

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA CARGA NÃO-LINEAR UTILIZANDO
UMA PONTE TRIFÁSICA CONTROLADA**

LEANDRO SANTOS NOGUEIRA

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Aprovada por:

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing
(Orientador)

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing

Eng.º Mauro Sandro dos Reis.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
ABRIL DE 2009

AGRADECIMENTOS

“Bach, o pai da música moderna, foi um cristão luterano totalmente devoto. Ele escrevia no início de todas suas partituras “*Jesu Juban*”, que significa “Ajude-me Jesus”; no fim ele escrevia “*Soli Deo Gloria*”, ou seja, “Somente a Deus seja dada a glória” [Trecho do livro “Salva-Vidas”, de Davi Lago]. Assim como Bach, eu declaro A DEUS TODA A GLÓRIA, e agradeço a Ele por ter me ajudado, e por ter posto em meu caminho pessoas maravilhosas que em muito cooperaram neste trabalho.

Aos meus pais e irmã, meu muito obrigado, pois me acompanharam antes do início desta caminhada de pouco mais de cinco anos de engenharia, sempre me incentivando e orando por mim e sendo meus referenciais!

Agradeço ao meu orientador Maurício Aredes pelo apoio e confiança que depositou em mim, por ter me recebido de braços abertos, desde quando eu ainda fazia estágio como técnico em eletrotécnica, e por não ter desistido de mim, muito obrigado!

Agradeço também ao meu amigo Mauro, que em muito me auxiliou e sempre esteve disposto não somente a me ajudar e ensinar, como também a aprender junto comigo e a acreditar junto comigo que tudo daria certo, meu muito obrigado por sua ajuda e por sua grande amizade!

Agradeço em especial, a dois outros amigos e colegas de trabalho, que desde o início deste projeto não somente me ajudaram como me acompanharam e dividiram comigo minhas alegrias e decepções, ao longo deste projeto, Vitor Maia e Thiago Brasil, meu muito obrigado!

Agradeço em especial a toda a equipe de trabalho do LEMT (Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão), que de diversas formas e em diversos momentos foram fundamentais para a execução deste projeto, muito obrigado!

Agradeço a todos aqueles que de forma direta ou indireta colaboraram para o desenvolvimento deste trabalho, muito obrigado!

Toda a honra e toda a glória deste trabalho, e da minha vida, sejam dadas a Cristo Jesus, o Senhor de minha vida e Salvador de minha alma, Deus meu e Rei meu, a Ti, meu muito obrigado!!!

Leandro Santos Nogueira.

“A minha alma encontra descanso somente em Deus; dele vem a minha salvação.
Só Ele é a minha rocha e a minha salvação; é Ele a minha defesa, jamais serei abalado.”
(Bíblia Sagrada – Salmos 62:1,2)

RESUMO

A qualidade de energia elétrica tem sido alvo de inúmeras pesquisas, principalmente nas duas últimas décadas, quando a mudança da natureza das cargas consumidoras de energia se acentuou. Principalmente, em virtude do aumento da utilização de equipamentos que possuem características não-lineares.

Este projeto tem como objetivo estudar o comportamento de uma ponte trifásica a tiristor, funcionando como uma carga não-linear controlada, e desenvolver algoritmos adequados de controle, de forma que seja possível alterar as características não-lineares da carga, principalmente quanto à geração de harmônicos da mesma. O funcionamento da ponte como uma carga não-linear tem a finalidade de simular efeitos de cargas reais para aplicações no desenvolvimento de protótipos de eletrônica de potência.

De forma geral, este trabalho faz uma revisão bibliográfica, quanto à definição e influência de cargas não-lineares no sistema elétrico, principalmente no que diz respeito à geração de harmônicos, expondo a representatividade das cargas não-lineares no sistema elétrico, bem como, seu crescimento e suas utilizações. Posteriormente foram estudados os tipos de não-linearidades que a ponte trifásica pode reproduzir e o seu funcionamento como um conversor controlado, seguido pelo desenvolvimento dos algoritmos de controle. A partir destes dados, foram realizadas simulações através do PSCAD, que culminaram na implementação de um protótipo de bancada para a validação do controle proposto.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 – Introdução

1.1) Identificação do problema.....	1
1.2) Motivações para o trabalho.....	1
1.3) Objetivos e contribuições.....	2
1.4) Organização do trabalho.....	3

CAPÍTULO 2 – As Cargas Não-Lineares

2.1) Definição e características das cargas não-lineares	4
2.2) Representatividade das cargas não-lineares no sistema elétrico.....	7
2.3) A influência das cargas não-lineares Na qualidade de energia	9
2.3.1) Definição de qualidade de energia	9
2.3.2) Principais distúrbios da qualidade de energia	9
2.3.3) Os harmônicos e sua influência.....	11
2.3.4) Indicadores de Distorção Harmônica.....	13
2.3.5) Regulamentações sobre distorções harmônicas.....	15
2.4) Conclusão sobre as cargas não-lineares	17

CAPÍTULO 3 – Retificadores a Tiristor

3.1) O tiristor	18
3.2) Retificadores controlados	19

3.2.1) Retificadores monofásicos controlados de meia onda.....	20
3.2.2) Retificadores monofásicos em ponte completa	25
3.2.3) Retificadores trifásicos controlados de meia onda	29
3.2.4) Retificadores trifásicos controlados de onda completa	32
3.2.5) Conclusões sobre os retificadores controlados estudados	37

CAPÍTULO 4 – Tipos de Controle e Simulações

4.1) Tipos de controle	38
4.1.1) Controle 1: “Controle por Alfa Único” ou “Controle do Fator de Potência”	38
4.1.2) Controle 2: “Controle por dois alfas” ou “Controle de assimetria de corrente”	42
4.1.3) Controle 3: “Controle por três alfas” ou “Controle de desbalanço de corrente”	45
4.2) Geração de harmônicos de corrente e tensão	47
4.3) Análise de harmônicos para os controles propostos	47
4.3.1) Simulações do controle 1	48
4.3.1.1) Carga do conversor puramente resistiva	48
4.3.1.2) Carga do conversor resistiva e indutiva	51
4.3.2) Simulações do controle 2	54
4.3.2.1) Carga do conversor puramente resistiva	54
4.3.2.2) Carga do conversor resistiva e indutiva	57
4.3.3) Simulações do controle 3	59

4.3.3.1) Carga do conversor puramente resistiva	59
4.3.3.2) Carga do conversor resistiva e indutiva	66
4.4) Conclusão sobre os controles propostos e as simulações realizadas	73

CAPÍTULO 5 – Resultados Experimentais

5.1) O microcontrolador e circuitos auxiliares	74
5.1.1) O microcontrolador, o compilador e o software de gravação	74
5.1.1.1) O microcontrolador PIC	74
5.1.1.2) O compilador	75
5.1.1.3) O software de Gravação	75
5.1.2) Algoritmo de controle utilizado	75
5.1.3) Circuitos auxiliares ao funcionamento da carga não-linear.....	78
5.1.3.1) Driver.....	78
5.1.3.2) Circuito de medição de tensão e condicionamento de sinais.....	80
5.2) Formas de onda obtidas pelos controles propostos	81
5.2.1) Resultados do controle 1	81
5.2.1.1) Carga do conversor puramente resistiva	81
5.2.1.2) Carga do conversor resistiva e indutiva	84
5.2.2) Resultados do controle 2	88
5.2.2.1) Carga do conversor puramente resistiva	88
5.2.2.2) Carga do conversor resistiva e indutiva	90
5.2.3) Resultados do controle 3	92

5.2.3.1) Carga do conversor puramente resistiva	92
5.2.3.2) Carga do conversor resistiva e indutiva	95
5.3) Conclusão dos resultados experimentais	98
CAPÍTULO 6 – Conclusão	100
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	104
APÊNDICES	
APÊNDICE 1 – Código fonte de programação utilizado.....	108
APÊNDICE 2 – Esquemas elétricos dos circuitos auxiliares ao funcionamento da carga não-linear	114

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 2.1: Características de uma carga não-linear: a) tensão senoidal da fonte; b) representação da carga não-linear; c) corrente distorcida consumida pela carga não-linear.....</i>	<i>4</i>
<i>Figura 2.2: Evolução das chaves semicondutoras ao longo do tempo.....</i>	<i>5</i>
<i>Figura 2.3: Retificador monofásico com filtro capacitivo: (a) formas de onda da tensão e da corrente de entrada; (b) harmônicos da corrente (valores normalizados).....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 2.4: Tensão e corrente para uma lâmpada fluorescente.....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 2.5: Alguns dos principais distúrbios da qualidade de energia.....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 2.6: Efeito dos 3° e 5° harmônicos sobre uma onda fundamental a 60 Hz.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 3.1 – a) Simbologia; b) camadas e junções da estrutura interna de um tiristor.....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 3.2: a) Retificador monofásico a tiristor de meia onda com carga resistiva, b) Formas de onda da tensão e corrente da fonte para $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 3.3: Tensões (V) e correntes (I) para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 3.4: Harmônicos de corrente para carga resistiva com valores normalizados em P.U. (por unidade). a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 3.5: a) Retificador monofásico a tiristor de meia com carga RL. b) Formas de onda da tensão (V) e corrente (I) da fonte para $\alpha = 60^\circ$ e ângulo de extinção β.....</i>	<i>23</i>

<i>Figura 3.6: Tensões (V) e correntes (I) para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 3.7: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$</i>	<i>24</i>
<i>Figura 3.8: Estrutura do retificador monofásico (1Φ)</i>	<i>25</i>
<i>Figura 3.9: Formas de onda da tensão de entrada (V_a) e saída (E_a) de um retificador monofásico em ponte a tiristor.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 3.10: Quadrantes de operação do retificador a tiristor em ponte.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 3.11: Retificador monofásico de onda completa. a) com carga puramente resistiva; b) com carga RL</i>	<i>27</i>
<i>Figura 3.12: Tensões (V) e correntes (I) para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3.13: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3.14: Tensões (V) e correntes (I) para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3.15: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga RL.a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 3.16: Retificadores Trifásicos de meia onda. a) com carga resistiva; b) com carga RL.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 3.17: Tensões (V) e correntes (I) para carga resistiva do retificador trifásico de meia onda.a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>31</i>

<i>Figura 3.18: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga resistiva do retificador trifásico de meia onda. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 3.19: Tensões (V) e correntes (I) para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 3.20: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga RL.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 3.21: Estrutura do retificador trifásico (3Φ).....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 3.22: Retificador trifásico de onda completa com carga puramente resistiva.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 3.23: Retificador trifásico de onda completa com carga resistiva e indutiva (RL).....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 3.24: Tensões (V_a, V_b e V_c) e correntes (I_a, I_b, I_c) para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 3.25: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 3.26: Tensões e correntes para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 3.27: Harmônicos de corrente para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 4.1: Controle com ângulo de disparo único para o acionamento da carga não-linear.....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 4.2: Correntes de fase consumidas pela carga e tensões de fase da fonte.....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 4.3: Tensões de fase e ordem de disparo dos tiristores de acordo com sua polarização.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 4.4: Tiristores disparados por corrente de fase (exemplo para $\alpha = 70^\circ$).</i>	
<i>Figura 4.5: Formas de onda do controle do fator de potência.....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 4.6: Controle com dois ângulos de disparo para o acionamento da carga não-linear.....</i>	<i>43</i>

