n \cos(n\omega.t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega.t)) \quad (3.33)$$

Devido à simetria da forma de onda da corrente de entrada, não haverá harmônicos pares e $I_{médio}$ deverá ser zero, e os coeficientes da equação (3.33) serão:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} I_s(t) \cos(n\omega.t) d(\omega.t)$$

$$a_n = \sum_{m=1}^p \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha m}^{\alpha m + \delta m} I_a \cos(n\omega.t) d(\omega.t) - \frac{1}{\pi} \int_{\alpha m}^{\pi + \alpha m + \delta m} I_a \cos(n\omega.t) d(\omega.t) \right] = 0 \quad (3.34)$$

Onde: αm é ângulo inicial de condução do dos diodos e δm é o ângulo final de condução dos diodos.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} I_s(t) \sen(n\omega.t) d(\omega.t)$$

$$b_n = \sum_{m=1}^p \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha m}^{\alpha m + \delta m} I_a \sen(\omega.t) - \frac{1}{\pi} \int_{\alpha m}^{\pi + \alpha m + \delta m} I_a \sen(n\omega.t) d(\omega.t) \right]$$

$$b_n = \frac{2I_a}{n\pi} \sum_{m=1}^p [\cos(n\alpha_m) - \cos(n(\alpha m + \delta m))] \text{ Para } n = 1, 3, 5, \dots \quad (3.35)$$

c) Equações da qualidade de energia para os retificadores híbridos.

O valor do THD pode ser calculado conforme a equação já definida por Rashid (1999), Oste (2010), Nascimento (2009), Mehl (2011), Nascimento *et al.* (2011) e Tahin (2011).

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left(\frac{I_{sn}}{I_{sn1}}\right)^2} \quad (3.36)$$

Onde: I_{sn1} é a componente fundamental de entrada.

O fator de deslocamento pode ser calculado conforme a equação abaixo:

$$DF = \phi_1 = \cos^{-1} \frac{\alpha}{2} \quad (3.37)$$

Onde: ϕ_1 é o ângulo de fase entre a tensão e corrente fundamentais.

E o fator de potência como:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \cos \phi_1 \quad (3.38)$$

Com o estudo e desenvolvimento das equações realizado neste capítulo, é possível calcular os componentes harmônicos gerados pelos retificadores e, com isso, é possível fazer a comparação com a simulação dos retificadores híbridos, que é o motivo deste estudo. No próximo capítulo será apresentada a metodologia de criação das ferramentas computacionais no software MATLAB® para a geração das variáveis envolvidas nos retificadores híbridos estudado neste capítulo.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DO COMPORTAMENTO HARMÔNICO DAS CORRENTES NOS BARRAMENTOS CA E CC DOS RETIFICADORES

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas as ferramentas computacionais e comparados os resultados do comportamento harmônico das correntes dos barramentos CA e CC dos retificadores citados no capítulo anterior, relacionados à indutância de filtro de corrente necessária para se determinar as reduções de corrente de ondulação no barramento e a diminuição da distorção harmônica e a elevação do fator de potência no barramento CA.

O objetivo desta análise é a melhoria da qualidade de energia elétrica e a diminuição do tamanho físico do indutor, utilizando assim, a modulação PWM.

Com os gráficos gerados pelas ferramentas computacionais é possível determinar as variáveis necessárias, que são: tensão média, fator de ondulação no barramento CC (*Ripple*), distorção harmônica total (THD) e fator de potência (PF), para um projeto de um retificador de acordo com o que foi estudado até o momento.

Para obter o comportamento harmônico dos retificadores estudados, foram feitas algumas ferramentas computacionais através de funções do MATLAB® para a geração dos gráficos de comportamento harmônico das correntes dos barramentos CA e CC dos retificadores citados no capítulo anterior, relacionados à indutância de filtro de corrente necessária para se determinar as reduções de corrente de ondulação no barramento e a diminuição da distorção harmônica e a elevação do fator de potência no barramento CA. As descrições das funções e as funções podem ser vistas no anexo 1.

Por definição, a série de Fourier consiste na somatória de infinitos harmônicos como mostrado nas equações (3.7), (3.8) e (3.24). Para implementação no MATLAB®, as funções desenvolvidas permitem o cálculo com o número de harmônicos definido pelo usuário, porém finito. Os gráficos relacionados com o barramento CC apresentam os quatro primeiros harmônicos válidos porque os harmônicos de ordem superior têm

amplitudes muito baixas e podem ser desprezados nesta abordagem e os gráficos do barramento CA são considerados até a décima terceira harmônica.

Os gráficos gerados pelas funções tiveram o eixo "x" normalizado em duas escalas como descrito a seguir: para a normalização de valores utilizaremos o valor de 0.0 a 1.0 que equivalem a 0 – 100% da faixa de controle, no caso dos retificadores controlados por ângulo de fase equivalem de 0° a 180° , sendo que o 0.0 equivale a 180° e 1.0 a 0° . No retificador RPWM, o valor de 0.0 a 1.0 equivale ao nível DC da entrada do comparador que compara a portadora triangular com a variável de controle e no retificador SPWM o valor 0.0 a 1.0 equivale a amplitude da onda senoidal aplicada no comparador citado acima. Nos gráficos que seguem é mostrado o valor de 50% do índice de modulação para os três modelos de retificadores. Observa-se que para cada modelo, o resultado é diferente na saída V_{gtr1} , V_{gtr2} e V_{out} . A quantidade de pulsos aplicados nos retificadores híbridos por largura de pulso é por semiciclo, sendo que cada pulso tem a sua largura variada entre 0 a 100% (0 a 1).

Figura 25 - Formas de ondas para um disparo em 50° ou 90° de retificador com controle por ângulo de fase.

Figura 26 - Formas de ondas com modulação em 50% ou 0.5 para retificador RPWM.

Figura 27 - Formas de ondas com modulação em 50% ou 0.5 para retificador SPWM.

4.2 RESULTADOS

Com os gráficos gerados é possível analisar o comportamento dos conversores nas diversas condições de trabalho. Os gráficos são apresentados nas figuras apresentadas dos próximos itens assim como uma análise comparativa é realizada.

4.2.1 RETIFICADORES HÍBRIDOS - BARRAMENTO CC

As Figuras 28, 29, 30 e 31 mostram as curvas de tensão média dos retificadores híbridos CFASE com α (ângulo de disparo) variando de 0° até 180° e chaveados RPWM e SPWM com 3, 5, 10 e 18 pulsos, variando a largura dos mesmos entre 0 a 100%.

Nota-se nos gráficos de tensão média que os retificadores híbridos PWM apresentam perfeita linearidade para qualquer faixa de operação e para qualquer número de pulsos enquanto que o retificador híbrido CFASE não é linear.

Para uma mesma tensão média, são necessários valores diferentes do índice de modulação, provocando assim, um incremento da tensão média no retificador SPWM, ocasionada pelo aumento dos números de pulsos.

Figura 28 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 3 pulsos.

Figura 29 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 5 pulsos.

Figura 30 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 10 pulsos.

Figura 31 - Tensão média normalizada para retificador híbrido CFASE e PWM com 18 pulsos.

Os gráficos que são apresentados nas Figuras 32 a 40 ilustram os harmônicos de tensão gerados pelos retificadores híbridos CFASE variando o α de 0° a 180° e retificadores híbridos RPWM e SPWM com 3, 5, 10 e 18 pulsos com variação da largura dos pulsos entre 0 a 100%.

Nota-se que nos retificadores híbridos CFASE e RPWM de até 5 pulsos, os harmônicos de tensão se apresentam não lineares e desproporcionais ao longo da faixa de controle, fato que não se repete ao se aumentar o número de pulsos do retificador chaveado para 10 ou mais pulsos por semiciclo, onde pode-se observar certa linearidade e proporção dos harmônicos de tensão.

Com base nesse comportamento, é possível prever que, ao utilizar retificadores híbridos controlados RPWM e SPWM de 10 ou mais pulsos, os harmônicos de corrente são igualmente lineares e proporcionais, fazendo com que o fator de ondulação da corrente tenha pouca variação em toda a faixa de controle.

A seguir são apresentados os gráficos de harmônicos de tensão para os retificadores híbridos CFASE e PWM.

Figura 32 – Amplitude dos harmônicos de tensão vs. ângulo de disparo para o retificador híbrido CFASE.

Figura 33 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos.

Figura 34 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos.

Figura 35 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 5 pulsos.

Figura 36 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos.

Figura 37 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos.

Figura 38 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos.

Figura 39 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos.

Figura 40 - Amplitude dos harmônicos de tensão vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos.

A seguir são apresentados os gráficos 41 a 55 de harmônicos de corrente para os retificadores híbridos CFASE, RPWM e SPWM, em três situações, com ϕ (phi) em 0° , 45° e 75° , onde ϕ é o ângulo da carga.

Figura 41 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador híbrido CFASE $\phi = 0^\circ$.

Figura 42 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador híbrido CFASE $\phi = 45^\circ$.

Figura 43 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador híbrido CFASE $\phi = 75^\circ$.

Figura 44 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 45 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 46 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 3 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 47 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 5 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 48 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o para retificador RPWM com 5 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 49 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 5 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 50 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 51 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 52 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 10 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 53 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 54 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 55 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador RPWM com 18 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 56 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 57 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 58 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 3 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 59 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 60 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 61 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 5 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 62 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 63 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 64 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 10 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Figura 65 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos e $\phi = 0^\circ$.

Figura 66 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos e $\phi = 45^\circ$.

Figura 67 - Amplitude dos harmônicos de corrente vs. índice de modulação para o retificador SPWM com 18 pulsos e $\phi = 75^\circ$.

Comprova-se pelos gráficos que a linearidade e a proporcionalidade dos harmônicos de corrente para os retificadores híbridos RPWM e SPWM acima de 10 pulsos são mantidas, como também são mantidas as características contrárias do retificador controlado por ângulo de fase.

Sendo assim, para efeito de comparação, somente serão utilizados os retificadores híbridos RPWM e SPWM ajustados com 18 pulsos, por apresentarem melhor desempenho harmônico em relação às simulações com 3, 5 e 10 pulsos nos retificadores RPWM e SPWM apresentados anteriormente.

Nas Figuras 56 a 64 a seguir são apresentados os gráficos do *ripple* (fator de ondulação de corrente) para os três tipos de conversores, em função do ângulo de disparo dos tiristores e índice de modulação e também em função do ϕ da carga.

Figura 68 - *Ripple* de corrente para retificador híbrido CFASE.

Figura 69 - *Ripple* de corrente para retificador RPWM com 3 pulsos.

Figura 70 - *Ripple* de corrente para retificador RPWM com 5 pulsos.

Figura 71 - *Ripple* de corrente para retificador RPWM com 10 pulsos.

Figura 72 - *Ripple* de corrente para retificador RPWM com 18 pulsos.

Figura 73 - *Ripple* de corrente para retificador SPWM com 3 pulsos.

Figura 74 - *Ripple* de corrente para retificador SPWM com 5 pulsos.

Figura 75 - *Ripple* de corrente para retificador SPWM com 10 pulsos.

Figura 76 - *Ripple* de corrente para retificador SPWM com 18 pulsos.

Percebe-se, analisando os gráficos, que o retificador híbrido CFASE apresenta grande variação do fator de ondulação de corrente na extensão da faixa de controle, que só se ameniza para ângulos de carga muito altos, o que exige filtros indutivos maiores e consequentemente mais caros.

Já nos retificadores híbridos PWM mostra praticamente o mesmo fator de ondulação de corrente para toda a faixa de controle quando os pulsos são maiores que 10 por semiciclo.

Conclui-se então, que depois de dimensionado o filtro indutivo para uma determinada condição, o fator de ondulação da corrente do retificador híbrido PWM se mantém praticamente o mesmo em qualquer ponto da faixa de controle, o que

permite a construção de conversores menores e mais baratos para as aplicações nas quais esse fator seja importante.

4.2.2 RETIFICADORES HÍBRIDOS - BARRAMENTO CA

Os gráficos das Figuras 65 a 91 mostram as curvas de harmônicos de corrente, THD (distorção harmônica total) e o PF (fator de potência) dos retificadores híbridos estudados. Novamente, o retificador híbrido CFASE é ajustado alterando-se o valor de α (ângulo de disparo) que varia de 0° até 180° e os híbridos RPWM e SPWM com 3, 5, 10 e 18 pulsos, em que varia a largura dos mesmos entre 0 a 100%.

Figura 77 - Harmônicos de corrente do retificador híbrido CFASE.

Figura 78 - Distorção harmônica total do retificador híbrido CFASE.

Figura 79 - Fator de potência do retificador híbrido CFASE.

Figura 80 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 3 pulsos.

Figura 81 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 3 pulsos.

Figura 82 - Fator de potência do retificador RPWM com 3 pulsos.

Figura 83 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 5 pulsos.

Figura 84 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 5 pulsos.

Figura 85 - Fator de potência do retificador RPWM com 5 pulsos.

Figura 86 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 10 pulsos.

Figura 87 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 10 pulsos.

Figura 88 - Fator de potência do retificador RPWM com 10 pulsos.

Figura 89 - Harmônicos de corrente do retificador RPWM com 18 pulsos.

Figura 90 - Distorção harmônica total do retificador RPWM com 18 pulsos.

Figura 91 - Fator de potência do retificador RPWM com 18 pulsos.

Figura 92 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 3 pulsos.

Figura 93 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 3 pulsos.

Figura 94 - Fator de potência do retificador SPWM com 3 pulsos.

Figura 95 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 5 pulsos.

Figura 96 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 5 pulsos.

Figura 97 - Fator de potência do retificador SPWM com 5 pulsos.

Figura 98 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 10 pulsos.

Figura 99 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 10 pulsos.

Figura 100 - Fator de potência do retificador SPWM com 10 pulsos.

Figura 101 - Harmônicos de corrente do retificador SPWM com 18 pulsos.

Figura 102 - Distorção harmônica total do retificador SPWM com 18 pulsos.

Figura 103 - Fator de potência do retificador SPWM com 18 pulsos.

Percebe-se que nos gráficos de corrente dos retificadores híbridos CFASE, os componentes harmônicos de corrente são muito elevados em toda faixa de controle.

Nas Figuras 33, 34, 35 e 36, os gráficos de harmônicos de corrente dos retificadores híbridos RPWM e SPWM de 3 e 5 pulsos por semiciclo apresentam não linearidade e desproporcionais ao longo da faixa de controle, fato que não se repete ao aumentar o número de pulsos dos retificadores híbridos PWM para 10 ou mais pulsos por semiciclo, onde pode ser observada certa linearidade e proporção dos harmônicos de corrente conforme mostram as Figuras 37 e 38. No caso do retificador híbrido RPWM, as harmônicas, mesmo acima de 10 pulsos por semiciclo, apresentam certa intensidade, sendo que no SPWM, os componentes harmônicos a partir da 3ª harmônica praticamente se anulam, como é observado nas Figuras 39 e 40.

Observando os gráficos de THD (distorção harmônica total) e os gráficos de PF (fator de potência) dos retificadores híbridos PWM, os valores abaixo de 10 pulsos são elevados nas suas proporções. O retificador híbrido RPWM com 18 pulsos apresenta um fator de potência bem próximo a 1, variando de aproximadamente 0,90 até 0,92 e a distorção harmônica também se mantém próxima de 45%. Já no retificador híbrido SPWM com 18 pulsos, a melhora do fator de potência é confirmada, porque o seu valor é 1 e a distorção harmônica total é praticamente 0.

Conclui-se que o retificador híbrido SPWM é superior em qualidade de energia em relação aos RPWM e muito superior ao CFASE.

No próximo capítulo aborda-se uma metodologia para o dimensionamento do filtro indutivo e a simulação feita com o software PSIM® em co-simulação com o SIMULINK® para comprovação da metodologia acima descrita.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DAS CORRENTES BASEADAS EM UMA CORRENTE DE CARGA E *RIPPLE* COMUM AOS RETIFICADORES

5.1 INTRODUÇÃO

Com o objetivo de verificar a validade do estudo desenvolvido no capítulo anterior, neste capítulo são apresentados resultados de simulações do comportamento das correntes dos retificadores híbridos controlados por ângulo de fase e por largura de pulsos com as técnicas de RPWM e SPWM. Para que os resultados possam ser comparados entre si, as simulações são realizadas determinando-se um valor de indutância para cada um dos modos de operação dos retificadores de tal forma que forneçam a mesma corrente média de saída com o mesmo *Ripple* (fator de ondulação) desta corrente.

Para o desenvolvimento dos modelos de simulação, foi utilizado o SIMULINK® que é um aplicativo para o MATLAB® e o software PSIM®, sendo que este trabalha em co-simulação com o SIMULINK®.

Os modelos das simulações podem ser vistos no anexo 2.

5.2 METODOLOGIA PARA CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

Para executar a simulação dos retificadores é necessário que os valores de V_0 máximo, I_0 máximo e R já estejam definidos. A sequência dos passos necessários é apresentada a seguir:

Calcular o V_0 para a mínima corrente de carga;

No gráfico de Tensão Média (V_0) localizar o ângulo α ;

No gráfico do *ripple*, com o α e do *ripple* máximo admitido, localizar o ângulo da carga ϕ ;

Com o ângulo da carga ϕ calcular o valor do indutor (L);

Simular com o modelo escolhido e com os valores calculados de V_s , R , L e α ;

Com os valores obtidos pela simulação comparar com o calculado.

Realizada a simulação, se os dados obtidos estão dentro de uma faixa de tolerância, está encerrada a simulação. Se não estão dentro dos limites, alterar os valores do ângulo da carga e repetir a simulação até que estejam dentro dos limites de projeto.

Para os retificadores híbridos controlados por largura de pulsos RPWM e SPWM é usado o valor de 18 pulsos por semiciclo porque, como concluído no capítulo anterior, é um valor que ameniza as componentes harmônicas tanto no barramento CC quanto no barramento CA.

5.3 SIMULAÇÕES

Para a comparação dos retificadores híbridos controlados por ângulo de fase e por largura de pulsos RPWM e SPWM, são usados alguns valores para as simulações dentro de valores práticos encontrados em processos de galvanoplastia, que são:

- Corrente máxima de saída 100 Ampères;
- Corrente mínima de saída 10 Ampères;
- Tensão máxima de saída 6 Volts;
- *Ripple* Máximo em 10 Ampères de 10%;
- Resistência da carga 0.06Ω .

Uma observação sobre os valores utilizados e especialmente sobre o valor do *ripple* na simulação, é devido ao fato de que são valores usuais em galvanicas de banhos decorativos, sendo que utilizam retificadores com *ripple* bem acima do valor da simulação.

Com os parâmetros fornecidos, as simulações foram realizadas e foram obtidos os dados para a tensão média normalizada mostrados no gráfico da Figura 104 a seguir.

Figura 104 - Determinação de $V_{\text{médio}}$ para os retificadores controlados por ângulo de fase e por largura de pulsos.

A partir do gráfico de tensão média dos retificadores híbridos por controle de ângulo de fase e por largura de pulso, montamos a Tabela 1:

Tabela 1 - Determinação do ângulo da carga para retificadores híbridos por controle de ângulo de fase e por largura de pulso.

Retificador	Índice de modulação	Tensão V_0
CFASE	~144°	0,06
RPWM 18 pulsos	~8,5%	0,06
SPWM 18 pulsos	~11%	0,06

De posse dos valores do ângulo de disparo α e da porcentagem da largura de pulso, usamos os gráficos de *ripple* dos retificadores para encontrar o ângulo da carga ϕ , conforme mostra a Figura 105.

Figura 105 - Determinação do ângulo da carga para retificador híbrido controlado por ângulo de fase.

A determinação do ângulo da carga para retificadores híbridos RPWM e SPWM é mostrada nos gráficos das Figuras 106 e 107.

Figura 106 - Determinação do ângulo da carga para retificador híbrido RPWM.

Figura 107 - Determinação do ângulo da carga para retificador híbrido SPWM.

Em função dos valores do ângulo da carga ϕ , é possível determinar o valor dos indutores pela equação (5.01), conforme a Tabela 2 a seguir:

$$L = \frac{\tan(\phi) \cdot R}{\omega} \quad (5.01)$$

Tabela 2 - Valores dos indutores calculados.

Retificador	Ângulo da carga ϕ	Índice de modulação	Indutor mH	<i>Ripple</i> R%	Resistência de carga Ω
CFASE	82°	~144°	1,1324	10	0,06
RPWM-18pulsos	67°	~8,5%	0,375	10	0,06
SPWM-18pulsos	77°	~11%	0,690	10	0,06

Com os valores calculados acima, são utilizados os softwares PSIM® e o SIMULINK® para simular os retificadores.

Nas Figuras 108 a 116 abaixo, pode-se observar os resultados das simulações obtidas, onde são mostrados a forma de onda e o valor numérico da corrente entregue à carga, a tensão média e o *ripple* em R%. Os valores numéricos das simulações podem ser vistos nas Figuras 108, 111 e 114, geradas pelo MATLAB®. As formas de onda de corrente de saída (lout), corrente de entrada (lac1) podem ser vistas nas Figuras 109, 112 e 115. Os gráficos das Figuras 110, 113 e 116 mostram o espectro harmônico da corrente de saída (lout) e da corrente de entrada (lac1).

O valor de R% é calculado segundo a equação:

$$R = \frac{I_{CA}}{I_{CC}} \cdot 100 = \frac{\sqrt{\sum I_n^2}}{I_{CC}} \cdot 100 \quad (5.02)$$

O modelo de simulação que executa esta fórmula está no Anexo 2.

The top plot shows the time evolution of l_{out} (red line) over time (s). The signal starts at 0, rises to a peak of approximately 12, and then exhibits a sawtooth pattern with a period of about 0.01 s. The bottom plot shows the time evolution of lac_1 (red line) over time (s). The signal is a square wave with a period of about 0.01 s, alternating between approximately 12 and -12.

Figura 109 - Resultado da simulação do retificador híbrido CFASE com 10% de carga (correntes I_{out} e I_{ac1}).

Figura 110 - Resultado da simulação do retificador híbrido CFASE com 10% e carga (espectro harmônico das correntes iout e lac1).

Figura 111 - Resultado da simulação do retificador híbrido RPWM com 10% de carga.

Figura 112 - Resultado da simulação do retificador híbrido RPWM com 10% de carga (correntes iout e iac1).

Figura 113 - Resultado da simulação do retificador híbrido RPWM com 10% de carga – (espectro harmônico das correntes iout e iac1).

Figura 114 - Resultado da simulação do retificador híbrido SPWM com 10% de carga.

Figura 115 - Resultado da simulação do retificador híbrido SPWM com 10% de carga (correntes iout e iac1).

Figura 116 - Resultado da simulação do retificador híbrido SPWM com 10% de carga (espectro harmônico das correntes i_{out} e i_{ac1}).

5.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

A tabela 3 mostra os valores da tensão média, corrente média e do *ripple* de corrente dos retificadores simulados.

Tabela 3 - Valores de Tensão média, Corrente média e *Ripple*.

Retificador	Tensão média na carga V_0 (V)	Corrente média na carga I_0 (A)	<i>Ripple</i> de corrente R%
Ângulo de fase	0,598	9,97	10,65
RPWM-18pulsos	0,599	9,98	9,79
SPWM-18pulsos	0,599	9,98	8,12

Com o uso da função Fialfal que faz parte das ferramentas matemáticas citadas no capítulo 3, cuja função é calcular o ângulo da carga, ângulo de disparo ou a largura de pulso, valor da indutância do filtro e o fator de ondulação (*ripple*) de corrente, em função do tipo de retificador, capacidade da potência total desejada, fator de ondulação (*ripple*) de corrente desejada e valor da resistência da carga.