<i>Figura 4.7: Formas de onda do controle de assimetria de corrente.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 4.8: Controle com três ângulos de disparo para o acionamento da carga não-linear.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 4.9: Formas de onda das correntes de fase para terceiro controle para $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 40^\circ$ e $\alpha_3 = 80^\circ$.....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 4.10: Formas de onda das correntes fundamentais de fase para terceiro controle para $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 40^\circ$ e $\alpha_3 = 80^\circ$.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 4.11: Tensão e corrente de fase para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 4.12: Distorções harmônicas da tensão de fase para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 4.13: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 4.14: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 4.15: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 4.16: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 4.17: Tensão e corrente de fase para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 4.18: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 4.19: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 4.20: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4.21: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4.22: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4.23: Tensão e corrente de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4.24: Corrente I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ e a componente fundamental desta corrente.....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4.25: Distorções harmônicas da tensão de fase para $\alpha_1= 0^\circ$ e $\alpha_2= 70^\circ$.....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4.26: Distorções harmônicas da corrente de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 4.27: Tensão e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4.28: Corrente I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ e a componente fundamental desta corrente.....</i>	<i>58</i>

<i>Figura 4.29: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4.30: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4.31: Tensão e corrente de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 4.32: Tensão e corrente de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 4.33: Tensão e corrente de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4.34: Correntes I_A, I_B e I_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4.35: Componentes fundamentais das correntes I_A, I_B e I_C.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4.36: Distorções harmônicas da tensão de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4.37: Distorções harmônicas da tensão de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 4.38: Distorções harmônicas da tensão de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 4.39: Distorções harmônicas da corrente de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 4.40: Distorções harmônicas da corrente de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 4.41: Distorções harmônicas da corrente de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 4.42: Tensão e corrente de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 4.43: Tensão e corrente de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 4.44: Tensão e corrente de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>67</i>

<i>Figura 4.45: Corrente das fases A, B e C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 4.46: Componentes fundamentais das corrente das fases A, B e C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 4.47: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 4.48: Distorções harmônicas da tensão da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 4.49: Distorções harmônicas da tensão da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 4.50: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 4.51: Distorções harmônicas da corrente da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>71</i>
<i>Figura 4.52: Distorções harmônicas da corrente da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 5.1: Acionamento dos tiristores pelo driver.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 5.2 : Componentes do driver de acionamento dos tiristores.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 5.3: Microprocessador, circuitos auxiliares e o conversor trifásico.....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 5.4: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>81</i>
<i>Figura 5.5: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 5.6: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 5.7: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.....</i>	<i>83</i>

<i>Figura 5.8: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=70^\circ$</i>	83
<i>Figura 5.9: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$</i>	84
<i>Figura 5.10: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$</i>	85
<i>Figura 5.11: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=0^\circ$</i>	85
<i>Figura 5.12: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$</i>	86
<i>Figura 5.13: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$</i>	86
<i>Figura 5.14: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=70^\circ$</i>	87
<i>Figura 5.15: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$</i>	87
<i>Figura 5.16: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	88
<i>Figura 5.17: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	89
<i>Figura 5.18: Tensão e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	89
<i>Figura 5.19: Correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	90
<i>Figura 5.20: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	91
<i>Figura 5.21: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	91
<i>Figura 5.22: Tensão e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	92
<i>Figura 5.23: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	93
<i>Figura 5.24: Tensões de fase e corrente da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	93
<i>Figura 5.25: Tensões de fase e corrente da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	94

<i>Figura 5.26: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 5.27: Correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>95</i>
<i>Figura 5.28: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura 5.29: Tensões de fase e corrente da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura 5.30: Tensões de fase e corrente da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>97</i>
<i>Figura 5.31: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>97</i>
<i>Figura 5.32: Correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.....</i>	<i>98</i>

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 2.1: Principais cargas não-lineares de acordo com o setor de consumo de energia</i>	7
<i>Tabela 2.2: Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)</i>	16
<i>Tabela 2.3: Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)</i>	17
<i>Tabela 3.1: THD_I e THD_V para o retificador monofásico meia onda e carga resistiva</i>	21
<i>Tabela 3.2: THD_I e THD_V para o retificador monofásico de meia onda e carga RL</i>	23
<i>Tabela 3.3: THDI e THDV para o retificador monofásico em ponte e carga resistiva</i>	27
<i>Tabela 3.4: THDI e THDV para o retificador monofásico em ponte e carga RL</i>	27
<i>Tabela 3.5: THDI e THDV para o retificador trifásico meia onda e carga resistiva</i>	30
<i>Tabela 3.6: THDI e THDV para o retificador trifásico meia onda e carga RL</i>	30
<i>Tabela 3.7: THDI e THDV para o retificador trifásico em ponte e carga resistiva</i>	35
<i>Tabela 3.8: THDI e THDV para o retificador trifásico em ponte e carga RL</i>	35

<i>Tabela 4.1: Intervalo de condução dos pares de tiristores</i>	40
<i>Tabela 4.2: Tiristores diretamente polarizados por fase</i>	40
<i>Tabela 4.3: Tiristores acionados em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento para o controle 1</i>	41
<i>Tabela 4.4: Tiristores acionados em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento para o controle 2</i>	44
<i>Tabela 4.5: Tiristores acionados em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento para o controle 3</i>	45
<i>Tabela 4.6: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=0^\circ$</i>	49
<i>Tabela 4.7: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=0^\circ$</i>	49
<i>Tabela 4.8: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=70^\circ$</i>	50
<i>Tabela 4.9: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=70^\circ$</i>	51
<i>Tabela 4.10: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=0^\circ$</i>	52
<i>Tabela 4.11: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=0^\circ$</i>	53
<i>Tabela 4.12: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=70^\circ$</i>	53
<i>Tabela 4.13: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=70^\circ$</i>	54
<i>Tabela 4.14: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	56
<i>Tabela 4.15: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	56
<i>Tabela 4.16: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	58
<i>Tabela 4.17: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$</i>	59
<i>Tabela 4.18: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	62
<i>Tabela 4.19: Distorções harmônicas em V_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	63

<i>Tabela 4.20: Distorções harmônicas em V_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>63</i>
<i>Tabela 4.21: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>21</i>
<i>Tabela 4.22: Distorções harmônicas em I_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>65</i>
<i>Tabela 4.23: Distorções harmônicas em I_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>65</i>
<i>Tabela 4.24: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>69</i>
<i>Tabela 4.25: Distorções harmônicas em V_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>69</i>
<i>Tabela 4.26: Distorções harmônicas em V_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>70</i>
<i>Tabela 4.27: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>71</i>
<i>Tabela 4.28: Distorções harmônicas em I_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>71</i>
<i>Tabela 4.29: Distorções harmônicas em I_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$</i>	<i>72</i>

CAPÍTULO 1: Introdução

1.1) Identificação do problema

Ao longo do tempo a maioria dos equipamentos, principalmente os eletroeletrônicos, deixou de ser constituída apenas de resistências, indutâncias e capacitâncias. Com isto, foram introduzidas uma grande quantidade e variedade de cargas não-lineares no sistema elétrico, principalmente aquelas constituídas por conversores eletrônicos ou chaves eletrônicas, tais como: fornos de microondas, computadores, impressoras, aparelhos de televisão, entre outros.

O aumento das cargas não-lineares no sistema elétrico ocorreu principalmente após a década de 70, com a rápida evolução da eletrônica de potência, onde grandes avanços foram realizados no desenvolvimento de chaves semicondutoras de potência como, por exemplo: o TIRISTOR, o GTO, o IGCT, o IGBT, entre outros, e em dispositivos que as utilizam, como diversos tipos de conversores e inversores de tensão e frequência, por exemplo [4], [9].

Junto com o aumento do número de cargas não-lineares ocorreu o aumento dos problemas de qualidade de energia elétrica, dos quais se pode destacar os harmônicos, e o aumento de equipamentos e cargas mais sensíveis a eles. Dessa forma, o conteúdo harmônico presente nos sistemas tem-se elevado, ocasionando vários efeitos indesejáveis em diversos equipamentos e dispositivos, comprometendo não somente a qualidade como também o uso racional da energia elétrica, uma vez que estes distúrbios podem gerar perdas indesejáveis no sistema elétrico. [3]

1.2) Motivações para o trabalho.

Apesar de o Brasil possuir uma grande capacidade de gerar energia elétrica a partir de uma fonte renovável não poluidora, que é o caso da geração hidráulica que constitui aproximadamente 90% do suprimento de energia elétrica do país, ele não deixou de se preocupar com a qualidade de energia, nem com desperdício de energia, principalmente no que diz respeito a perdas desnecessárias, como o caso das perdas relacionadas aos harmônicos.

Os problemas devidos a injeção de harmônicos e outros distúrbios relacionados às cargas não-lineares afetam diretamente a qualidade de energia elétrica, e têm motivado não somente

pesquisas, mas o desenvolvimento de equipamentos que solucionem ou minimizem estes tipos de distúrbios, tais como: o Condicionador Universal de Potência (UPQC - *Universal Power Quality Conditioner*), o Compensador Síncrono Estático (STATCOM), ou filtros ativos série, por exemplo.

O estudo, desenvolvimento e implementação de equipamentos, voltados diretamente à compensação de perturbações provenientes de cargas não-lineares, é o foco de muitas pesquisas, porém não é observado tanto interesse em desenvolver cargas não-lineares que auxiliem a validação e o desenvolvimento destes equipamentos, ou até mesmo, cargas não-lineares controladas, de tal forma que seja possível a escolha e o controle de um tipo de distúrbio que elas possam gerar, sendo então utilizadas para testes em equipamentos destinados a compensar estes distúrbios.

Por isso, o estudo das cargas não-lineares, de sua influência no sistema elétrico atual, principalmente no que diz respeito aos padrões de qualidade de energia, e o desenvolvimento de uma carga não-linear controlada, que possa ser utilizada para o desenvolvimento e validação de equipamentos voltados à correção de perturbações ocasionadas por estes tipos de cargas, motivaram o desenvolvimento deste trabalho, não apenas ao desenvolver uma carga não-linear controlada, como também na produção de uma síntese dos principais conceitos e informações que condizem com o tema estudado.

1.3) Objetivos e contribuições

Os objetivos e contribuições deste trabalho são os seguintes:

- i. Fazer uma revisão bibliográfica objetiva, quanto à definição e influência de cargas não-lineares no sistema elétrico, principalmente no que diz respeito à geração de harmônicos.
- ii. Expor a representatividade das cargas não-lineares no sistema elétrico, bem como, seu crescimento e suas utilizações.
- iii. Descrever os tipos de indicadores e regulamentações utilizadas no controle da qualidade de energia elétrica.
- iv. Descrever os aspectos funcionais do tiristor.

- v. Estudar as cargas não-lineares, cujos circuitos ou parte deles são compostos de pontes monofásicas ou trifásicas, que utilizam o tiristor como chave semicondutora de potência.
- vi. Estudar e desenvolver o controle de uma carga não-linear baseada em uma ponte trifásica a tiristor.
- vii. Projetar e desenvolver um protótipo de bancada da carga não-linear estudada.
- viii. Realizar ensaios adequados de forma a validar os estudos realizados, visando futuras aplicações para a carga desenvolvida.

1.4) Organização do trabalho

Este trabalho foi iniciado em seu primeiro capítulo identificando o problema estudado, apresentando motivação para o desenvolvimento deste trabalho, assim como os objetivos e as contribuições do mesmo.

O capítulo dois aborda a relevância das cargas não-lineares no contexto da qualidade de energia, expondo exemplos de cargas não-lineares, e tratando das definições básicas dos conceitos de qualidade de energia e dos principais distúrbios que a afetam, assim como apresenta as principais regulamentações utilizadas neste contexto.

O capítulo três tem como objetivo descrever os aspectos funcionais do tiristor, sua aplicação numa estrutura de ponte monofásica e trifásica, bem como estudar as características não-lineares que podem ser obtidas nestas topologias.