De acordo com os valores já citados anteriormente:

- Corrente máxima de saída 100 Ampères;
- Corrente mínima de saída 10 Ampères;
- Tensão máxima de saída 6 Volts;
- *Ripple* Máximo em 10 Ampères de 10%;
- Resistência da carga 0.06Ω.

Obtém-se os seguintes valores para uma carga de 10% da corrente nominal para os retificadores híbridos simulados:

Tabela 4 - Valores para carga de 10% da corrente nominal.

Retificador	Ângulo da carga Φ	Índice de modulação	Indutor mH	<i>Ripple</i> R%	Resistência de carga Ω
CFASE	82,45°	143,14°	1,20	9,99	0,06
RPWM-18p	66,54°	9,0%	0,366	9,99	0,06
SPWM-18p	74,06°	9,0%	0,558	9,99	0,06

Comparando os valores obtidos anteriormente pelos gráficos e agora apresentados pela função Fialfal, notamos que os valores têm uma aproximação aceitável. No desenvolvimento de filtros indutivos para retificadores apresentado neste projeto podem-se tanto usar os gráficos e/ou as funções de cálculos.

Com os resultados dos cálculos e da simulação podemos fazer uma comparação entre os retificadores. No modelo de retificador controlado por ângulo de

fase, o *ripple* exigido no projeto necessita de um filtro indutivo muito grande fisicamente e eleva o custo, já o filtro indutivo para o retificador híbrido controlado por largura de pulso RPWM é aproximadamente 3,3 vezes menor (em valor de indutância) que o filtro do retificador híbrido controlado por ângulo de fase e, para o modelo SPWM se comparado com o controlado por ângulo de fase é maior que o RPWM devido ao fato que a quantidade de energia entregue ao SPWM é menor que o do RPWM.

A diferença entre os retificadores híbridos controlados por largura de pulso e o retificador controlado por ângulo de fase, faz com que o custo e o material empregado na construção dos filtros indutivos sejam mais baixos, mas a eletrônica envolvida para geração do PWM e dos elementos de chaveamento encarecem o produto, mas tem o ganho da qualidade de energia no barramento AC visto que, os retificadores híbridos controlados por ângulo de fase tem um alto conteúdo harmônico de baixas frequências e o retificadores híbridos controlados por largura de pulsos, o seu conteúdo harmônico é baixo e pode ser facilmente amenizado com a inclusão de filtros no barramento CA.

No próximo capítulo é apresentado o protótipo do retificador híbrido e os testes práticos realizados com uma indutância comum para os três tipos de modo de funcionamento.

CAPÍTULO 6

PROTÓTIPO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO HÍBRIDO MICROCONTROLADO

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o protótipo do retificador híbrido micro controlado que trabalha nos três modos de operação já vistos nos capítulos anteriores, que são: Controle de Ângulo de Fase (CFASE), PWM Regular (RPWM) e PWM Senoidal (SPWM). Os experimentos foram realizados com quatro correntes para cada modo de operação, que são de 5A, 10A, 20A e 40A com uma carga resistiva simulando o banho galvânico para a coleta dos dados e em seguida foram realizados os testes em uma galvânica, galvanizando uma série de peças de latão com o retificador no modo CFASE com e sem o indutor, no modo SPWM e com um retificador comercial.

Nos testes com o banho galvânico, o metal depositado foi o cobre e a corrente de trabalho foi em torno de 27A durante 10 minutos, que é a corrente necessária para a quantidade de peças dispostas nas gancheiras.

Para análise de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) foi utilizado o analisador de energia Shark 200 fabricado pela empresa Electro Industries.

6.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

A construção do protótipo do retificador híbrido monofásico foi baseada em um microcontrolador ARM LPC2368, uma ponte retificadora semicontrolada (ponte de Graëtz) e circuitos auxiliares. O diagrama do retificador pode ser visto na Figura 117 e as fotos do protótipo na Figura 118.

Para os cálculos dos valores dos indutores foram utilizadas as ferramentas matemáticas descritas nos capítulos anteriores e com os materiais disponíveis foi

definido que o protótipo fornecesse no máximo 50A e trabalhasse como nos testes com a corrente máxima de 40A.

Figura 117 – Diagrama de blocos do protótipo do retificador híbrido.

Figura 118 - Foto do protótipo.

6.3 DESCRIÇÃO DOS BLOCOS

O retificador é composto dos seguintes blocos:

- Bloco de medição CA;
- Bloco de medição CC;
- Bloco fontes e sincronismo;
- Bloco Trafo de potência;
- Bloco do controlador;
- Bloco da ponte retificadora;
- Bloco dos drivers dos IGBT;
- Bloco carga;
- Bloco filtro indutivo.

Bloco de medição CA é composto por um sensor de corrente hall modelo ACS752-050 da empresa Allegro MicroSystems, Inc. com sensibilidade de 40 mV/A.

Bloco de medição CC utiliza o sensor igual ao descrito anteriormente.

Bloco fontes é onde estão as fontes necessárias para alimentação dos *drivers* dos IGBT, do microcontrolador e o detector de zero da rede de alimentação, que é um retificador e um comparador de tensão, gerando um pulso a cada meio ciclo de 60Hz (8,333ms).

Bloco Trafo de potência é o transformador principal que tem o primário de 220V e o secundário de 14V com potência de 1500VA.

Bloco do controlador é responsável em gerar os sinais de disparo dos IGBT, ele é formado por um microcontrolador ARM® LPC2368 da NXP, sendo que este gera o PWM regular, o PWM senoidal e o sinal de atraso para o modo de trabalho do retificador em controle de ângulo de fase. Em uma entrada digital, o microcontrolador recebe o sinal do detector de zero e em uma entrada analógica, ele lê um valor analógico que é normalizado em 0-100% (depois de passar pelo A/D interno) e gera os pulsos para os acionamentos dos IGBT, conforme o valor analógico obtido. No caso do PWM regular, ele gera 18 pulsos que variam de 0 a 463µs e para o controle de

ângulo de fase, o microcontrolador gera um atraso após o pulso do detector de zero, que varia de 0 até $8333\mu\text{s}$ que equivale a 0° a 180° (meio ciclo de 60Hz).

Bloco ponte retificadora é formada por dois IGBT e cinco diodos ultrarrápidos, conforme visto na figura abaixo:

Figura 119 – Ponte retificadora.

Bloco driver é responsável em acionar os IGBT com os níveis de tensões apropriadas. BASCOPÉ (1997), Rech (2011) e Portifiro (2011).

Bloco carga é um resistor de $0,10\Omega$ que simula a carga resistiva de um banho galvânico.

Bloco filtro é o indutor de alisamento com valor da indutância para o modo CFASE próximo a 5mH, 1,5mH para o modo RPWM e 2,4mH para o modo SPWM.

Nos estudos de eletrônica de potência, utilizamos indutor em série com o resistor para formar a carga RL e para a aplicação deste estudo a carga é somente o R.

6.4 TESTES INICIAIS DO PROTÓTIPO

Inicialmente, nos testes práticos do protótipo, sem interesse em coletar dados, apenas testando os limites e o funcionamento dos modos de operação, foi observada a corrente de magnetização do transformador de potência que não estava previsto e acabou interferindo nos resultados práticos. Como não era o objetivo levantar os

parâmetros para a modelação do transformador e dos outros componentes do protótipo para a simulação no PSIM® e SIMULINK®, os testes foram realizados sem este levantamento e com dispositivos ideais. Caso, futuramente, o protótipo venha a ser fabricado comercialmente, uma análise da interferência da magnetização e outros fatores que não foram levados em conta neste protótipo, deverão ser objetos de estudo. Nas Figuras 120 e 121 fica evidente a interferência da corrente de magnetização nos três modos de operação.

Corrente de magnetização

Modo CFASE I = 5A

Figura 120 – Corrente magnetização do transformador em vazio e CFASE.

Modo RPWM I = 5A

Modo SPWM I = 5A

Figura 121– Corrente magnetização do transformador modo RPWM e SPWM.

6.5 RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS

Neste tópico, vemos os resultados obtidos a partir de medições CA e CC do protótipo do retificador, nos três modos de funcionamento do protótipo, que está dividido em controle de ângulo de fase (CFASE), controle por largura de pulso (RPWM) e controle de largura de pulso (SPWM). Conforme o diagrama simplificado do protótipo mostrado na Figura 122, temos os pontos de aquisição dos sinais de corrente PT1, PT2 e PT3 e sinal de tensão PT4.

Figura 122 – Pontos de medições do protótipo.

6.5.1 AQUISIÇÃO DE CORRENTES DO PROTÓTIPO COM OSCILOSCÓPIO NOS TRÊS MODOS DE FUNCIONAMENTO

Nas figuras abaixo temos os sinais de correntes, tensão e espectro de frequência no primário do transformador medidos com o osciloscópio.

No canal 1 está sendo medido a corrente no ponto PT1 do diagrama da Figura 122, que é a corrente no primário do transformador de potência; no canal 2 temos a medição da corrente no ponto PT2, que é a corrente na saída do transformador; no canal 3 temos medição de corrente no ponto PT3, que é a corrente entregue à carga e finalmente o canal 4 medindo o ponto PT4, que é a tensão em cima da carga.

Tabela 5– Figuras capturadas com o osciloscópio.

Figura	Descrição	Corrente
123A	Sinais de correntes e tensão no modo CFASE	~5A
123B	Espectro frequências primário transformador	
124A	Sinais de correntes e tensão no modo CFASE	~10A
124B	Espectro frequências primário transformador	
125A	Sinais de correntes e tensão no modo CFASE	~20A
125B	Espectro frequências primário transformador	
126A	Sinais de correntes e tensão no modo CFASE	~40A
126B	Espectro frequências primário transformador	
127A	Sinais de correntes e tensão no modo RPWM	~5A
127B	Espectro frequências primário transformador	
128A	Sinais de correntes e tensão no modo RPWM	~10A
128B	Espectro frequências primário transformador	
129A	Sinais de correntes e tensão no modo RPWM	~20A
129B	Espectro frequências primário transformador	
130A	Sinais de correntes e tensão no modo RPWM	~40A
130B	Espectro frequências primário transformador	
131A	Sinais de correntes e tensão no modo SPWM	~5A
131B	Espectro frequências primário transformador	
132A	Sinais de correntes e tensão no modo SPWM	~10A
132B	Espectro frequências primário transformador	
133A	Sinais de correntes e tensão no modo SPWM	~20A
133B	Espectro frequências primário transformador	
134A	Sinais de correntes e tensão no modo SPWM	~40A
134B	Espectro frequências primário transformador

A **B****Figura 123 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, I = 5A.**

Figura 124 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 10A$.

Figura 125 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 20A$.

Figura 126 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo CFASE, $I = 40A$.

Figura 129 - Correntes, Tensão e Espectro frequências no modo RPWM, I = 20A.

Figura 130 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo RPWM, $I = 40A$.

Figura 131 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, $I = 5A$.

Figura 132 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, $I = 10A$.

Figura 133 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, $I = 20A$.

Figura 134 - Correntes,Tensão e Espectro frequências no modo SPWM, $I = 40A$.

6.5.2 AQUISIÇÃO DE CORRENTES DO PROTÓTIPO COM O ANALISADOR DE ENERGIA

Nas figuras abaixo temos o sinal de corrente e o espectro de frequências no primário do transformador medidos com o analisador de energia.

Tabela 6 – Figuras capturadas com o analisador de energia.

Figura	Descrição	Corrente
135A	Sinal de corrente no CFASE	~5A
135B	Espectro frequências primário transformador	
136A	Sinal de corrente no CFASE	~10A

136B	Espectro frequências primário transformador	
137A	Sinal de corrente no CFASE	~20A
137B	Espectro frequências primário transformador	
138A	Sinal de corrente no CFASE	~40A
138B	Espectro frequências primário transformador	
139A	Sinal de corrente no modo RPWM	~5A
139B	Espectro frequências primário transformador	
140A	Sinal de corrente no modo RPWM	~10A
140B	Espectro frequências primário transformador	
141A	Sinal de corrente no modo RPWM	~20A
141B	Espectro frequências primário transformador	
142A	Sinal de corrente no modo RPWM	~40A
142B	Espectro frequências primário transformador	
143A	Sinal de corrente no modo SPWM	~5A
143B	Espectro frequências primário transformador	
144A	Sinal de corrente no modo SPWM	~10A
144B	Espectro frequências primário transformador	
145A	Sinal de corrente no modo SPWM	~20A
145B	Espectro frequências primário transformador	
146A	Sinal de corrente no modo SPWM	~40A
146B	Espectro frequências primário transformador

A

B

Figura 135 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, I = 5A.

Figura 136 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, $I = 10A$.

Figura 137 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, $I = 20A$.

Figura 138 – Corrente e espectro de frequências modo CFASE, $I = 40A$.

A

B

Figura 139 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, $I = 5A$.

A

B

Figura 140 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, $I = 10A$.

A

B

Figura 141 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, $I = 20A$.

A

B

Figura 142 – Corrente e espectro de frequências modo RPWM, $I = 40A$.

A

B

Figura 143 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, $I = 5A$.

A

B

Figura 144 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, $I = 10A$.

Figura 145 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, $I = 20A$.

Figura 146 – Corrente e espectro de frequências modo SPWM, $I = 40A$.

Com as medições feitas pelo osciloscópio e o analisador de energia, pode-se comprovar nas Figuras 123 até 134 e 136 até 146 que os dados obtidos nas simulações computacionais foram comprovados com a teoria explicada nos capítulos anteriores, sobre a qualidade da energia, harmônicas geradas no lado AC e o *ripple* de corrente fornecido à carga.

A tabela 7 informa os dados mais relevantes sobre a operação do protótipo no quesito perdas no transformador, perdas na ponte retificadora, fator de potência, distorção harmônica total e *ripple*. Nos anexos estão as planilhas de cálculos, sendo que, os valores da tabela 7 foram obtidos em quatro condições:

- 1- Medições na carga utilizando o multímetro;
- 2- Medições no secundário do transformador de potência utilizando o multímetro;
- 3- Medições no primário do transformador de potência utilizando o analisador de energia;
- 4- Medições no secundário do transformador de potência utilizando o analisador de energia.

Tabela 7 – Comparação das medições no protótipo.

Tabela comparativa	Potência Primário no trafo (W)	Potência Secundário no trafo (W)	Potência na carga W	Perdas na ponte (%)	Perdas no trafo (%)	FP	THD %	Ripple % Corrente na Carga
CFASE ~5A	34,1	8,6	2,9	65,8	74,9	0,54	54	12,5
CFASE ~10A	53,0	28,2	10,3	63,3	46,8	0,52	60	9,3
CFASE ~20A	120,2	94,9	38,1	59,9	21,1	0,59	49	6,8
CFASE ~40A	373,3	341,4	160,5	53,0	8,6	0,82	35	4,8
RPWM ~5A	33,0	8,6	3,0	64,7	74,0	0,72	28	13,8
RPWM ~10A	52,3	26,2	11,9	54,5	50,0	0,72	27	10,9
RPWM ~20A	119,0	97,6	39,8	59,2	18,0	0,73	30	9,2
RPWM ~40A	393,7	380,1	161,9	57,4	3,4	0,88	32	8,5
SPWM ~5A	33,4	7,9	2,8	64,6	76,2	0,73	23	12,1
SPWM ~10A	52,1	25,7	10,9	57,6	50,7	0,74	15	9,3
SPWM ~20A	109,6	88,5	37,4	57,7	19,2	0,75	7	7,7
SPWM ~40A	366,7	342,5	163,5	52,2	6,6	0,96	9	6,9

Comparando os modos de funcionamento e correntes utilizadas no protótipo, pode-se afirmar que as perdas de potência na ponte retificadora é próxima ou maior que a potência utilizada na carga. Em baixa corrente, as perdas no transformador e na ponte retificadora são relativamente altas em comparação a potência da carga. O FP, o THD e o *Ripple* melhoram com o aumento da corrente fornecida à carga, chegando ou passando dos cálculos e simulações realizadas.

Como as correntes de operação são elevadas e as quedas de tensões nos IGBT's e diodos também, em torno de 1,7V para cada dispositivo, a somatória destas tensões chega a ser maior que a tensão do trabalho, então, praticamente metade da potência do protótipo é perdida. Para diminuir estas perdas, uma alternativa é a troca

de dispositivos que tenha uma queda de tensão menor ou mudar a configuração dos tanques galvânicos, colocando, por exemplo, quatro tanques em série, sendo que nesta opção, basta alterar a tensão de saída do transformador principal, já que os dispositivos suportam o aumento de tensão e a corrente permanece a mesma.

6.6 TESTE PRÁTICO

Nas Figuras 147, 148 e 149 são mostradas as fotos dos testes realizados na prática. As Figuras 150 e 151 mostram como são presas as peças na gancheira, a Figura 150 mostra a foto das peças não galvanizadas e a Figura 151 mostra as peças galvanizadas. Foram galvanizadas quatro gancheiras, uma no modo de operação CFASE com indutor e outra sem o indutor. A terceira gancheira foi galvanizada no modo SPWM e a quarta e última com um retificador comercial. O metal que foi depositado foi o cobre e foi aplicado um banho de ouro para proteger a camada de cobre, porque o cobre oxida muito rápido e o ouro evita a oxidação.

Figura 147 - Teste do retificador na Galvânica Zetti.

Figura 148 – Teste do Retificador na Galvânica Zetti.

Figura 149 - Banho de cobre utilizado no teste.

A **B**

**Figura 150 – Peças posicionadas nas gancheiras
(A sem banho e B com banho).**

Figura 151 - Detalhe da peça de latão-utilizada no teste prático.

6.7 MICROSCOPIA ÓPTICA

Com as peças banhadas, foram feitas fotos microscópicas no Laboratório de Metalografia do Departamento de Engenharia dos Materiais da USP, com ampliações de 200x, 500x e 1000x.

As placas de latão foram banhadas conforme descrito abaixo:

Placas A1 até A9 banhadas com SPWM 10 minutos 26~27A.

Placas B1 até B9 banhadas com RPWM 10 minutos 26~27A.

Placas C1 até C9 banhadas com CFASE 10 minutos 26~27A retificador comercial (controle de ângulo de fase).

Placas D1 até D9 banhadas com CFASE 10 minutos 26~27A retificador comercial sem filtro (controle de ângulo de fase).

Na Figura 150.A e 150.B é visto a disposição das placas na gancheira, a placa selecionada para as fotos microscópicas foram a de posição 5 que fica no centro da gancheira, nomeadas de A5, B5, C5 e D5. Esta posição é a area de mais baixa densidade de corrente e conseqüentemente a região que melhor mostra o resultado do banho.

Para poder fotografar a camada de cobre na seção transversal das placas banhadas, um corpo de prova foi montado com três amostras de cada placa banhada (A5, B5, C5 e D5), conforme mostra a foto da Figura 151 e com uma amostra de latão sem banho. O mesmo é feito de baquelite que é um polímero e tem 40mm de diâmetro. A Figura 152 mostra o corpo de prova:

Figura 152 - Corpo de prova.

As fotos 153.A 153.B mostram o embutimento das placas banhadas e uma camada com folhas de alumínio entre elas no corpo de prova, cuja função é apenas separar as placas. A foto 154 apresenta a amostra de latão sem banho.

Figura 153 - Detalhe do corpo de prova.

Figura 154 - Latão sem banho e com ampliação de 50x.

As fotos a seguir mostram as microfotografias das placas com ampliações de 200x, 500x e 1000x:

Figura 155 - Amostra 5A com ampliação de 200x.

Figura 156 - Amostra 5A com ampliação de 500x.

Figura 157 - Amostra 5A com ampliação de 1000x.

Figura 158 - Amostra 5B com ampliação de 200x.

Figura 159 - Amostra 5B com ampliação de 500x.

Figura 160 - Amostra 5B com ampliação de 1000x.

Figura 161 - Amostra 5C com ampliação de 200x.

Figura 162 - Amostra 5C com ampliação de 500x.

Figura 163 - Amostra 5C com ampliação de 1000x.

Figura 164 - Amostra 5D com ampliação de 200x.

Figura 165 - Amostra 5D com ampliação de 500x.

Figura 166 - Amostra 5D com ampliação de 1000x.

Nas fotos 155, 156 e 157 pode-se observar com detalhes o depósito de cobre no tom avermelhado, o substrato do corpo de prova em baquelite na cor preta e o latão na cor mais clara.

Com o microscópio de ampliação de 1000x utilizado, não foi possível obter fotografias que mostrassem as diferenças dos depósitos do banho de cobre com os retificadores utilizados no teste.

6.8 CONCLUSÕES SOBRE O PROTÓTIPO

Em baixa corrente no protótipo, vimos que a qualidade de energia é bem deficitária, ao observarmos os valores de potência é notória a perda de energia na ponte retificadora. Comparando os valores de perdas de potência da tabelas 7, conclui-se que é imprescindível incluir os parâmetros dos componentes no projeto do retificador, porque existe uma perda acima de 50% da potência global do protótipo, na pior das hipóteses.

Não há diferenças visíveis, mesmo com a microfotografia, indicando que o protótipo produz resultados com a mesma qualidade que os outros métodos. Sendo assim, mantem-se a mesma qualidade dos materiais produzidos com ganhos na qualidade de energia elétrica.

Nas galvanicas, os formatos e quantidades de peças a serem banhadas são muito variadas, com isso precisa-se manter o retificador trabalhando dentro de uma faixa abrangente de correntes, no caso do protótipo, a corrente de trabalho pode ir de 5A a 50A. Se não fosse por este motivo, poderia-se fazer um retificador que trabalhasse mais perto dos limites de tensões e correntes do transformador principal, fazendo que o mesmo trabalhasse mais “carregado”, melhorando o fator de potência e a distorção harmônica total.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÃO GERAL

O trabalho desenvolvido visou o estudo de retificadores PWM para aplicações em processos galvânicos onde, do lado do barramento CA, busca a melhoria da qualidade de energia elétrica com a redução de harmônicos e o aumento do fator de potência e no barramento CC, a melhora da qualidade da energia entregue à carga, ou seja, um baixo *ripple* de corrente.

Com a utilização de técnicas PWM apresentadas no estudo, foi possível desenvolver ferramentas matemáticas utilizando o *software* MATLAB® e modelos de simulação computacionais dos retificadores híbridos, operando nos modos de controle de ângulo de fase, modulação de largura de pulso regular e modulação de largura de pulso senoidal pelos *softwares* PSIM® e SIMULINK®.

Foi desenvolvida uma metodologia que possibilita calcular o valor da indutância ao localizar em dois gráficos a tensão média e o valor do ângulo da carga. Estes gráficos, que foram gerados pelas ferramentas matemáticas, também possibilitam calcular o valor da indutância ao informar os valores de projeto.

Foram feitas simulações com diversos valores para comprovar o funcionamento das ferramentas matemáticas e dos modelos de simulação. As simulações foram executadas com um valor de *ripple* em comum para os três modos de funcionamento do retificador, o que gerou valores diferentes de indutância.

Os testes realizados com o protótipo comprova toda a teoria desenvolvida.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

Elaborar controle de corrente e tensão por malha fechada, refazer os cálculos, incluindo um capacitor para diminuir os tamanhos dos indutores.

Atuar em conjunto com profissionais de Eletroquímica e Materiais para o estudo dos retificadores e suas aplicações.

Realizar estudos com conversores no primário do transformador, incluindo inversores de alta-frequência para reduzir o volume do transformador.

.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, A. Eletrônica de Potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000. 479 p.

ALMEIDA, J. L. A. Eletrônica Industrial. 2. ed. São Paulo: Érica, 1991.

ARM, Limited. Technical Reference Manual ARM7TDMI-S Revision: r4p3. Disponível em: <<http://infocenter.arm.com/help/topic/com.arm.doc.ddi0234b/DDI0234.pdf>>. Acesso em 03 maio de 2015.