No quarto capítulo é apresentado o estudo e o desenvolvimento dos tipos de controle utilizados para a carga não-linear proposta, baseada em uma ponte trifásica a tiristor, assim como as simulações por *software* para a mesma. Já o capítulo 5 expõe os resultados experimentais obtidos após o projeto e desenvolvimento de um protótipo de bancada da carga não-linear.

Finalizando, no sexto capítulo são apresentadas as conclusões obtidas através da metodologia utilizada, assim como sugestões para a continuação de trabalhos de desenvolvimento de cargas não-lineares controladas.

CAPÍTULO 2: As Cargas Não-Lineares

2.1) Definição e características das cargas não-lineares

As cargas não-lineares são os equipamentos consumidores de energia elétrica que apresentam uma distorção da forma de onda da corrente drenada, em relação à alimentação, afetando, desta forma, a rede elétrica em que a carga está conectada [14,15].

A carga é dita linear quando a corrente elétrica drenada do sistema elétrico está na forma senoidal, e dita não-linear quando esta forma de onda for não-senoidal. A figura 2.1 exemplifica a distorção da corrente consumida por uma carga não-linear alimentada por uma tensão puramente senoidal.

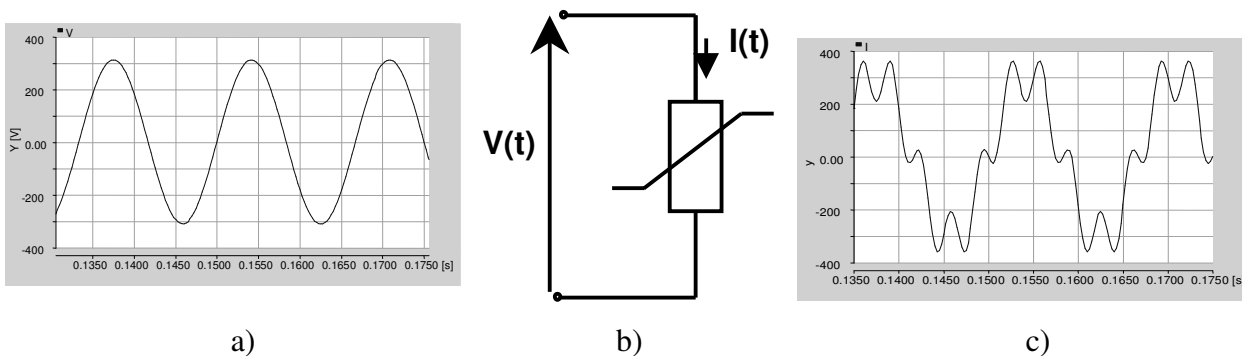


Figura 2.1: Características de uma carga não-linear: a) tensão senoidal da fonte; b) representação da carga não-linear; c) corrente distorcida consumida pela carga não-linear.

Um exemplo de cargas lineares são as puramente resistivas, cujas formas de onda de tensão e corrente são similares às fornecidas pela fonte de alimentação. Outro exemplo são as cargas indutivas e capacitivas, cuja relação entre tensão e corrente se dá através de operações de derivação ou de integração, onde as formas de onda de corrente solicitadas por estas cargas não são distorcidas, mas apenas adiantadas ou atrasadas de 90° em relação à fonte de alimentação [14]. Desta maneira, as formas de onda de corrente das cargas resistivas, capacitivas e indutivas, possuem uma relação linear com as da fonte de alimentação, mantendo na carga as mesmas características da forma de onda de sua alimentação [14].

Um fato que pode caracterizar uma carga não-linear é a presença de semicondutores no circuito de um equipamento, tais como diodos, transistores, ou tiristores, por exemplo, ou até

mesmo chaves manuais, cuja não-linearidade está relacionada ao seu acionamento, uma vez que ele está submetido à vontade do seu operador.

As evoluções que ocorreram nas chaves semicondutoras de potência ampliaram ainda mais a presença destas chaves nos equipamentos, desde os industriais até os residenciais, aumentando assim a presença de cargas não-lineares no sistema elétrico. A figura 2.2 evidencia a evolução destas chaves no que diz respeito à potência, níveis de tensão e capacidade de condução de corrente no decorrer dos anos.

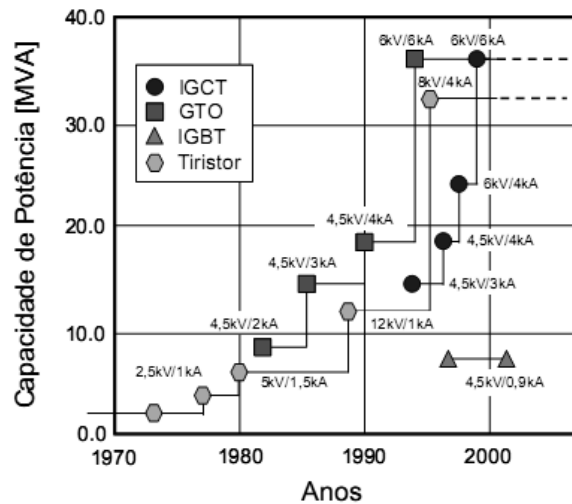


Figura 2.2: Evolução das chaves semicondutoras ao longo do tempo.

Fonte: Filtros Ativos para Estações Conversoras de Corrente Contínua em Alta Tensão; Merçon, A. G.

A maioria dos equipamentos eletrônicos, com entrada monofásica ou trifásica, possui um circuito retificador em sua entrada [1], onde os mais comuns são os retificadores monofásicos de onda completa com filtro capacitivo, presentes em cargas de baixa potência como carregadores de baterias de aparelhos eletrônicos. Estes retificadores apresentam formas de onda de corrente e tensão distorcidas em relação a sua alimentação senoidal, como pode ser visto na figura 2.3.

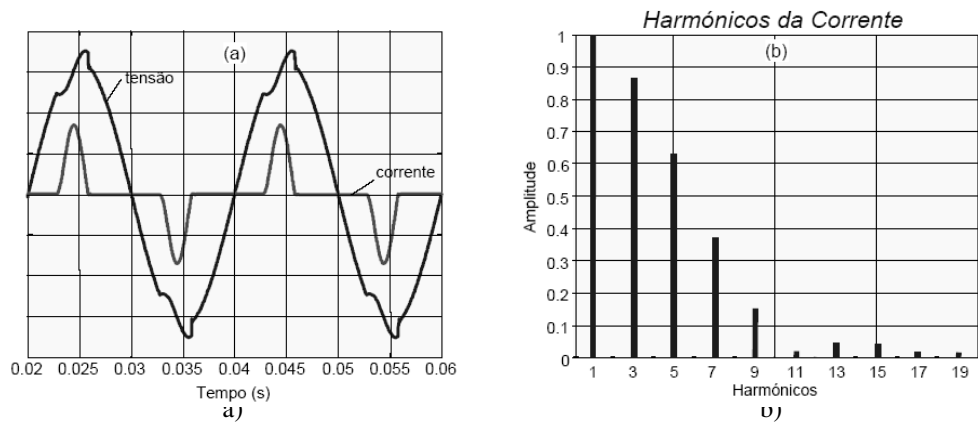


Figura 2.3: Retificador monofásico com filtro capacitivo: (a) formas de onda da tensão e da corrente de entrada; (b) harmônicos da corrente (valores normalizados)

Fonte: <http://www.sinus.ccg.pt>

Como se pode observar na figura 2.3 a forma de onda de corrente é muito diferente de uma senóide, uma vez que possui uma corrente de entrada altamente distorcida. Este fato ocasiona uma deformação da onda de tensão da alimentação, uma vez que os harmônicos de corrente produzem harmônicos de tensão por causa da impedância da linha de transmissão/distribuição de energia. A figura 2.4 mostra outro exemplo, onde são mostradas as formas de onda da corrente e tensão de uma lâmpada fluorescente, que é uma carga não-linear muito utilizada pela maioria dos consumidores de energia elétrica.

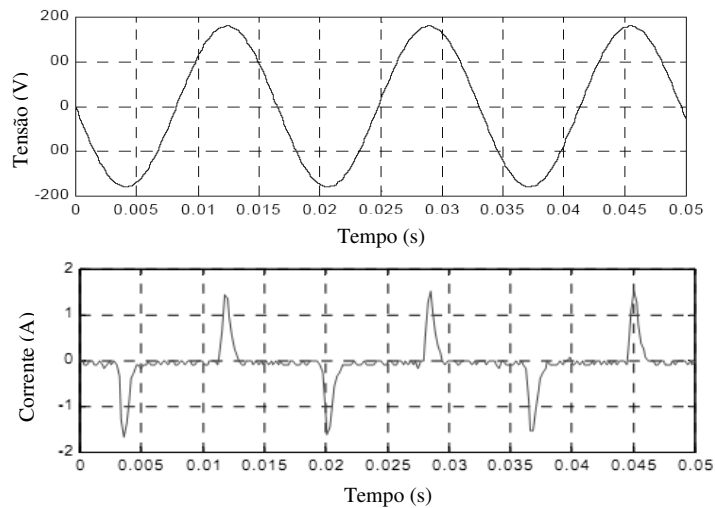


Figura 2.4: Tensão e corrente para uma lâmpada fluorescente

Fonte: Utilização de um Sistema Neuro-Fuzzy para Modelagem de Cargas Não-Lineares em Sistemas Elétricos de Potência; Galhardo, M. A. B.

2.2) Representatividade das cargas não-lineares no sistema elétrico

A grande representatividade do uso das cargas não-lineares pode ser visto, por exemplo, num edifício de escritórios que entre todas as cargas que o constitui, mais de 60% é de cargas não-lineares, e em muitas indústrias este tipo de carga representa mais de 45% da carga total [6].

Nos Estados Unidos, por exemplo, estima-se que num período de 10 anos as cargas eletrônicas, que são na maioria cargas não-lineares dobraram [8], [10], [11].

A presença das cargas não-lineares atualmente é tão evidente que existe uma previsão de que em 2010, 90% de toda a energia elétrica produzida nos Estados Unidos será consumida por cargas não-lineares. [8].

As cargas não-lineares estão presentes em todos os setores consumidores de energia elétrica [13], [23], como pode ser observado na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Principais cargas não-lineares de acordo com o setor de consumo de energia

Principais cargas não-lineares de acordo com o setor de consumo de energia		
Industrial	Comercial	Residencial
<ul style="list-style-type: none">• Computadores;• Lâmpadas fluorescentes;• Fornos a arco e de indução;• Conversores eletrônicos de potência;• Inversores de frequência;• Acionamentos CC ou CA.• Fontes ininterruptas de energia (UPS).	<ul style="list-style-type: none">• Computadores;• Lâmpadas fluorescentes;• Copiadoras;• Aparelhos de fax;• Fontes ininterruptas de energia (UPS).	<ul style="list-style-type: none">• Computadores;• Lâmpadas fluorescentes;• Aparelhos de televisão;• Aparelhos de som;• DVD <i>players</i>;• Liquidificadores;• Enceradeiras;• Aspiradores de pó;

Atualmente o sistema elétrico brasileiro possui vários tipos de cargas não-lineares que, de um modo geral, podem ser classificadas em três grupos básicos [3]:

a) Cargas de conexão direta ao sistema

- motores de corrente alternada;
- transformadores alimentadores;
- circuitos de iluminação com lâmpadas de descarga ;
- fornos a arco, etc.

b) Cargas conectadas através de conversores

- motores de corrente contínua controlados por retificadores;
- motores de indução controlados por inversores com comutação forçada;
- motores síncronos controlados por cicloconversores (conversão estática direta CA/CA em uma dada frequência para outra frequência inferior);
- fornos de indução de alta frequência, etc.

c) Reguladores

- fornos de indução controlados por reatores saturados;
- cargas de aquecimento controladas por tiristores;
- velocidade dos motores CA controlados por tensão de estator;
- reguladores de tensão a núcleo saturado;
- computadores;
- eletrodomésticos com fontes chaveadas, etc.

Estes grupos resumem os diversos tipos de cargas não-lineares, inseridas de diferentes maneiras no sistema elétrico, alcançando relevantes proporções nos diversos setores do consumo de energia elétrica.

2.3) A influência das cargas não-lineares na qualidade de energia

Juntamente com o crescimento do número de cargas não-lineares, vem a consequência delas no sistema elétrico, principalmente no que diz respeito à qualidade de energia. Para que seja entendida a influência destas cargas primeiramente deve-se conhecer a definição de qualidade de energia, seus principais distúrbios, e a relevância destes tipos de cargas neste contexto.

2.3.1) Definição de qualidade de energia

O conceito de “qualidade de energia” está relacionado a um conjunto de alterações que podem ocorrer no sistema elétrico, no que diz respeito a alterações de tensão, corrente ou frequência que possam ocasionar danos ou em falhas na operação de equipamentos conectados a este sistema [3].

2.3.2) Principais distúrbios da qualidade de energia

Dentro dos parâmetros de qualidade de energia têm-se, genericamente, quatro tipos principais de perturbações elétricas produzidas em um sinal de tensão e/ou corrente:

- Perturbações na amplitude da tensão
- Perturbações na frequência do sinal
- Desequilíbrios de tensão/corrente em sistemas trifásicos
- Distorções na forma de onda do sinal

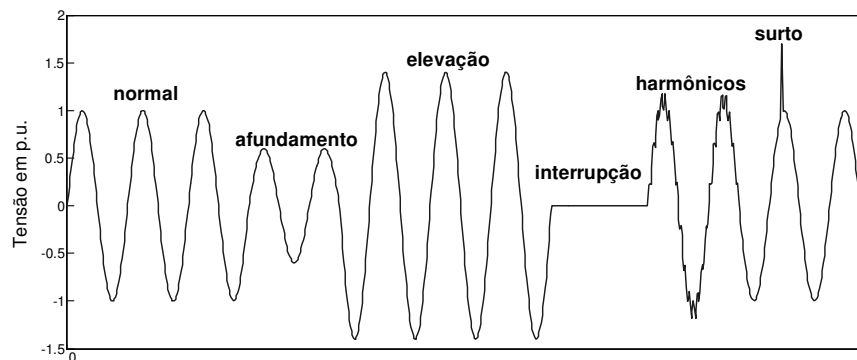


Figura 2.5: Alguns dos principais distúrbios da qualidade de energia.

- **PERTURBAÇÕES NA AMPLITUDE DA TENSÃO:** Estas perturbações estão relacionadas às variações quanto ao valor da amplitude de tensão, ou valor eficaz, sobre um sinal perfeitamente senoidal. A seguir seguem as principais perturbações deste tipo [5], [12],[19]:
- **“Sags” ou Subtensões:** é a diminuição da amplitude da tensão, seguida por um restabelecimento após um curto intervalo de tempo. Perturbações deste tipo representam cerca de 90% de todos os distúrbios elétricos;
 - **Interrupção da alimentação:** ocorre quando a tensão é inferior a certo limite mínimo de operação, ou quando ocorre a interrupção total da alimentação, durante grandes períodos;
 - **“Swells” ou Sobretensões:** tensão com valor eficaz superior a um dado valor de tensão de alimentação, cujos valores aceitáveis são em torno de 10%;
 - **Sobretensão transitória:** sobretensão de curta duração, geralmente até alguns milissegundos;
 - **Flutuações de tensão:** variações na amplitude do sinal, periódicas ou aleatórias;
- **PERTURBAÇÕES NA FREQUÊNCIA DO SINAL:** Estas perturbações são variações de frequência em torno do valor nominal e são causadas, geralmente, por problemas nos sistemas de geração e transmissão [5], ou por ruídos, que são sinais indesejados de alta frequência, os quais alteram o padrão normal do sinal de tensão [12].
- **DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO OU CORRENTE EM SISTEMAS TRIFÁSICOS:** Estes desequilíbrios estão presentes em sistemas trifásicos quando existem diferenças significativas entre os seus respectivos valores eficazes em cada fase. Geralmente admite-se nas instalações um desequilíbrio de corrente máximo de 10% e de tensão entre 2 e 3% [5].
- **DISTORÇÕES NAS FORMAS DE ONDA:** são deformações nas formas de onda, geralmente senoidais, em resultado de harmônicos de tensões e correntes. Estas distorções

tornaram-se muito relevantes a partir da década de noventa, quando a proporção de utilização de equipamentos eletrônicos e elétricos começou a se equiparar [5].

2.3.3) Os harmônicos e sua influência

A distorção harmônica é a alteração na forma padrão de tensão ou corrente, devido à presença de ondas de frequências diferentes da senóide fundamental da rede elétrica, geralmente devido a um equipamento ou carga conectado a rede. As ondas cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência fundamental da rede (60 Hz), são chamados harmônicos [3], e estão somadas a senóide fundamental de corrente ou tensão, produzindo deformação nas mesmas [5], como pode ser vista na figura 2.3.

Uma onda fundamental senoidal, a 60 Hz, sujeita a influência do 3º e 5º harmônicos, com amplitudes de 1/3 e 1/5 da fundamental, respectivamente, pode ser vista na figura 2.6, em azul é mostrada uma onda senoidal a 60 Hz, em verde o 3º harmônico (180 Hz), e em marrom o 5º harmônico (300 Hz). O efeito da presença dos 3º e 5º harmônicos somados a onda na frequência fundamental (60 Hz) é observada na forma de onda em vermelho, bastante distorcida em relação a fundamental.

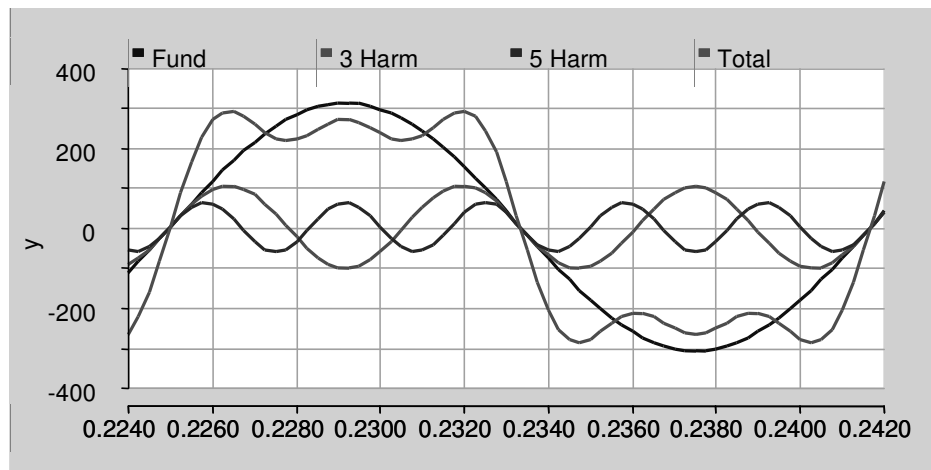


Figura 2.6: Efeito dos 3º e 5º harmônicos sobre uma onda fundamental a 60 Hz.

O principal problema dos harmônicos é a sua influência na qualidade de energia elétrica fornecida, prejudicando certos equipamento ligados à rede elétrica, pelo fato de depreciar a qualidade do suprimento promovido por uma concessionária de energia elétrica, a qual deve

fornecer aos seus consumidores uma tensão puramente senoidal, com amplitude e frequência constantes [3]. Outro agravante à presença de harmônicos na rede elétrica é o fato da distorção harmônica ser um fenômeno contínuo, ou seja, esta distorção ao contrário de outros tipos de distorções como *sags* ou *sobretensões transitórias*, por exemplo, é um distúrbio permanente na rede.

De acordo com o tipo de circuito poderá ocorrer um espelhamento do tipo de harmônico presente na rede elétrica, por exemplo, em cargas como lâmpadas incandescentes, ferros elétricos, e chuveiros elétricos, pelo fato destas cargas serem praticamente resistivas, e a corrente ser diretamente proporcional a tensão, conseqüentemente a isto, a corrente apresentará a mesma forma de onda da tensão, ou seja, as mesmas distorções harmônicas presentes na tensão serão espelhadas para a corrente. Neste caso, se for verificado os índices de distorção harmônica total (THD), tanto o de corrente (THD_I) como o de tensão (THD_V), será observado que ambos serão iguais [2].

A distorção da forma de onda de tensão também pode ser obtida através de um elevado conteúdo harmônico de corrente. Isto ocorre pela queda de tensão nas impedâncias presentes no sistema de transmissão e distribuição de energia, onde a queda de tensão é proporcional à corrente distorcida, implicando em uma distorção harmônica de tensão pela queda de tensão distorcida [1], fato que contribui para a propagação da distorção harmônica pelo sistema [13].

Quanto à geração de harmônicos, as cargas não-lineares são as principais causadoras de harmônicos na rede elétrica [15], as quais podem ser fontes de harmônicos de corrente ou de tensão. Podemos citar o motor de uma geladeira como um exemplo de fonte de corrente harmônica, e uma ponte monofásica com filtro capacitivo, como uma fonte de tensão harmônica [22].

A presença de harmônicos pode influenciar no fator de potência, na demanda de energia do sistema, na taxa de distorção harmônica, e nos valores efetivos e de pico da corrente da carga, onde esta influência é mais bem evidenciada quando as cargas não-lineares são alimentadas por inversores de diferentes formas de onda de alimentação [2].

A seguir são descritos os principais exemplos de influências de harmônicos em equipamentos, conforme as referências [1], [6] e [13].

- **Transformadores** - aumento das perdas (sobreaquecimento), ressonância, saturação (na presença de harmônicos pares), vibrações nos enrolamentos e desgaste do isolamento entre lâminas, redução de capacidade e o aumento de perdas no ferro e no cobre.
- **Retificadores e reguladores de tensão** - múltipla detecção de cruzamento por zero, valores elevados de dv/dt que podem levar ao disparo indevido de tiristores, etc.
- **Relés de proteção** - operações indevidas ou até mesmo impedimento da operação dos mesmos.
- **Disjuntores e fusíveis** - perturbação das suas características de interrupção, operação falsa/errônea, e danificação componentes.
- **Aparelhos de medida** - diminuição da precisão por causa de medições errôneas.
- **Capacitores** - queima de fusíveis, e redução da vida útil, aumento da sua dissipação térmica e deterioração do seu dielétrico
- **Condutores** - sobreaquecimento em condutores de neutro devido a correntes de 3º harmônico, ou em outros condutores por aumento da corrente eficaz, resultando maiores perdas ôhmicas no transporte de energia.
- **Equipamentos de comunicação (Telefones)** - a proximidade entre linhas telefônicas e condutores elétricos propiciam interferências eletromagnéticas, e indução de ruído nos canais telefônicos
- **Equipamentos e instrumentos eletrônicos** - mau funcionamento ou falhas de operação em equipamentos eletrônicos ligados à rede, principalmente nos que utilizam a tensão como referência.
- **Motores:** redução da vida útil, impossibilidade de atingir potência máxima, sobreaquecimento, vibrações, perdas suplementares por correntes de Foucault, ruídos audíveis, etc.

2.3.4) Indicadores de Distorção Harmônica

As distorções harmônicas geradas pelas cargas não-lineares são de acordo com o tipo de natureza de cada carga, apesar disto, uma generalização pode ser assumida: “Os harmônicos que causam mais problemas, geralmente, são os componentes múltiplos ímpares da frequência fundamental” [3], porém, apenas o conhecimento de informações generalizadas como esta não é

o suficiente para o estudo e análise das distorções harmônicas, onde para isto é necessária a quantificação da presença de harmônicos.