BARBI, Ivo.; MARTINS, Denizar Cruz. Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. 2 ed. rev. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2006.

BASCOPE, René Pastor Torrico. O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência. Porto Alegre: Sagra, 1997.

BATISTA, Flabio Alberto Bardemaker. Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM unidirecionais. Disponível em: <<http://ivobarbi.com/PDF/Teses/flabioBatista2006.pdf>>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

BELLIS, Mary. The history of electroplating Luigi Brugnatelli invented electroplating in 1805. Disponível em: < <http://inventors.about.com/od/estartinventions/a/Electroplating.htm>>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

BERTORELLE, Eugenio. Trattato di Galvanotecnica. Milano: Hoepli, 1974. 1 v.

BLAUTH, Yeddo Braga. Retificadores Trifásicos Controlados com Elevado Fator de Potência e Multiníveis de Corrente. Disponível em: < http://ivobarbi.com/PDF/Teses/Tese_Yeddo.pdf>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

BORGONOVO, Devis. Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park. Disponível em: < http://ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/Dissertacao_Devis.pdf>. Acesso em: 05 de maio de 2015.

_____.Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos. Disponível em: <http://ivobarbi.com/PDF/Teses/Tese_deivis.pdf>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

BUZZONI, H.A. Galvanoplastia. 2. ed. São Paulo: Ícone, 1991.

CHEHAB NETO, Anis Czar. Retificador PWM Trifsico de 26kW, Trs Nveis, Unidirecional, Fator de Potncia Unitrio e Alto Rendimento para Aplicao em Centrais de Telecomunicao. Disponvel em: < http://ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/Dissertacao_Anis%20Chehab.pdf>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

DEL BIANCO, Henrique; QUINI Robeto; OTANI, Humberto. Determinao do filtro indutivo de corrente contnua para retificadores controlados. Limeira: Faculdades Integradas Eisntein de Limeira, 2005.

DRPP - Dutch Reverse Pulse Plating. Disponvel em: < http://www.drpp.nl/default.asp?id=0&id_sub=0_0&lng=e>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

FENILI, Murilo de Pieri. Estudo e Implementao de um Filtro Ativo Paralelo Monofsico de 8 kVA. Disponvel em: <<http://ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/muriloFenili2007.pdf>>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

FONT, Carlos Henrique Illa. Retificadores trifsicos hbridos bidirecionais com fator de potncia unitrio. Disponvel em: < <http://ivobarbi.com/PDF/Teses/Tese%20de%20Doutorado%20CHIF.pdf>>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

HELDWEIN, Marcelo Lobo. Unidade Retificadora Trifsica de Alta Potncia e Alto Desempenho para Aplicao em Centrais de Telecomunicaes. Disponvel em:< http://www.ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/Dissertacao_Marcelo_lobo.pdf>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

HITEX, Development Tools. The insiders guide to the Philis ARM7-based microcontroller. Disponvel em: < http://www.hitex.com/fileadmin/pdf/insiders-guides/lpc/lpc-arm-book_rev10-screen.pdf>. Acesso 03 de maio de 2015.

_____. The insider's guide to the NXP LPC2300/2400 based microcontroller. Disponível em: < http://www.hitex.com/fileadmin/pdf/insiders-guides/lpc2300/lpc2300_book_v2_srn.pdf >. Acesso em: 03 de maio 2015.

LARICO, Hugo Rolando Estofanero. Conversor boost controlado em corrente aplicado ao retificador monofásico. Disponível em: <<http://ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/hugoLarico2007.pdf>>. Acesso em: 03 de maio 2015.

MARTIGNONI, Alfonso. Transformadores. Porto Alegre: Globo, 1971.

MEDEIROS, Miguel A. Eletroquímica. Disponível em: < <http://www.quiprocura.net/eletroquimica.htm> >. Acesso em: 03 maio 2015.

MEHL, Ewaldo Luiz de Matos. Algumas Considerações sobre o “Fator de Potência”. Universidade Federal do Paraná -Setor de Tecnologia - Departamento de Engenharia Elétrica. Disponível em: < <http://www.eletrica.ufpr.br/mehl/te067/aulas/Fator%20de%20Potencia.pdf> >. Acesso em 03 de maio de 2015.

MILLER, Stephanie Katherine Teixeira. Retificador Trifásico Isolado com Fator de Potência Unitário Baseado no Transformador Scott. Disponível em: <http://ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/dissertacao_Stephanie.pdf>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

NASCIMENTO, Claudionor Francisco. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18133/tde-27082007-170845/publico/Claudionor.pdf> >. Acesso em 03 de maio 2015.

NASCIMENTO, Claudionor Francisco, OLIVEIRA JUNIOR, Azauri Albano de, GOEDEL, Alessandro, SILVA, Ivan Nunes da, SERNI, Paulo José Amaral. Uma contribuição ao ensino de Eletrônica de Potência e Suas Consequências na Qualidade da Energia Elétrica. Disponível em: < <http://www.abenge.org.br/revista/index.php/abenge/article/view/69/50> >. Acesso em 03 de maio de 2015.

NATALE, F. Eletrônica Industrial: Teoria e Prática de Laboratório. São Paulo: Érica, 1994.

OSTE, Rodolfo. Estudo e implementação de um retificador monofásico chaveado microcontrolado. Disponível em: http://www.tcc.sc.usp.br/tce/disponiveis/18/180500/tce-23082010-102813/publico/Oste_Rodolfo_de.pdf>. Acesso em 03 de maio de 2015.

PEREIRA, Fábio. Tecnologia Arm: Microcontroladores de 32 Bits. São Paulo: Érica, 2007.

PORTIFIRO, Cabaleiro Cortizo. Disponível em: <[http://www.cpdee.ufmg.br/~porfirio/Fontes %20CC%20CA/comando%20igbt.ppt](http://www.cpdee.ufmg.br/~porfirio/Fontes%20CC%20CA/comando%20igbt.ppt)>. Acesso em 03 de maio de 2015.

RASHID, Muhammad H. Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações. São Paulo: Makron Books, 1999.

_____. Power electronics handbook. Califórnia: Academic Press, 2001.

_____. SPICE for Power Electronics and Electric Power, Second Edition, 2006 by Taylor & Francis Group, LLC.

RECH, Cassiano. Eletrônica de Potência II. Capítulo 7. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/materiais/EPOII___Capitulo_7___Circuitos_de_comando.pdf>. Acesso em: 21 ago. 2011.

SANTOS, Wilma Ayako Taira. Galvanoplastia de Metais Preciosos. Mini Cursos 2010, CRQ-IV(SP), 2010.

SIMONE, Gilio Aluisio. Transformadores. São Paulo: Érica, 1998.

SOUZA, Daniel Rodrigues de. Microcontroladores Army 7 (Philips-família LPC213x): o poder dos 32 bits: Teoria e Prática. São Paulo: Érica, 2006.

SPIEGEL, Murray Ralph, LIU, John. Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas. Coleção Schaum. 2a Ed. São Paulo: Bookman, 2004. 271p.

TAHIN, André Pires Nóbrega, COELHO, Marcos Tadeu, PERIN, Arnaldo. Retificadores Buck com Fator de Deslocamento Unitário Operando em um Quadrante.

Disponível em: < <http://www.andretahim.com/publicacoes/Tutoriais/EletronicaPotencia/RetificadoresFatorDeslocamento1.pdf>>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

VERLAG, Eugon G. Leuze. Galvanotécnica Prática. Tradução Peter Albert Földes. São Paulo: Polígono, 1973.

VIDAL, Fuentealba Edwards Leonardo. Nova Topologia Para Reduzir o Conteúdo Harmônico, Gerado pelas Pontes Retificadoras Trifásicas a Diodos, Por Meio do Método de Injeção da Terceira Harmônica. Disponível em: < <http://ivobarbi.com/PDF/dissertacoes/Dissertacao%20-%20Edward.pdf> >. Acesso em: 03 de maio de 2015.

_____. Retificadores monofásicos e trifásicos com carga diferencial controlados por regime de deslizamento: análise, projeto e implementação. Disponível em: <http://ivobarbi.com/PDF/Teses/Tese%20Final.pdf>>. Acesso em: 03 de maio de 2015.

ANEXOS

ANEXO 1

Neste anexo são apresentadas as ferramentas computacionais desenvolvidas com o MATLAB® para os estudos, simulações e cálculo do indutor utilizado no protótipo. As ferramentas computacionais se referem aos capítulos 4 e 5.

Grafico_harm_tensao_FASE.m

Gera gráfico de harmônicos (n harmônicos) de tensão e a tensão média em função do ângulo de disparo para o retificador por controle de ângulo de fase

```
% Gera gráfico de harmonicos (n harmonicos) de tensão e a tensão média
% em função do ângulo de disparo para o retificador por controle de
fase
clear; clc;
for n=2:2:8
    cont=0;
    for alfa=0:pi/180:pi
        cont=cont+1;
        a=1-n; b=1+n;
        an1=(-((cos(a*alfa))/(2*a))-((cos(b*alfa))/(2*b)));
        an2=(-((cos(a*pi))/(2*a))-((cos(b*pi))/(2*b)));
        an=(2/pi)*(an2-an1);
        bn1=((sin(a*alfa))/(2*a))-((sin(b*alfa))/(2*b)));
        bn2=((sin(a*pi))/(2*a))-((sin(b*pi))/(2*b)));
        bn=(2/pi)*(bn2-bn1);
        cn(cont,n/2)=sqrt((an^2)+(bn^2));
        % cn(cont,5) = vpnhib(0,alfa);
        disp(cont)=alfa*180/pi;
        disp2(cont)= cont;
    end
    % plot(disp,cn);
end
cont=0;
for alfa=0:1:180
    cont=cont+1;
    vetor(cont,1)=vpnhib(0,alfa);
    disp(cont)=alfa*180/pi;
end
vetor1 = [vetor cn];
plot(disp2,vetor1);
% title('Retificador semicontrolado híbrido');
legend('1-Vmédio','2-120Hz','4-240Hz','6-360Hz','8-480Hz','10-
600Hz','12-720Hz','14-840Hz','16-960Hz','18-1080Hz','20-1200Hz','22-
```

```

1320Hz','24-1440Hz','26-1680Hz','28-1680Hz','30-1800Hz','32-
1920Hz','34-2040Hz','36-2160Hz','38-2280Hz','40-2400Hz','42-
2520Hz','44-2640Hz','46-2760Hz','48-2880Hz','50-
3000Hz','Location','NorthEast'); %legenda
%legend('2','4','6','8','Location','NorthWest'); %legenda
xlabel('Ângulo de disparo (graus)');
%set(gca,'XDir','reverse');
grid;

```

Grafico_harm_tensao_PWM.m

Gera gráfico de harmônicos (n harmônicos) de tensão e a tensão média em função da largura do pulso para os retificadores PWM (senoidal e regular)

```

% Gera gráfico de harmonicos (n harmonicos) de tensão e a tensão média
% em função da largura do pulso para os retificadores PWM (senoidal e
regular)
clear;
clc;
close all;
disp('- Grafico de harmonicos de tensão -');
tipo = input('Escolha o tipo do conversor:\n0 -PWM Regular\n1 -PWM
Senoidal\n');
pulsos = input('Numero de pulsos por semiciclo: ');
harmonico = input('Numero de harmonicos: ');
D = pi/pulsos; %N;
DD = D * 180 /pi;
MA = 0.5;
tetak(1) = D/2;
tetakd(1) = DD / 2;
for i = 2 : pulsos; %N
    tetak(i) = tetak(i-1) + D;
    tetakd(i) = (tetak(i-1) + D) * 180 /pi;
end
for i = 1 : pulsos; %N
    hk(i) = MA * sin(tetak(i));
    dk(i) = D * hk(i);
    alfak(i) = tetak(i) - (dk(i)/2);
    betak(i) = tetak(i) + (dk(i)/2);
    hkd(i) = hk(i) * 180 /pi;
    dkd(i) = dk(i) * 180 /pi;
    alfakd(i) = alfak(i) * 180 /pi;
    betakd(i) = betak(i) * 180 /pi;
end
tempo0(1) = alfak(1) - 0;
tempo0d(1) = tempo0(1) * 8333 /pi;
for i = 2 : pulsos;
    tempo0(i) = alfak(i) - betak(i-1);

```

```

    tempo0d(i) = tempo0(i) * 8333 /pi;
end
for i = 1 : pulsos;
    tempol(i) = betak(i) - alfak(i);
    tempold(i) = tempol(i) * 8333 /pi;
end
for n=2:2:harmonico          %vamos fazer do harmonico 2 ate o 8
    cont=0;                  %variavel usada para montar a matriz de
    plotagem
    a=1-n; b=1+n;           %criadas para facilitar a visualizacao do
    calculo da integral
    for ma=0:0.01:1
        cont=cont+1;        %incrementa contador para a matriz de
    plotagem
        cnp=0;              %para calcular o valor final da soma do
    harmonico dos pulsos
        soma_an=0;          %para somar os valores de an de cada pulso
        soma_bn=0;          %para somar os valores de bn de cada pulso
        for pulso=1:1:pulsos %vamos calcular do primeiro ao enesimo
    pulso
            %hk(i) = ma * sin(tetak(i));
            if tipo==0
                dk(pulso) = D * ma; %* sin(tetak(pulso)); % hk(i);
            else
                dk(pulso) = D * ma * sin(tetak(pulso)); % hk(i);
            end
            alfa = tetak(pulso) - (dk(pulso)/2);
            beta = tetak(pulso) + (dk(pulso)/2);
            alfak(pulso) = alfa;
            betak(pulso) = beta;

            an1=(-((cos(a*alfa))/(2*a))-((cos(b*alfa))/(2*b)));
%calculo da integral de an - limite inferior
            an2=(-((cos(a*beta))/(2*a))-((cos(b*beta))/(2*b)));
%calculo da integral de an - limite superior
            an=(an2-an1); %an =
    superior-inferior
            bn1=(((sin(a*alfa))/(2*a))-((sin(b*alfa))/(2*b)));
%calculo da integral de bn - limite inferior
            bn2=(((sin(a*beta))/(2*a))-((sin(b*beta))/(2*b)));
%calculo da integral de bn - limite superior
            bn=(bn2-bn1); %bn =
    superior-inferior
            soma_an=soma_an+an; %acumula an do pulso corrente
            soma_bn=soma_bn+bn; %acumula bn do pulso corrente
        end
        soma_an=(2/pi)*soma_an; %finaliza o calculo do an mult. por
    2/pi (meio ciclo)

```

```

        soma_bn=(2/pi)*soma_bn; %finaliza o calculo do bn mult. por
2/pi (meio ciclo)
        cnp=sqrt((soma_an^2)+(soma_bn^2)); %calcula cn
        cn(cont,n/2)=cnp; %coloca na matriz para plotar
        largura(cont)= ma; %larg*180/pi;
    end
end
% calcula o V0
for m = 0:1:100
    v0(m+1)=vpnpulso_spwm(0,pulsos,((1+m)/100), tipo);
    disp(m+1)=m;
end
teste = [v0',cn];
plot(largura,teste);

if tipo == 0
    text = 'PWM Regular';
else
    text = 'PWM Senoidal';
end
legend('1-Vmédio','2-120Hz','4-240Hz','6-360Hz','8-480Hz','10-
600Hz','12-720Hz','14-840Hz','16-960Hz','18-1080Hz','20-1200Hz','22-
1320Hz','24-1440Hz','26-1680Hz','28-1680Hz','30-1800Hz','32-
1920Hz','34-2040Hz','36-2160Hz','38-2280Hz','40-2400Hz','42-
2520Hz','44-2640Hz','46-2760Hz','48-2880Hz','50-
3000Hz','Location','NorthEast'); xlabel('Indice de modulação
(%)');
set(gca,'XDir','reverse');
grid;

```

Grafico_ripple_FASE.m

Gera gráfico de *ripple* em função do ângulo de disparo e ângulo da carga (ϕ) para o retificador por controle de ângulo de fase

```

% Gera gráfico de ripple em função do ângulo de disparo e ângulo da
carga
% ( $\phi$ ) para o retificador por controle de fase
clear; clc;
for alfa=0:1:180
    cn(alfa+1,1)= ripple_fase(1,8,alfa,0,0);
    cn(alfa+1,2)= ripple_fase(1,8,alfa,0,10);
    cn(alfa+1,3)= ripple_fase(1,8,alfa,0,20);
    cn(alfa+1,4)= ripple_fase(1,8,alfa,0,30);
    cn(alfa+1,5)= ripple_fase(1,8,alfa,0,40);
    cn(alfa+1,6)= ripple_fase(1,8,alfa,0,50);
    cn(alfa+1,7)= ripple_fase(1,8,alfa,0,60);
    cn(alfa+1,8)= ripple_fase(1,8,alfa,0,70);

```



```

        cn(alfa+1,9)= ripple_fase(1,8,alfa,0,80);
        cn(alfa+1,10)= ripple_fase(1,8,alfa,0,85);
        disp(alfa+1)=alfa;
    end
    plot(disp,cn);
    legend('0°','10°','20°','30°','40°','50°','60°','70°','80°','85°','Location','Best');
    xlabel('Ângulo de disparo (graus)');
    set(gca,'YLim',[0 100], 'XLim', [0 180]);
    ylabel('Ripple %');
    grid;

```

Grafico_ripple_PWM.m

Gera gráfico de *ripple* em função da largura do pulso e ângulo da carga (ϕ) para os retificadores PWM (senoidal e regular)

```

% Gera gráfico de ripple em função da largura do pulso e ângulo da
carga
% ( $\phi$ ) para os retificadores PWM (senoidal e regular)
clear;
clc;
close all;
disp('- Gráfico de ripple de corrente -');
tipo = input('Escolha o tipo do conversor:\n0 -PWM Regular\n1 -PWM
Senoidal\n');
pulsoss = input('Numero de pulsos por semiciclo: ');
harmonico = input('Numero de harmonicos: ');
cont=1;
for m = 0: 0.01 :1
    cn(cont,1)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,0,tipo);
    cn(cont,2)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,10,tipo);
    cn(cont,3)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,20,tipo);
    cn(cont,4)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,30,tipo);
    cn(cont,5)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,40,tipo);
    cn(cont,6)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,50,tipo);
    cn(cont,7)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,60,tipo);
    cn(cont,8)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,70,tipo);
    cn(cont,9)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,80,tipo);
    cn(cont,10)= ripple_pwm(harmonico,m,pulsoss,85,tipo);
    disp(cont)=m;
    cont=cont+1;
end
plot(disp,cn);
if tipo == 0
    text = 'PWM Regular';
else
    text = 'PWM Senoidal';

```

```

end
legend('0°','10°','20°','30°','40°','50°','60°','70°','80°','85°','Location','Best');
xlabel('Indice de modulação');
set(gca,'XDir','reverse');
ylabel('Ripple %');
grid;

```

Grafico_tensao_media.m

Gera gráfico de tensão média para os retificadores híbridos de controle de ângulo de fase e PWM

```

% Gera gráfico de tensão média para os retificadores híbridos de
controle
% de fase e PWMs
clear;
clc;
close all;
disp('- Grafico de tensão média Retificadores -');
pulso_v0 = input('Numero de pulsos por semiciclo: ');
for m = 0:1:100
    v0(m+1,1)=vpn_pwm(0,pulso_v0,((1+m)/100), 0);
    v0(m+1,2)=vpn_pwm(0,pulso_v0,((1+m)/100), 1);
    pos = 101 - (m+1);
    %pos = 181 - (m+1);
    v0(pos+1,3)=vpn_fase(0,m,1);
    disp(m+1)=m;
end
plot(dispm,v0);
legend('Chaveado RPWM','Chaveado SPWM','Controle de
Fase','Location','Best'); %legenda
xlabel('Indice de modulação');
ylabel('V-médio (p.u.)');
set(gca,'XDir','reverse');
grid;

```

Grafico_thd_pf_fase.m

Gera gráfico de harmônicos de corrente, fator de potencia e THD no barramento CA dos retificadores híbridos de controle de ângulo de fase.

```

% Gera gráfico de harmonicos de corrente, fator de potencia e fator
de deslocamento
%no barramento CA dos retificadores híbridos de controle de fase
close all;
clear all;

```

```

clc;
%fi=input('Digite o valor do ângulo de carga \phi em graus: ');
nmax=input('Digite a ordem máxima de harmônicos a ser considerada: ');
% fi = 0;
% nmax = 51;
aux = 1 / sqrt(2);
%aux = 1;
for n=1:2:nmax
    cont=0;
    an=0;bn=0;
%    soma_v0=0;soma_an=0;soma_bn=0;an=0;bn=0;
    for alpha=0:pi/180:pi      %-pi/180
        cont=cont+1;
        an= - 2*inv(n*pi)*sin(n*alpha);
        bn= 2*inv(n*pi)*(1 + cos(n*alpha));
        i(cont,n)= aux * sqrt(an.^2+bn.^2);
        disp(cont)=alpha*180/pi;
        DF(cont)=cos(alpha/2);
    end
end
% remove as colunas pares (harmonicos pares)
a = i(:,1);
cont = 1;
for j = 3 : 2 : nmax
    cont = cont + 1;
    a(:,cont) = i(:,j);
end
imax=max(max(a));
inorm=a./imax;
%inorm = a;
%%subplot(2,2,[1 3]);
figure
plot(disp,inorm);
%title('Gráfico das componentes harmônicas de corrente na fonte');
xlabel('Ângulo de disparo \alpha \circ');
ylabel('Relação i/i máxima');
grid;
legend('n=1','n=3','n=5','n=7','n=9','n=11','n=13','n=15','n=17','n=
19','n=21','n=23','n=25','n=27','n=29','n=31','n=33','n=35','n=37','
n=39','n=41','n=43','n=45','n=47','n=49','n=51');
thd=sqrt(sum(inorm(:,2:cont).^2,2))./inorm(:,1);
irms = sqrt(sum(a.^2,2));
i1 = a(:,1);
%Distorção harmônica total
%subplot(2,2,2);
figure
plot(disp,thd);
%plot(disp,irms);

```

```

%title('Gráfico da distorção harmônica total');
xlabel('Ângulo de disparo \alpha \circ');
ylabel('Distorção harmônica total na fonte');
grid;
fp=DF'./sqrt(1+thd.^2);
fp1 = i1/irms;
%subplot(2,2,4);
figure
plot(dis,fp);
%title('Gráfico do fator de potência na fonte');
xlabel('Ângulo de disparo \alpha \circ');
ylabel('Fator de Potência');
grid;

```

Grafico_thd_pf_regular.m

Gera gráfico de harmônicos de corrente, fator de potencia e THD no barramento CA dos retificadores híbridos RPWM.

```

%Gera gráfico de harmonicos de corrente, fator de potencia e THD
%no barramento CA dos retificadores híbridos RPWM
clear;
clc;
close all;
cont=1;
pulsoss = input('Numero de pulsos por semiciclo: ');
harmonico = input('Digite a ordem máxima de harmônicos a ser
considerada: ');
%harmonico = 51;
thd = [0];
pf2 = [0];
disp = [0];
for mm = 0.01: 0.01 :1
    [thd1 pf harm1] = thdpf_rpwm(pulsoss,mm,harmonico);
    thd(cont,1) = thd1;
    pf2(cont,1) = pf;
    harm2(cont,:) = harm1;
    disp(cont)= mm;
    cont=cont+1;
end
a = harm2(:,1);
cont = 1;
for j = 3 : 2 : harmonico
    cont = cont + 1;
    a(:,cont) = harm2(:,j);
end
amax=max(max(a));
anorm=a./amax;