O índice utilizado para a quantificação da presença de harmônicos é o THD (*Total Harmonic Distortion*) ou, em português, DHT (Distorção Harmônica Total) e é calculado da seguinte forma [3]:

$$THD_V = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1} \right)^2} * 100(\%); \quad THD_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} * 100(\%); \quad (\text{Equações 2.1 e 2.2})$$

Onde:

THD_V = distorção harmônica total de tensão

THD_I = distorção harmônica total de corrente

V_h = valor eficaz da tensão de ordem h

I_h = valor eficaz da corrente de ordem h

V₁ = valor eficaz da tensão fundamental

I₁ = valor eficaz da corrente fundamental

h = ordem da componente harmônica

Em algumas situações apenas a análise do THD não é suficiente no estudo das distorções harmônicas, pois vários tipos de cargas podem possuir o mesmo valor de THD, porém o que difere estas cargas são os valores da distorção individual de cada harmônico, conhecido como *Harmonic Distortion* (HD), cujo valor determina a porcentagem de cada componente harmônica em relação à sua componente fundamental. As equações abaixo expressam tais definições [3].

$$HD_V = \frac{V_n}{V_1} * 100(\%); \quad HD_I = \frac{I_n}{I_1} * 100(\%); \quad (\text{Equações 2.3 e 2.4})$$

Onde:

HD_V - distorção harmônica individual de tensão.

HD_I - distorção harmônica individual de corrente.

2.3.5) Regulamentações sobre distorções harmônicas

De acordo com o relatório do EPRI (*Electric Power Research Institute*), os problemas relacionados com a qualidade da energia e interrupções no fornecimento de energia custam cerca de 120 bilhões de euros por ano para a economia dos Norte Americana [1].

Devido aos problemas ocasionados pela influência dos harmônicos na rede elétrica, quanto às distorções harmônicas de corrente e/ou tensão, foram criadas algumas normas regulamentadoras para estabelecer os níveis aceitáveis de injeção harmônica na rede.

No Brasil, quem documenta os indicadores utilizados para avaliar o estudo harmônico de uma rede é o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), e a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) os regulamenta [13].

Quanto à regulamentação, o Brasil é signatário da IEC (*International Electrotechnical Commission*), mas até dezembro de 2008 nem a norma IEC 555-2, de 1991, se encontrava oficialmente adotada no país [28], porém foi aprovado pela Resolução Normativa nº 345, de 16 de dezembro de 2008, publicada no Diário Oficial da União – DOU em 31 de dezembro de 2008 o PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional).

O PRODIST é constituído de normas que regulamentam a relação entre as distribuidoras de energia elétrica e as unidades consumidoras e centrais geradoras conectadas aos sistemas de distribuição. Dentro destas normas estão incluídas as redes e linhas em tensão até 230 kV. O PRODIST também aborda o relacionamento entre as distribuidoras e a ANEEL, no que diz respeito ao intercâmbio de informações. Desta forma, o PRODIST tem o objetivo de normatizar e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica.

Quanto à qualidade de energia, mais especificamente quanto aos harmônicos, o PRODIST estabelece valores de referência para as distorções harmônicas totais e individuais de tensão (Tabelas 2.2 e 2.3).

Tabela 2.2: Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão
(em porcentagem da tensão fundamental)

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	$V_N \leq 1 \text{ kV}$		$1 \text{ kV} < V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_N < 230 \text{ kV}$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
> 25	1,5	1	1	0,5	
Ímpares não múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	> 21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	> 12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – (PRODIST),

Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica.

Tabela 2.3: Valores de referência globais das distorções harmônicas totais
(em porcentagem da tensão fundamental)

Tensão Nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (THD_V) [%]
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} < V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} < V_N < 230 \text{ kV}$	3

Fonte: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – (PRODIST),
Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica.

Algumas das principais recomendações e normas internacionais, relativas à qualidade de energia e injeção de harmônicos, são definidas pela IEC, EN e IEEE. Dentre as normas e recomendações mais relevantes tem-se: IEEE 519, IEC 61000, IEC 1000 e a EN 50160, que definem limites de emissão de harmônicos de tensão e corrente, e técnicas de medição de harmônicos, conforme pode ser visto em [1], [13], [20], [24], [25], [26], [28] e [30].

Quanto à responsabilidade para com as injeções de harmônicos na rede, elas são divididas da seguinte forma: os limites de distorção harmônica de tensão são de responsabilidade da concessionária, já quanto aos limites da distorção de harmônicos de corrente, a responsabilidade é do consumidor [13].

2.4) Conclusão sobre as cargas não-lineares

As cargas não-lineares influenciam de forma depreciativa a rede elétrica em que elas estão conectadas, afetando a qualidade de energia elétrica disponível, danificando equipamentos ou gerando perdas não desejadas tanto de energia quanto financeira.

Por isto, regulamentações específicas são criadas, e ferramentas para a quantificação da presença de harmônicos são utilizadas para que se obtenham informações suficientes para o estudo, análise e controle das distorções harmônicas.

CAPÍTULO 3: Retificadores a tiristor

3.1) O tiristor

O Tiristor, também conhecido como SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) é uma chave semicondutora que originalmente foi criada em 1957, pelo Bell Telephone Laboratory (EUA) [31], que apresentam, teoricamente, resistência nula quando estão conduzindo e resistência infinita quando bloqueados.

Esta chave é constituída por quatro camadas semicondutoras (PNPN) cujo funcionamento é análogo ao de um diodo, porém com a diferença de possuir um terceiro terminal chamado de gatilho, porta ou *gate*, que tem a função de controlar a condução (disparo) dessa chave semicondutora. O tiristor passa a conduzir quando lhe é imposto uma diferença de potencial, superior à barreira de potencial inerente as suas junções internas, de forma que ele seja diretamente polarizado (tensão positiva no anodo e negativa no catodo) e, além disso, lhe é aplicado um sinal de corrente no gatilho, que geralmente é um pulso.

Enquanto existir corrente fluindo entre o anodo e catodo, o tiristor continuará conduzindo, quando esta corrente se extinguir, o tiristor entra na região de corte, deixando de conduzir.

A simbologia utilizada para o tiristor assim como as camadas, junções e terminais são mostrados na figura 3.1.

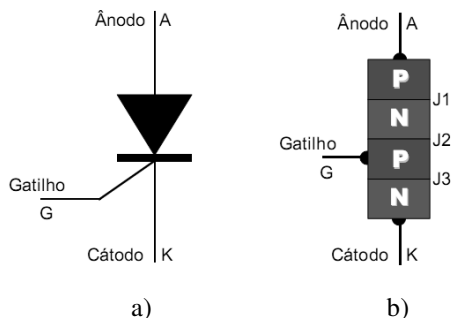


Figura 3.1 – a) Simbologia; b) camadas e junções da estrutura interna de um tiristor.

Uma vantagem do tiristor é a sua utilização para a conversão e o controle de grandes quantidades de potência em sistemas de corrente contínua (CC) e corrente alternada (CA), utilizando apenas de uma pequena potência para o seu disparo. Onde é possível uma operação em altos valores nominais de tensão e corrente, apesar de ao seu pequeno porte [31].

Dentre as características principais dos tiristores [31], podemos citar:

- São chaves estáticas bi-estáveis, ou seja, trabalham em dois estados: não-condução e condução.
- Apresentam uma elevada vida útil;
- O acionamento do tiristor está relacionado, além de sua polarização, ao ângulo de disparo do mesmo, ou seja, ao ângulo em que é oferecido um pulso de corrente no gatilho do tiristor para que ele entre em condução, caso esteja diretamente polarizado.
- Para um ângulo de disparo igual a zero, o tiristor opera da mesma forma que um diodo.
- São semicondutores de silício.
- Possuem resistência elétrica variável com a temperatura.
- São aplicados em controles de relés, fontes de tensão reguladas, controles de motores, choppers (variadores de tensão CC), inversores CC-CA, cicloconversores (variadores de frequência), carregadores de baterias, circuitos de proteção, controles de iluminação e de aquecedores, controle de fase, entre outros.

3.2) Retificadores controlados

Os conversores são equipamentos que realizam o tratamento eletrônico da energia elétrica, de forma a controlar o fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas distintos de energia [33]. Já o retificador é um conversor capaz de converter tensões e correntes alternadas (CA) em tensões e correntes contínuas (CC). [34]

Os retificadores são ditos controlados quando o valor da tensão média de saída pode ser variado de acordo com os parâmetros de controle do conversor. Seus principais componentes são elementos passivos (resistores, capacitores e indutores), e elementos ativos (chaves), tais como diodos, tiristores, transistores, GTO's, IGBT's, etc. [33] e [34].

A grande aplicação dos retificadores pode ser vista nos processos industriais e eletroquímicos, na alimentação e no controle da velocidade de motores CC, na alimentação dos inversores de motores CA, em transmissão de energia elétrica em CC (HVDC), no

armazenamento de energia em supercondutores (SMES), em compensadores estáticos de reativos e de harmônicas, etc [34] e [36].

Conforme pode ser visto em [32] e [35], existem vários tipos de circuitos utilizados para o processamento de energia, operando como retificadores, porém dentre eles pode-se ressaltar os conversores a tiristores, os quais podem ser monofásicos ou trifásicos.

As configurações destes tipos de circuitos utilizando tiristores são várias, porém a mais comum para a conversão de energia CA-CC, ou CC-CA é a configuração em ponte de onda completa, devido a sua retificação ser, como seu próprio nome diz, de onda completa, e a sua característica de poder operar como retificador ou inversor, de acordo com o valor do ângulo de disparo do tiristor.

A seguir serão apresentadas as características fundamentais dos retificadores monofásicos e trifásicos a tiristor, assim como suas influências quanto à geração de harmônicos de tensão e corrente.

Para cada caso apresentado serão mostradas as variações dos valores de THD_I , e será evidenciado o valor nulo do THD_V para cada um dos casos apresentados, uma vez que está é uma característica destes retificadores, para as cargas estudadas, considerando nula as impedâncias parasitas e da fonte.

Quanto aos fatores que são vistos como desvantagens da aplicação de retificadores, principalmente nos retificadores a tiristores, como a geração de harmônicas na corrente de entrada e o baixo fator de potência (FP) para algumas formas de operação, serão explorados pelas técnicas de controle empregadas no desenvolvimento deste trabalho (Capítulo 4), de forma a alcançar o objetivo proposto destes estudos.

3.2.1) Retificadores monofásicos controlados de meia onda

Os retificadores monofásicos controlados de meia onda são os que possuem a estrutura conforme a figura 3.2a. As formas de onda da tensão senoidal (em azul) e da corrente (em verde) podem ser vistas na figura 3.2b, para alfa de 80° e carga resistiva.

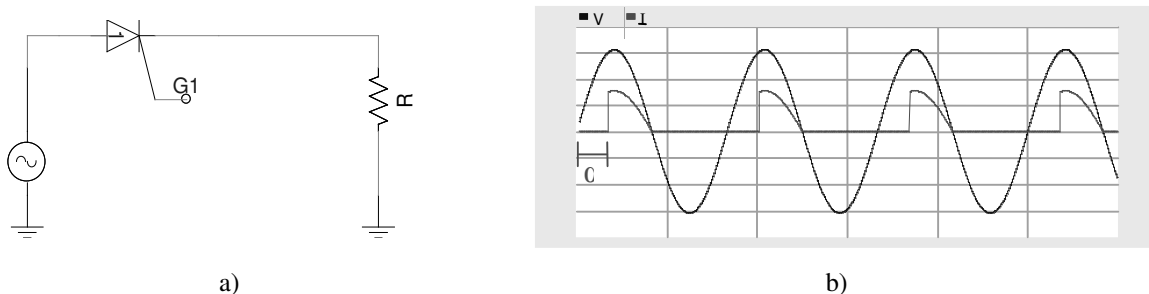


Figura 3.2: a) Retificador monofásico a tiristor de meia onda com carga resistiva.
 b) Formas de onda da tensão e corrente da fonte para $\alpha = 80^\circ$.