```

```

figure;
plot(dispatch, anorm);
xlabel('Modulação Vsin/Vmod');
ylabel('Relação i/i máxima');
set(gca, 'XDir', 'reverse');
legend('n=1', 'n=3', 'n=5', 'n=7', 'n=9', 'n=11', 'n=13', 'n=15', 'n=17', 'n=19', 'n=21', 'n=23', 'n=25', 'n=27', 'n=29', 'n=31', 'n=33', 'n=35', 'n=37', 'n=39', 'n=41', 'n=43', 'n=45', 'n=47', 'n=49', 'n=51');
grid;
figure;
plot(dispatch, thd);
xlabel('Modulação Vsin/Vmod');
ylabel('Distorção harmônica total na fonte ');
set(gca, 'XDir', 'reverse');
grid;
figure;
plot(dispatch, pf2);
xlabel('Modulação Vsin/Vmod');
ylabel('Fator de Potência');
set(gca, 'XDir', 'reverse');
grid;

```

Grafico_thd_pf_senoidal.m

Gera gráfico de harmônicos de corrente, fator de potencia e THD no barramento CA dos retificadores híbridos SPWM

```

%Gera gráfico de harmônicos de corrente, fator de potencia e THD
%no barramento CA dos retificadores híbridos SPWM
clear;
clc;
close all;
cont=1;
pulsoss = input('Numero de pulsos por semiciclo: ');
harmonico = input('Digite a ordem máxima de harmônicos a ser considerada: ');
%harmonico = 51;
pf1 = [0];
pf2 = [0];
thd = [0];
disp = [0];
for mm = 0.01: 0.01 :1
    [THDa PF2a harm1] = thdpf_spwm(pulsoss,mm,harmonico);
    thd(cont,1) = THDa;
    pf2(cont,1) = PF2a;
    harm2(cont,:) = harm1;
    disp(cont) = mm;
end

```

```

        cont=cont+1;
end
a = harm2(:,1);
cont = 1;
for j = 3 : 2 : harmonico
    cont = cont + 1;
    a(:,cont) = harm2(:,j);
end
amax=max(max(a));
anorm=a./amax;
figure;
plot(disp,anorm);
xlabel('Modulação Vsin/Vmod');
ylabel('Relação i/i máxima');
set(gca,'XDir','reverse');
legend('n=1','n=3','n=5','n=7','n=9','n=11','n=13','n=15','n=17','n=19',
'n=21','n=23','n=25','n=27','n=29','n=31','n=33','n=35','n=37','n=39',
'n=41','n=43','n=45','n=47','n=49','n=51');
grid;
figure
plot(disp,thd);
xlabel('Modulação Vsin/Vmod');
ylabel('Distorção harmônica total na fonte ');
set(gca,'XDir','reverse');
grid;
figure
plot(disp,pf2);
xlabel('Modulação Vsin/Vmod');
ylabel('Fator de Potência');
set(gca,'XDir','reverse');
grid;

```

ipn_fase.m

Calcula o valor de pico e RMS normalizados, respectivamente, do enésimo harmônico de corrente, em função do número do harmônico, ângulo de disparo e ângulo da carga

```

function [ipn] = ipn_fase(tipo,n,alfa,~,fi)
%Uso: ipn_hib(tipo,n,alfa,p,fi)
%tipo: 0=totalmente controlado, 1=semicontrolado hibrido, 2=chaveado
%n: numero do harmonico
%alfa: ângulo de disparo ou largura do pulso se for chaveado (em graus)
%p: número de pulsos, para retificador chaveado (0 para outros tipos)
%fi: ângulo da carga (em graus)
%Calcula o harmônico n de corrente para o angulo de carga fi
z=zn_fase(n,fi);
ipn=(vpn_fase(n,alfa,0)/sqrt(2)/z);

```

ipn_pwm.m

Calcula o valor de pico e RMS normalizados, respectivamente, do enésimo harmônico de corrente, em função do número do harmônico, largura de pulso e ângulo da carga.

```
function [ipn] = ipn_pwm(n,alfa,p,fi,tipo)
```

```
%Uso: ipn(n,alfa,p,fi)
%n: numero do harmonico
%alfa: ângulo de disparo ou largura do pulso se for chaveado (em graus)
%p: número de pulsos, para retificador chaveado (0 para outros tipos)
%fi: ângulo da carga (em graus)
%Calcula o harmônico n de corrente para o angulo de carga fi
z=zn_pwm(n,fi);
ipn=(vpn_pwm(n,p,alfa,tipo)/sqrt(2)/z);
```

ripple_fase.m

Calcula o fator de ondulação de corrente em função do número de harmônicos, ângulo de disparo e ângulo da carga.

```
function [rip] = ripple_fase(tipo,n,alfa,p,fi)
%Uso: ripple_hib(tipo,n,alfa,p,fi)
%tipo: 0=totalmente controlado, 1=semicontrolado hibrido, 2=chaveado
%n: último harmônico a considerar
%alfa: ângulo de disparo ou largura do pulso se for chaveado (em graus)
%p: número de pulsos, para retificador chaveado (0 para outros tipos)
%fi: ângulo da carga (em graus)
%Calcula o ripple
ica=0;
for harm=2:2:n
    ip=ipn_fase(tipo,harm,alfa,p,fi)^2;
    ica=ica+ip;
end
i0=vpn_fase(0,alfa,0); % I0 = V0 (em pu)
rip=sqrt(ica)/i0*100;
```

ripple_pwm.m

Calcula o fator de ondulação de corrente em função do harmônico, largura de pulso, número de pulsos, e ângulo da carga.

```
function [rip] = ripple_pwm(n,alfa,p,fi,tipo)
```

```

%Uso: ripple(n,alfa,p,fi)
%n: último harmônico a considerar
%alfa: ângulo de disparo ou largura do pulso se for chaveado (em graus)
%p: número de pulsos, para retificador chaveado (0 para outros tipos)
%fi: ângulo da carga (em graus)
%Calcula o ripple
ica=0;
for harm=2:2:n
    ip=ipn_pwm(harm,alfa,p,fi,tipo)^2;
    ica=ica+ip;
end
i0=vpn_pwm(0,p,alfa,tipo); % I0 = V0 (em pu)
rip=sqrt(ica)/i0*100;

```

thdpf_rpwm.m

Calcula os valores dos harmônicos de corrente, fator de potencia e fator de deslocamento no barramento CA dos retificadores híbridos RPWM em função da quantidade e largura dos pulsos

```

%Calcula os valores dos harmonicos de corrente, fator de potencia e THD
%no barramento CA dos retificadores híbridos RPWM em função da quantidade e
%largura dos pulsos
function [THD,PF2,harmonico] = thdpf_rpwm(NP,AMF,NM)
%
% close all;
% clear all;
% clc;
% NP=input('Numero de pulsos por semiciclo: ');
% AMF=input('Indice de modulação: ');
% NM=input('Digite a ordem máxima de harmônicos a ser considerada: ');
D = pi/NP;
tetak(1) = D/2;
for i = 2 : NP
    tetak(i) = tetak(i-1) + D;
end
dk = tetak(1) * AMF;
for i = 1 : NP
    alfak(i) = tetak(i) - dk;
    betak(i) = tetak(i) + dk;
end
IA = 1;
for N=1:NM
    C = 0;
    for M=1:NP

```



```

        C = cos(N*alfak(M)) - cos( N*(betak(M))) + C;
    end
    B(N) = (2 * IA/(N*pi)*C);
end
harmonico = sqrt(B.^2);
I1 = B(1)/sqrt(2); % corrente eficaz fundamental da entrada
SUM = 0;
for N = 1:NM
    SUM = SUM+B(N)*B(N)/2;
end
IS = sqrt(SUM); % corrente eficaz entrada
SUM = 0;
for N = 2:NM
    SUM = SUM+B(N)*B(N)/2;
end
IH = sqrt(SUM);
THD = IH/I1; % distorção harmonica total
PF2 = 1/(sqrt(1+THD*THD)); % fator de potencia

```

thdpf_spwm.m

Calcula os valores dos harmônicos de corrente, fator de potencia e fator de deslocamento no barramento CA dos retificadores híbridos SPWM em função da quantidade e largura dos pulsos

```

%Calcula os valores dos harmonicos de corrente, fator de potencia e
THD
%no barramento CA dos retificadores híbridos SPWM em função da
quantidade e
%largura dos pulsos
function [THD PF2 harmonico] = thdpf_spwm(np,amf,nm)
D = pi/np;
tetak(1) = D/2;
for i = 2 : np
    tetak(i) = tetak(i-1) + D;
end
for i = 1 : np
    hk(i) = amf * sin(tetak(i));
    dk(i) = D * hk(i);
    alfak(i) = tetak(i) - (dk(i)/2);
    betak(i) = tetak(i) + (dk(i)/2);
end
ns = np;
an = 0;
ia = 1;
for n = 1:2: nm
    d = 0;

```

```

    for m = 1:ns
        d = (cos(n*alfak(m))-cos(n*betak(m)))+d;
    end
    b(n)=(2*ia/(n*pi))*d;
end
harmonico = sqrt(b.^2);
il = b(1)/sqrt(2); % corrente eficaz fundamental da entrada
sum = 0;
for n = 1:nm
    sum = sum + ((b(n)*b(n)))/2;
end
is = sqrt(sum); % corrente eficaz entrada
SUM = 0;
for N = 3: 2:nm
    SUM = SUM + ((b(N)*b(N)))/2;
end
IH = sqrt(SUM);
THD = IH/il; % distorção harmonica total
PF2 = 1/(sqrt(1+THD*THD)); % fator de potencia
PF1 = il/is; % fator de potencia

```

vpn_fase.m

Calcula o valor de pico do enésimo harmônico de tensão normalizado, para os retificadores híbridos por controle de fase em função do número do harmônico e do ângulo de disparo.

```

function [cn] = vpn_fase(n,alfa,pct)
%Uso: vpn_fase(n,alfa)
%n: numero do harmonico (0 para V0)
%alfa: angulo de disparo em graus (0 a 180)
%Calcula a tensão de pico do harmonico n para o angulo de
%disparo alfa, para retificadores hibridos.
%No calculo de V0 ja calcula o valor real.
%Somente para condução contínua.
if (pct==1)
    alfa = alfa * 1.8; % para gerar graficos chaveados e convencional
    junto 0-100%
end
alfa=alfa*pi/180;
if (n==0)
    cn=0.31830988618379*(1+cos(alfa));
else
    a=1-n; b=1+n;
    an1=(-((cos(a*alfa))/(2*a))-((cos(b*alfa))/(2*b)));
    an2=(-((cos(a*pi))/(2*a))-((cos(b*pi))/(2*b)));
    an=2*((an2/pi)-(an1/pi));

```

```

bn1=((sin(a*alfa))/(2*a))-((sin(b*alfa))/(2*b));
bn2=((sin(a*(pi)))/(2*a))-((sin(b*(pi)))/(2*b));
bn=2*((bn2/(pi))-(bn1/(pi)));
cn=sqrt((an^2)+(bn^2));
end

```

vpn_pwm.m

Calcula o valor de pico do n ésimo harmônico de tensão normalizado, para os retificadores híbridos por controle de ângulo de fase em função do número do harmônico e da largura de pulsos.

```

function [cn] = vpn_pwm(n,p,ma,tipo)
%Uso: vpnpulso(n,p,l)
%n: numero do harmonico (0 para V0)
%p: numero de pulsos por semiciclo
%l: largura do pulso em graus
%Calcula a tensão de pico do harmonico n para p pulsos,
%de indice de modulação ma por semiciclo.
%No calculo de V0 ja calcula o valor real.
%Para retificadores chaveados.
%Somente para condução contínua.
%ma: indice de modulação
soma_an=0; soma_bn=0;
an=0; bn=0;
a=1-n; b=1+n; %criadas para facilitar a visualizacao do calculo da
integral
D = pi/p; %N;
tetak(1) = D/2;
for i = 2 : p; %N
    tetak(i) = tetak(i-1) + D;
end
for pulso=1:1:p
    if tipo==0
        dk(pulso) = D * ma; %* sin(tetak(pulso)); % hk(i);
    else
        dk(pulso) = D * ma * sin(tetak(pulso)); % hk(i);
    end
    alfa = tetak(pulso) - (dk(pulso)/2);
    beta = tetak(pulso) + (dk(pulso)/2);
    alfak(pulso) = alfa;
    betak(pulso) = beta;
    alfakd(pulso) = alfak(pulso) * 180 /pi;
    betakd(pulso) = betak(pulso) * 180 /pi;

```

```

    an1=(-((cos(a*alfa))/(2*a))-((cos(b*alfa))/(2*b))); %calcula da
integral de an - limite inferior
    an2=(-((cos(a*beta))/(2*a))-((cos(b*beta))/(2*b))); %calcula da
integral de an - limite superior
    an=(an2-an1); %an = superior-
inferior
    if (n~=0) % se o n for zero nao existe bn (para calcular V0)
        bn1=((sin(a*alfa))/(2*a))-((sin(b*alfa))/(2*b))); %calcula
da integral de bn - limite inferior
        bn2=((sin(a*beta))/(2*a))-((sin(b*beta))/(2*b))); %calcula
da integral de bn - limite superior
        bn=(bn2-bn1); %bn =
superior-inferior
    end
    soma_an=soma_an+an; %acumula an do pulso corrente
    soma_bn=soma_bn+bn; %acumula bn do pulso corrente
end
soma_an=(2/pi)*soma_an; %finaliza o calculo do an multiplicando
por 2/pi (meio ciclo)
soma_bn=(2/pi)*soma_bn; %finaliza o calculo do bn multiplicando
por 2/pi (meio ciclo)
cn=sqrt((soma_an^2)+(soma_bn^2)); %calcula cn
if (n==0) %se for calculo de V0
    cn=cn/sqrt(2)/sqrt(2); %já devolve o valor rms, nao o
pico...
end

```

zn_fase.m

Calcula a impedância da carga no enésimo harmônico em função do número do harmônico e do ângulo da carga para retificadores híbridos por controle de ângulo de fase.

```

function [zn] = zn_fase(n,fi)
%Uso: zn(n,fi)
%n: numero do harmonico
%fi: ângulo da carga (em graus)
%Calcula a impedancia no harmônico n para o angulo de carga fi
fi=fi*pi/180;
zn=sqrt(1+(n^2*tan(fi)^2));

```

zn_pwm.m

Calcula a impedância da carga no enésimo harmônico em função do número do harmônico e do ângulo da carga para retificadores híbridos por controle PWM.

```
function [zn] = zn_pwm(n,fi)
%Uso: zn_n(n,fi)
%n: numero do harmonico
%fi: ângulo da carga (em graus)
%Calcula a impedancia no harmônico n para o angulo de carga fi
fi=fi*pi/180;
zn=sqrt(1+(n^2*tan(fi)^2));
```

fialfal.m

A função fialfal calcula: ângulo da carga, ângulo de disparo ou a largura de pulso, valor da indutância do filtro e fator de ondulação (ripple) de corrente em função de: tipo de retificador, capacidade da potência total desejada, fator de ondulação (ripple) de corrente desejado, valor da resistência da carga.

```
function fialfal(tipo,pwm,p,cap,rip,r)
%Calcula fi, alfa, L e ripple.
%Uso: fialfal(tipo,p,cap,rip,r)
%tipo: 0=PWMs, 1=Angulo de fase
%pwm: 0=regular, 1=senoidal
%p: número de pulsos, para retificador PWM(0 para fase)
%cap: capacidade de potência (1-100)
%rip: fator de ondulação de corrente desejado (0-100)
%r: resistencia da carga em ohms
%fialfal(0,0,18,10,10,0.06) para controle PWM, 0=RPWM/1=SPWM, 18, ,com
10A, 10% e
%R=0.06 ohms
%fialfal(0,1,18,10,10,0.06) para controle PWM, 0=RPWM/1=SPWM, 18, ,com
10A, 10% e
%R=0.06 ohms
%fialfal(1,0,0,10,10,0.06) para controle de angulo de fase com 10A,
10% e
%R=0.06 ohms
capacidade = cap / 100;
v0_fase = vpn_fase(0,0,0) * capacidade;
if pwm == 0
    v0_pwm = vpn_pwm(0,p,1,0) * capacidade;
else
    v0_pwm = vpn_pwm(0,p,1,1) * capacidade;
end
if (tipo==0)
    for alfa= 0:0.01:1
        MA = 1 - alfa;
        vpn_pwm(0,pulso_v0,((1+m)/100), 0);
```

```

        vpn_pwm(0,pulso_v0,((1+m)/100), 1);
        if ((vpnpulso(0,p,alfa)-v0)<0)
            vpn_pwm(n,p,ma,tipos)
            if ((vpn_pwm(0,p,MA,pwm)-v0_pwm)<0)
                break
            end
        end
    end
end
% obtem o alfa fase
if (tipos==1)
    for alfa=0:.01:180
        if ((vpn_fase(0,alfa,0)-v0_fase)<0)
            break
        end
    end
end
% obtem o fi fase
if tipos == 1
    for fi=0:.01:90
        if ((ripple_fase(tipos,8,alfa,p,fi)-rip)<0)
            break
        end
    end
else
    for fi=0:.01:90
        if ((ripple_pwm(8,MA,p,fi,pwm)-rip)<0)
            break
        end
    end
end
l=(tan(fi*pi/180)*r)/(2*pi*60);
if tipos == 0
    ripple_calc = ripple_pwm(8,MA,p,fi,pwm);
else
    ripple_calc = ripple_fase(tipos,8,alfa,p,fi);
end
if tipos == 0
    disp(['MA      = ' num2str(MA*100) '%']);
else
    disp(['Alfa    = ' num2str(alfa) '°']);
end
disp(['Fi      = ' num2str(fi) '°']);
disp(['L      = ' num2str(l) 'H']);
disp(['Ripple = ' num2str(ripple_calc) '%']);

```

ANEXO 2

Modelos de simulação do Simulink® e Psim®

Este anexo mostra os modelos de simulação, modelos matemáticos desenvolvidos no modelo SIMULINK® e o modelo do retificador desenvolvido no PSIM® para simular os parâmetros fornecidos pelas ferramentas matemáticas referenciadas nos capítulos 4 e 5.

Figura 167- Modelo de simulação para todos retificadores no SIMULINK®

Figura 168- Modelo de simulação, vista interna do bloco “Cálculos CA”

Planilhas de cálculos

Este último anexo mostra os dados coletados do protótipo e as planilhas de cálculos geradas para a análise e conclusão do comportamento do protótipo utilizado nos testes de bancada explicitados no capítulo 6.

Tabela 8 – Medições na carga

Medições na Carga R = 0,1Ω	I _{out} (Sensor Hall 40mV/A) VCC	I _{out} (Sensor Hall 40mV/A) VCA RMS	ICC Calculado (V-2,5) / 0.04	ICA Calculado (mV/40)	I _{rms} Calculado = sqrt (ICA ² +ICC ²)	V _{médio} Carga (meter)	Potência Carga R*I _{rms} ² (W)	Ripple% Calculado (ICA/ICC) *100
CFASE ~5A	2,7146	26,8000	5,365	0,670	5,407	0,501	2,923	12,488
CFASE ~10A	2,9050	37,7000	10,125	0,943	10,169	1,009	10,340	9,309
CFASE ~20A	3,2785	53,3000	19,463	1,333	19,508	2,006	38,056	6,846
CFASE ~40A	4,1006	76,6000	40,015	1,915	40,061	4,210	160,487	4,786
RPWM ~5A	2,7182	30,1000	5,455	0,753	5,507	0,506	3,032	13,795
RPWM ~10A	2,9336	47,3000	10,840	1,183	10,904	1,086	11,890	10,909
RPWM ~20A	3,2951	73,0000	19,878	1,825	19,961	2,053	39,845	9,181
RPWM ~40A	4,1039	136,1000	40,098	3,403	40,242	4,236	161,939	8,486
SPWM ~5A	2,7106	25,5000	5,265	0,638	5,303	0,488	2,813	12,108
SPWM ~10A	2,9153	38,7000	10,383	0,968	10,427	1,031	10,873	9,319
SPWM ~20A	3,2716	59,7000	19,290	1,493	19,348	1,980	37,433	7,737
SPWM ~40A	4,1138	111,5000	40,345	2,788	40,441	4,246	163,549	6,909

Tabela 9 – Medições no secundário do transformador

Medições Sec. Trafo Sensor e Meter	V Sec. (CA) (Meter)	I Sec. (Sensor Hall 40mV/A) VCA RMS	ICC Calculado (V-2,5)/0.04	ICA Calculado (mV/40)	V _{médio} Carga (meter)	Potência saída Trafo W	Potência Carga R*I _{rms} ² (W)	Diferença perdas na ponte retificadora Watts
CFASE ~5A	14,05	2,65	5,37	0,67	0,50	8,56	2,92	5,63
CFASE ~10A	14,01	5,72	10,13	0,94	1,01	28,17	10,34	17,83
CFASE ~20A	13,97	12,91	19,46	1,33	2,01	94,90	38,06	56,84
CFASE ~40A	13,86	30,50	40,02	1,92	4,21	341,39	160,49	180,90
RPWM ~5A	14,20	1,67	5,46	0,75	0,51	8,59	3,03	5,56
RPWM ~10A	14,20	4,33	10,84	1,18	1,09	26,15	11,89	14,26
RPWM ~20A	14,28	10,45	19,88	1,83	2,05	97,61	39,84	57,77
RPWM ~40A	14,53	30,13	40,10	3,40	4,24	380,13	161,94	218,20
SPWM ~5A	14,07	1,49	5,27	0,64	0,49	7,95	2,81	5,13
SPWM ~10A	14,13	3,85	10,38	0,97	1,03	25,67	10,87	14,79
SPWM ~20A	14,20	10,10	19,29	1,49	1,98	88,54	37,43	51,11
SPWM ~40A	14,00	28,58	40,35	2,79	4,25	342,45	163,55	178,90

Tabela 10 – Medições no primário do transformador

Medição Primário Trafo S200	V	A	W	VAR	VA	THD %	PF
Mag. trafo	223	0,166	24,80	26,40	36,20	29,69	0,69
CFASE ~5A	224	0,280	34,13	52,97	63,00	53,90	0,54
CFASE ~10A	223	0,460	53,00	87,67	102,67	59,80	0,52
CFASE ~20A	223	0,910	120,23	163,83	203,20	49,10	0,59
CFASE ~40A	222	2,050	373,33	263,33	456,67	34,70	0,82
RPWM ~5A	224	0,203	33,00	31,33	45,67	27,90	0,72
RPWM ~10A	225	0,323	52,33	50,67	73,00	27,15	0,72
RPWM ~20A	224	0,733	119,00	113,00	163,67	30,34	0,73
RPWM ~40A	222	2,010	393,67	214,33	448,00	32,37	0,88
SPWM ~5A	222	0,203	33,40	30,92	45,77	23,26	0,73
SPWM ~10A	223	0,317	52,07	47,23	70,60	14,90	0,74
SPWM ~20A	222	0,657	109,57	96,87	146,53	6,98	0,75
SPWM ~40A	222	1,713	366,67	185,33	382,67	8,64	0,96

Tabela 11- Medições no secundário do transformador

Medições Secundário Trafo Analisador S200	V	A	W	VAR	VA
CFASE ~5A	14,22	2,20	8,56	30,01	31,21
CFASE ~10A	14,18	5,21	28,17	68,82	74,43
CFASE ~20A	14,15	12,31	94,90	146,72	174,77
CFASE ~40A	13,84	30,17	341,39	242,72	418,89
RPWM ~5A	14,15	1,8800	8,59	14,40	16,87
RPWM ~10A	14,15	3,2800	26,15	38,85	46,75
RPWM ~20A	14,07	10,2800	97,61	107,28	144,47
RPWM ~40A	14,00	30,5600	380,13	198,26	428,22
SPWM ~5A	14,00	1,05	7,95	12,42	14,69
SPWM ~10A	14,00	3,08	25,67	34,94	43,39
SPWM ~20A	14,00	9,05	88,54	91,00	127,14
SPWM ~40A	13,90	27,47	342,45	164,56	379,91