Este tipo de retificador é o de meia onda com carga resistiva, cujo valor de tensão média de saída (V_0) é controlado segundo:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_{rms} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = 0,225V_{rms} (1 + \cos \alpha) \quad (\text{Equação 3.1})$$

Para: $\alpha = 0 \rightarrow V_0 = 0,45V_{rms}$, e para: $\alpha = \pi \rightarrow V_0 = 0$.

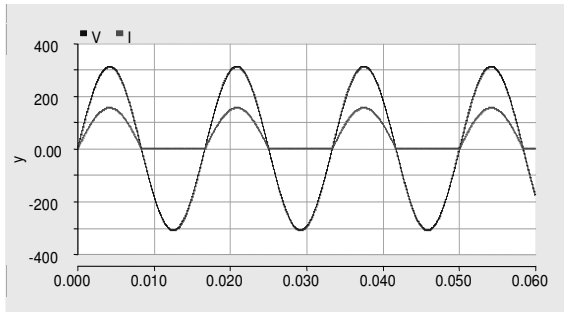
Onde V_{rms} – valor eficaz da tensão senoidal.

Desta forma, para retificadores a tiristor, o valor da tensão média na carga depende do valor do ângulo de disparo alfa (α), onde alfa está relacionado ao instante em que é aplicado um pulso no gatilho do tiristor, ou seja, o tiristor passa a conduzir em α graus a partir do 0° da tensão senoidal aplicada ao tiristor. Com isto, desde que o tiristor esteja devidamente polarizado, só existe a passagem de corrente pelo tiristor a partir do ângulo alfa, até que o tiristor deixe de conduzir.

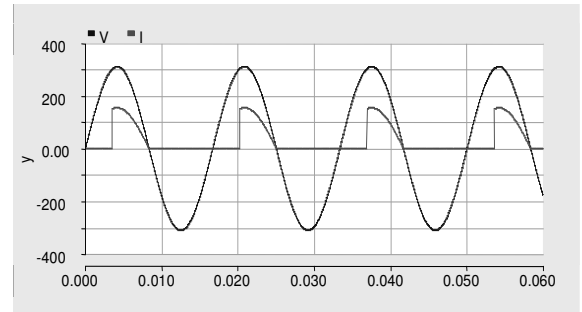
Como este retificador é de meia-onda, em apenas um semiciclo da onda ele conduz, produzindo uma deformação na forma de onda da corrente, gerando harmônicos na corrente consumida da fonte senoidal. A taxa de distorção harmônica total de corrente (THD_I) varia conforme a variação do ângulo de disparo do tiristor. Alguns valores de THD_I e THD_V para o retificador com carga resistiva, com a variação do ângulo de disparo, foram obtidos através de simulações utilizando o *software* PSCAD, e podem ser vistos na tabela 3.1.

Tabela 3.1: THD_I e THD_V para o retificador monofásico meia onda e carga resistiva.

Carga	R=2Ω			
	0°	30°	60°	80°
THD_I	0,43513	0,552464	0,773544	0,967129
THD_V	0	0	0	0

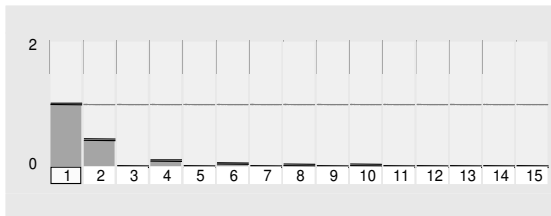


a)

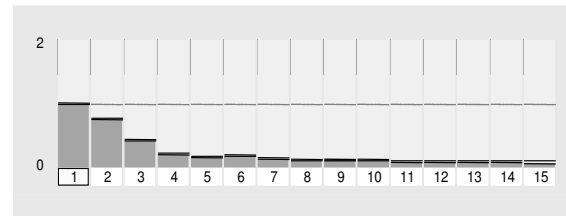


b)

Figura 3.3: Tensões (V) e correntes (I) para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.



a)



b)

Figura 3.4: Harmônicos de corrente para carga resistiva com valores normalizados em P.U. (por unidade)

a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

As formas de onda de tensão e corrente para este caso podem ser vistas na figura 3.3, tanto para o ângulo de disparo (α) de 0° como para 80° , evidenciando a deformação que ocorre para a forma de onda de corrente dependendo do ângulo de disparo.

Variando-se o valor de α , para uma carga puramente resistiva, iniciando em $\alpha = 0^\circ$ geram-se harmônicos, de forma mais evidente, na dupla frequência da senóide fundamental (60 Hz), ou seja, para $h=2$ (Figura 3.4a). Quando o valor de α é alterado para 80° são gerados harmônicos de forma relevante até a 15ª ordem ($h = 15$), onde as maiores influências estão para $h = 2$ até $h = 7$ (figura 3.4b). Outra evidência relevante é o aparecimento de harmônicos de ordem ímpar, além da fundamental, fato que não ocorria para quando os tiristores operavam como diodos, ou seja, para $\alpha = 0^\circ$.

Para o caso de uma carga RL, ou seja, composta de resistências a indutâncias têm-se a estrutura mostrada na figura 3.5a, onde as formas de onda de corrente (em verde) e tensão (em azul) da fonte são mostradas na figura 3.5b, para $\alpha = 60^\circ$.

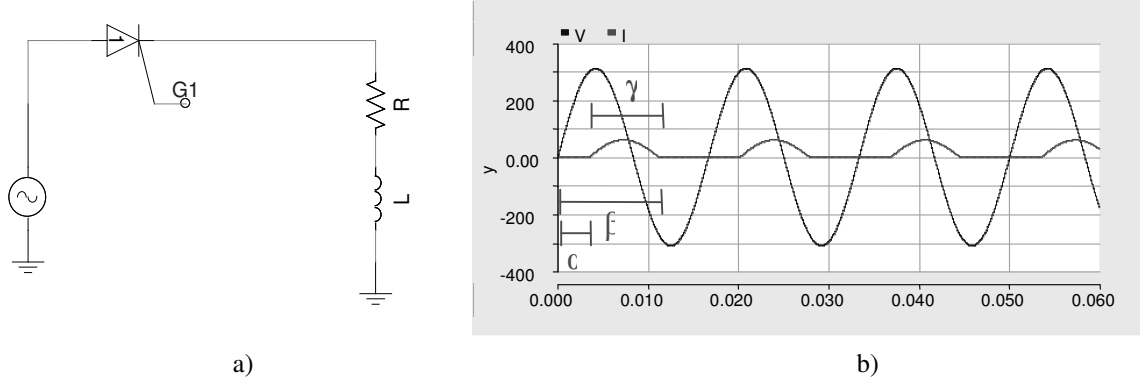


Figura 3.5: a) Retificador monofásico a tiristor de meia com carga RL. b) Formas de onda da tensão (V) e corrente (I) da fonte para $\alpha = 60^\circ$, ângulo de extinção β e ângulo de condução γ .

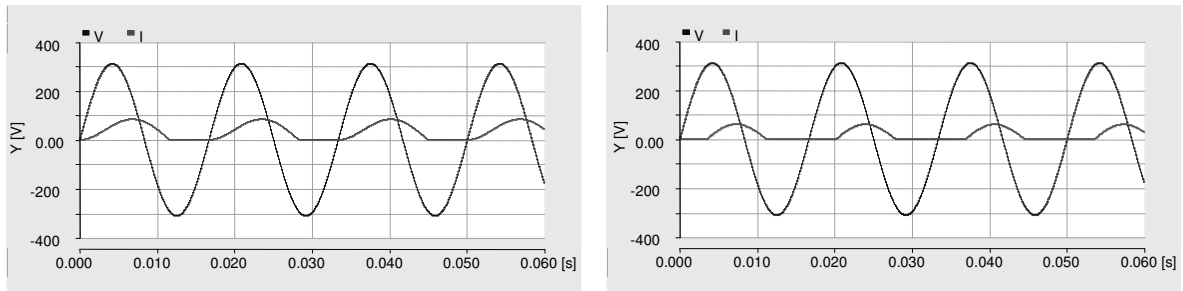
Como pode ser visto na figura 3.5b, o tiristor continua conduzindo até um ângulo β que é maior que 180° , uma vez que devido ao indutor, o tiristor continua em condução de corrente para ângulos superiores a π . Onde β é chamado ângulo de extinção dos tiristores, e o ângulo entre α e β é chamado ângulo de condução (γ).

A adição de um indutor na carga de um retificador a tiristor muda o tipo de forma de onda de corrente, uma vez que o indutor não permite variações bruscas de corrente, como ocorria com a carga puramente resistiva. Em consequência disto pode-se concluir que além da variação do ângulo de disparo do tiristor, a variação do tipo de carga também pode alterar o valor do THD_I , como pode ser visto na tabela 3.2.

Tabela 3.2: THD_I e THD_V para o retificador monofásico meia onda e carga RL.

Carga	R = 2 Ω		L = 11e-3H	
	0 $^\circ$	30 $^\circ$	60 $^\circ$	80 $^\circ$
THD_I	0,238565	0,28594	0,407754	0,527705
THD_V	0	0	0	0

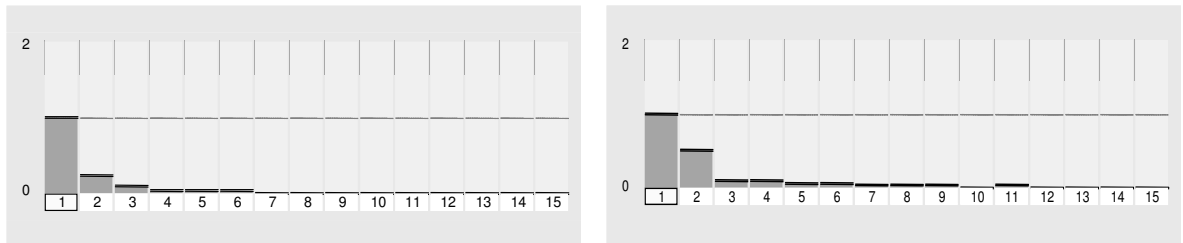
As figuras 3.6 e 3.7 apresentam as deformações na forma de onda de corrente para o retificador monofásico de meia onda, e a geração de harmônicos para $\alpha = 0^\circ$ e 80° .



a)

b)

Figura 3.6: Tensões (V) e correntes (I) para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.



a)

b)

Figura 3.7: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga RL.

a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

Como pode ser visto, para a carga RL aumentando o ângulo de disparo do tiristor, apenas o 2º harmônico é gerado com mais intensidade, diferentemente da carga puramente resistiva.

Para a carga RL, a tensão média na carga é dada por:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2}V_{rms} \sin(\omega t) d(\omega t) = 0,225V_{rms} (\cos \alpha - \cos \beta)$$

$$\pi < \beta < 2\pi$$

Desta forma, para retificadores a tiristor, o valor da tensão média na carga depende, além do valor do ângulo de disparo alfa (α), também das características de sua carga que neste caso é RL.

Então, como pôde ser visto, a tensão média na carga, e o conteúdo harmônico da onda de corrente dependerá da carga associada ao conversor, assim como do ângulo de disparo α .

3.2.2) Retificadores monofásicos em ponte completa

Os retificadores de onda completa, monofásicos, em ponte completa são constituídos por quatro tiristores (Figura 3.8), permitindo que o fluxo de energia seja do lado A.C. para o C.C., ou seja, da fonte para a carga, que é caso do conversor funcionando como retificador para o ângulo de disparo dos tiristores (α) está entre 0° e 90° .

Durante o semiciclo positivo da fonte de tensão senoidal, os tiristores T1 e T2 estão em condução, enquanto que para o semiciclo negativo, os tiristores T3 e T4 passam a conduzir. Desta forma esta topologia permite retificar tanto o semiciclo positivo, como o semiciclo negativo da fonte senoidal, fato que não é possível nos retificadores de meia onda, sendo por isto chamado de retificador em ponte de onda completa. Para uma carga genérica, o retificador monofásico em ponte completa apresenta estrutura conforme a figura 3.8.

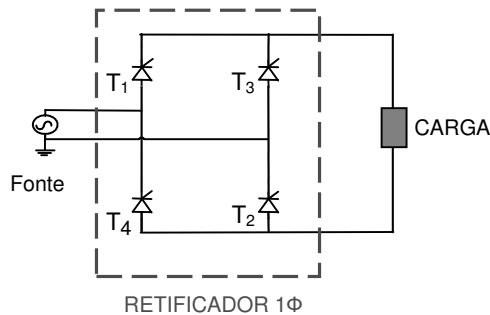


Figura 3.8: Estrutura do retificador monofásico (1Φ).

Para o conversor a tiristor em ponte, apenas um par de tiristores conduz por vez, onde para cargas indutivas, se o segundo par de tiristores não entrarem condução, o primeiro par permanece conduzindo enquanto fluir corrente por ele. Por exemplo, os tiristores T1 e T2 continuam conduzindo, mesmo que a tensão de alimentação tenha ficado negativa e T3 e T4 não tenham recebido pulsos de correntes em seus gatilhos.

Durante o ciclo positivo T1 e T2, que estão diretamente polarizados, passam a conduzir quando um pulso é aplicado simultaneamente em seus gatilhos, em α graus. Já durante o ciclo negativo T3 e T4, que estão diretamente polarizados, passam a conduzir quando um pulso é aplicado simultaneamente em seus gatilhos, em $\pi + \alpha$ graus.

A figura 3.9 mostra a forma de onda da tensão de entrada (em vermelho) de um retificador monofásico a tiristor em ponte, e a forma de onda da tensão na carga RL (em azul), para $\alpha = 30^\circ$.

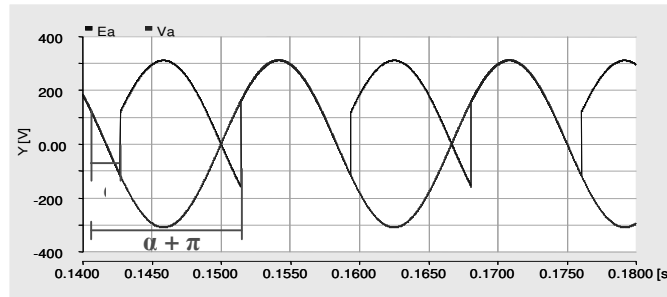


Figura 3.9: Formas de onda da tensão de entrada (V_a) e saída (E_a) de um retificador monofásico em ponte a tiristor.

O valor médio da tensão de saída do retificador monofásico em ponte de carga RL é:

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_{rms} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{rms} (\cos \alpha) = 0,9V_{rms} \cos \alpha \text{ (Equação 3.2)}$$

Assim, de acordo com o valor de α , a tensão média de saída poderá ser positiva ou negativa, permitindo o conversor operar em dois quadrantes.

Para valores de α entre 0° e 90° , o valor médio de tensão de saída do conversor e a corrente de saída são positivos, onde a corrente circula da fonte para a carga, neste caso o conversor é dito operar no primeiro quadrante, ou seja, como retificador. Já para valores de α entre 90° e π , a tensão média de saída do conversor é negativa e a corrente continua positiva, com isto, a potência será negativa e o fluxo de potência será da carga para a fonte, e o conversor opera como inversor, ou seja, ele opera no quarto quadrante. [33]

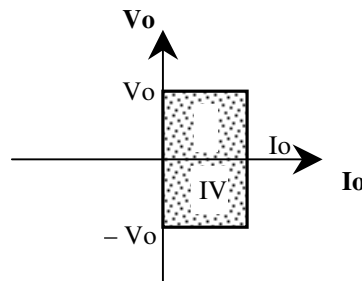


Figura 3.10: Quadrantes de operação do retificador a tiristor em ponte.

Assim como nos retificadores monofásicos de meia onda, nos retificadores monofásicos de onda completa as taxas de distorções harmônicas de corrente variam de acordo com o ângulo de disparo alfa, e com o tipo de carga utilizada no conversor, seja ela puramente resistiva (figura 3.11a), ou resistiva e indutiva (figura 3.11b).

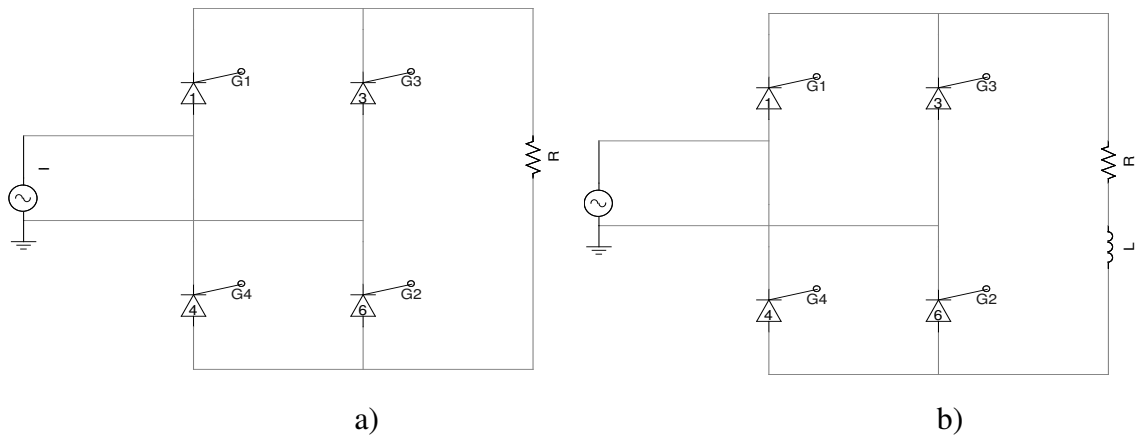


Figura 3.11: Retificador monofásico de onda completa.

a) com carga puramente resistiva; b) com carga RL

As tabelas 3.3 e 3.4 mostram a variação dos valores de THD_I e THD_V para cargas puramente resistiva, ou resistiva e indutiva, onde o THD_V é nulo devido as considerações de impedâncias parasitas e da fonte sendo nulas.

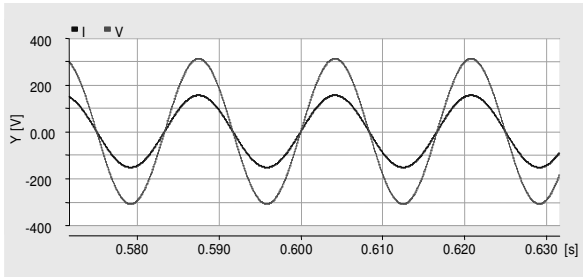
Tabela 3.3: THD_I e THD_V para o retificador monofásico em ponte e carga resistiva.

Carga	$R = 2\Omega$			
	0°	30°	60°	80°
THD_I	0	0,111082	0,30606	0,462462
THD_V	0	0	0	0

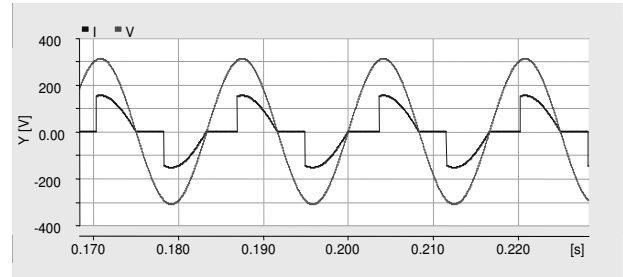
Tabela 3.4: THD_I e THD_V para o retificador monofásico em ponte e carga RL.

Carga	$R = 2\Omega$		$L = 11e-3H$	
	0°	30°	60°	80°
THD_I	0,422085	0,314877	0,133904	0,058769
THD_V	0	0	0	0

As figuras 3.12 e 3.13 mostram, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente, para $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 80^\circ$, e as contribuições harmônicas para cada α , onde as maiores contribuições estão no 3º e no 5º harmônicos, com pequenas contribuições para os harmônicos pares.

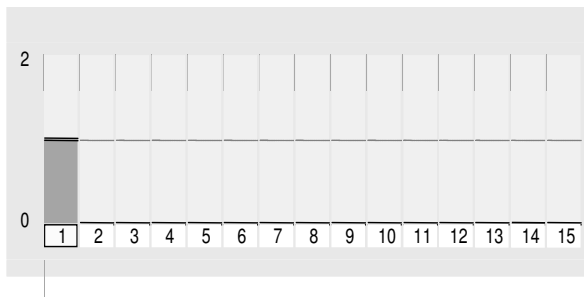


a)

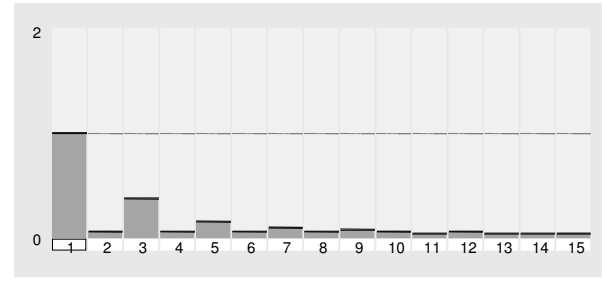


b)

Figura 3.12: Tensões (V) e correntes (I) para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.



a)

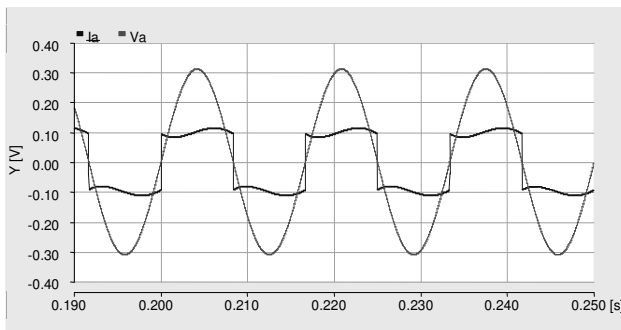


b)

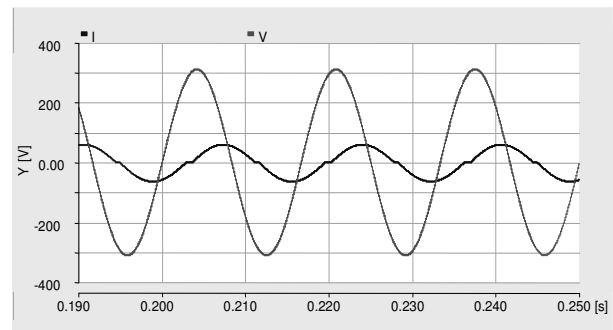
Figura 3.13: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga resistiva.

a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

Alterando a carga para RL, e variando o valor de α temos diferentes distorções de forma de onda de corrente, cujos valores em podem ser vistos nas figuras 3.14 e 3.15.



a)



b)

Figura 3.14: Tensões (V) e correntes (I) para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

A grande diferença entre as cargas puramente resistiva e a RL está na variação de produção de harmônicos de corrente de acordo com o ângulo α , onde para a carga RL aumentando o α

diminui-se o THD_I , ao contrário do caso para a carga puramente resistiva em que o THD_I aumenta com o aumento de α . Outra característica interessante é a produção de apenas harmônicos ímpares para o caso de $\alpha = 0$ e carga RL.

A figura 3.15 mostra o conteúdo harmônico da corrente drenada pelo retificador para carga RL.

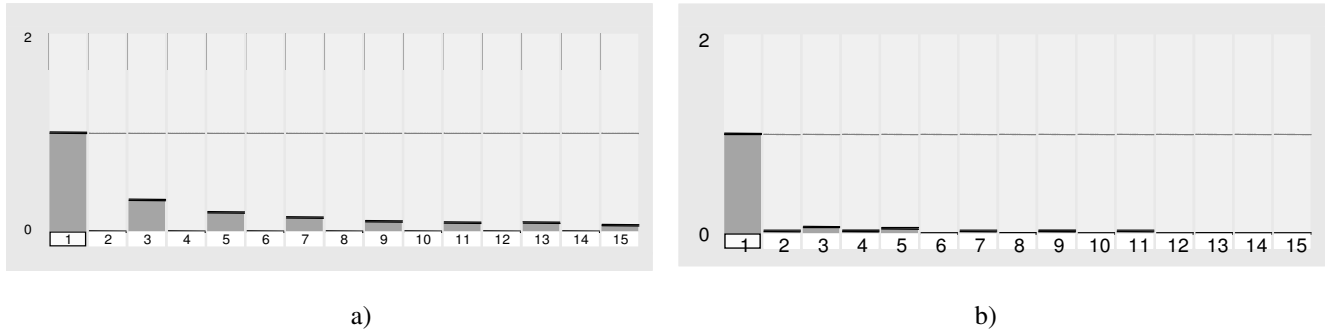


Figura 3.15: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga RL.
a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

3.2.3 Retificadores trifásicos controlados de meia onda

A estrutura de um retificador trifásico controlado de meia onda é mostrada a seguir, tanto para cargas puramente resistivas como para resistiva e indutiva (RL).

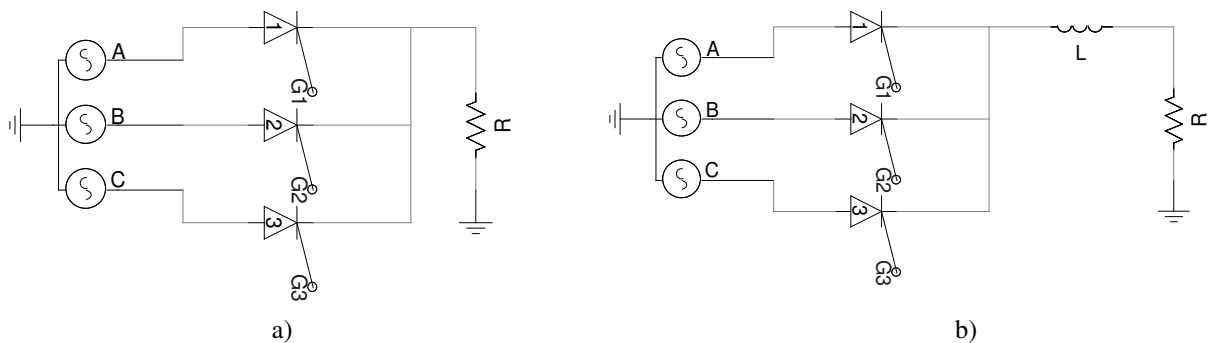


Figura 3.16: Retificadores Trifásicos de meia onda. a) com carga resistiva; b) com carga RL.

Para o funcionamento do retificador trifásico de meia onda, quando o tiristor T1 for disparado em $\omega t = (\pi/6 + \alpha)$, a tensão de fase V_{AN} é aplicada à carga até T2 ser disparado em $\omega t = (5\pi/6 + \alpha)$. Quando o tiristor T2 entra em condução, T1 fica polarizado inversamente, pois a tensão de linha V_{AB} é negativa e T1 fica bloqueado. A tensão de fase V_{BN} fica aplicada à carga

até o tiristor T3 ser disparado em $\omega t = (3\pi/2 + \alpha)$. Quando o tiristor T3 é disparado, T2 é desligado e V_{CN} é aplicado sobre a carga até que T1 seja disparado novamente, repetindo este ciclo. Maiores detalhes podem ser vistos em [35].

A tensão média no modo de condução contínuo, para esta topologia de retificador, pode ser obtida por:

$$V_0 = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V_{rms} \cdot \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_{rms} \cos \alpha \quad (\text{Equação 3.3})$$

A equação 3.3 mostra que dependendo do valor de α , o retificador pode operar como inversor, ou seja, este conversor tem como característica a possibilidade de poder operar em dois quadrantes, porém ele não é normalmente utilizado em sistemas práticos, pois as correntes da rede de alimentação possuem componentes CC [35].

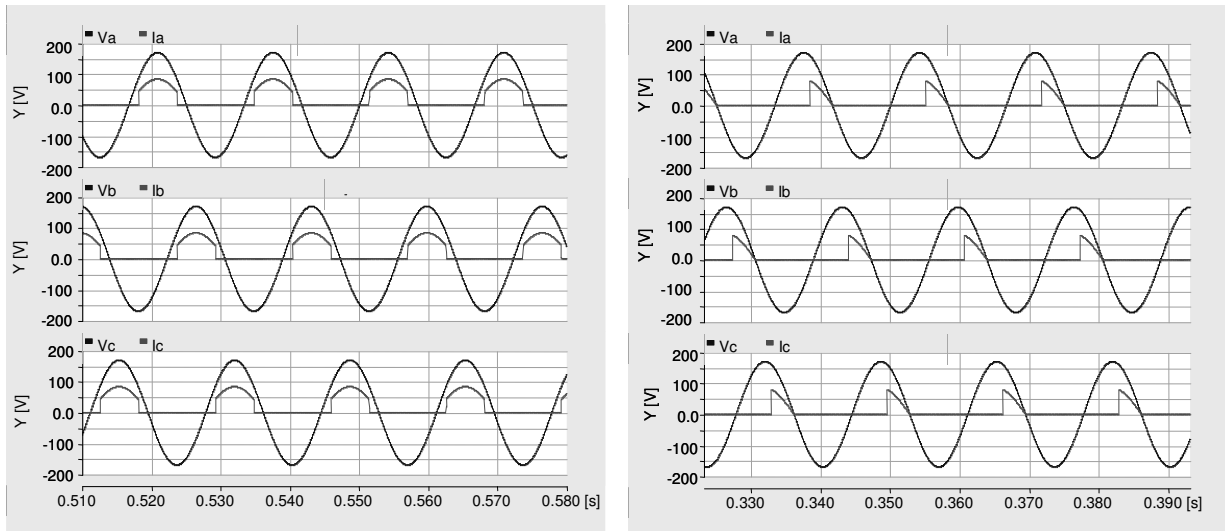
As tabelas 3.5 e 3.6 mostram a variação dos valores de THD_I e THD_V para cargas puramente resistiva, ou resistiva e indutiva para o retificador trifásico de meia onda.

Tabela 3.5: THD_I e THD_V para o retificador trifásico meia onda e carga resistiva.

Carga	R = 2Ω			
α	0	30	60	80
THD_I				
Ia	0,649509	0,778236	1,09389	1,375
Ib	0,650797	0,781651	1,097	1,36437
Ic	0,650749	0,78359	1,09051	1,36659
THD_V				
Va	0	0	0	0
Vb	0	0	0	0
Vc	0	0	0	0

Tabela 3.6: THD_I e THD_V para o retificador trifásico meia onda e carga RL.

Carga	R = 2Ω		L = 11e-3H	
α	0	30	60	80
THD_I				
Ia	0,64575	0,637039	0,642138	0,806508
Ib	0,646839	0,639194	0,642418	0,8071
Ic	0,648308	0,638554	0,644616	0,80814
THD_V				
Va	0	0	0	0
Vb	0	0	0	0
Vc	0	0	0	0

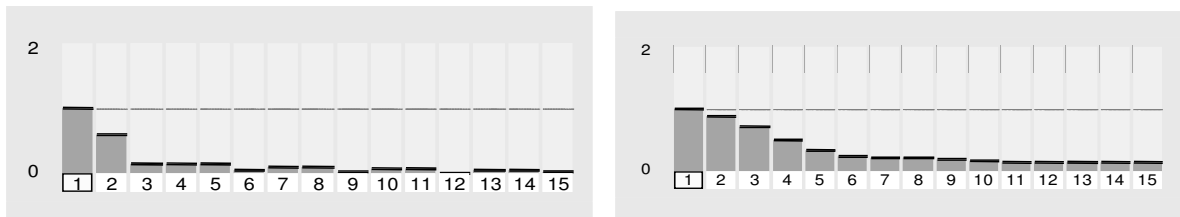


a)

b)

Figura 3.17: Tensões (V) e correntes (I) para carga resistiva do retificador trifásico de meia onda.

a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

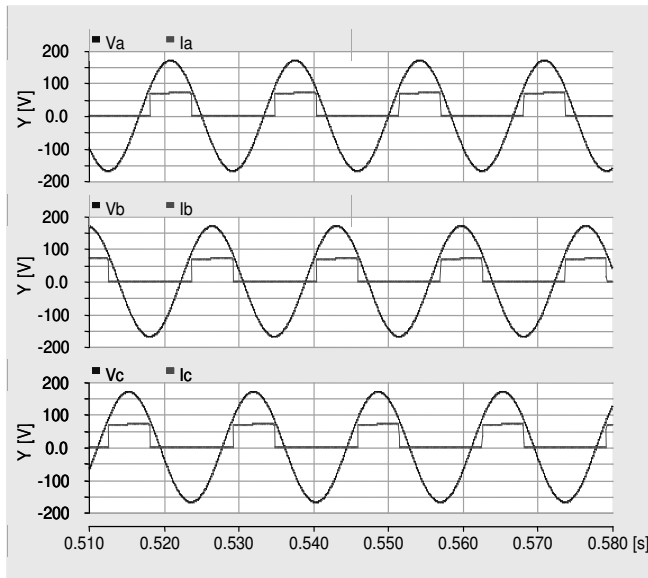


a)

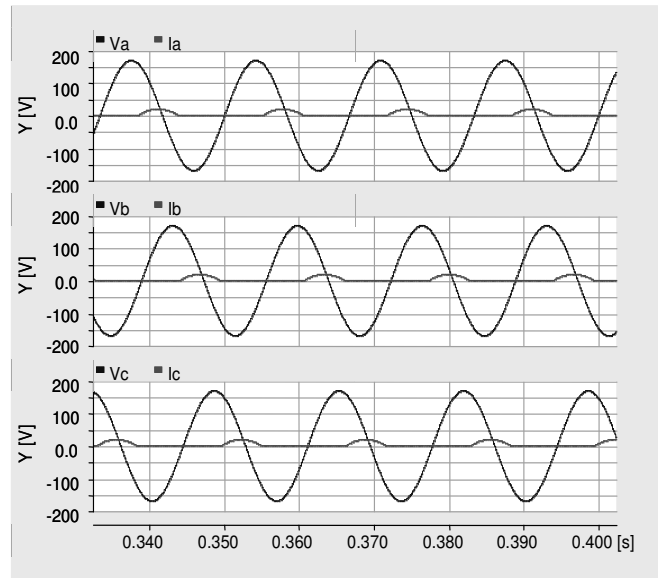
b)

Figura 3.18: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga resistiva do retificador trifásico de meia onda. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

Analisando os dados das tabelas 3.5 e 3.6, e as figuras 3.17 – 3.20 têm-se que para uma carga puramente resistiva, obtêm-se valores de THD_I superiores a 130%, para $\alpha = 80^\circ$, além de relevantes contribuições até o 15º harmônico, principalmente para $h = 2$ até $h = 4$. Já para uma carga RL ocorre uma menor geração de harmônicos, cujas contribuições principais estão nos 2º e 3º harmônicos.

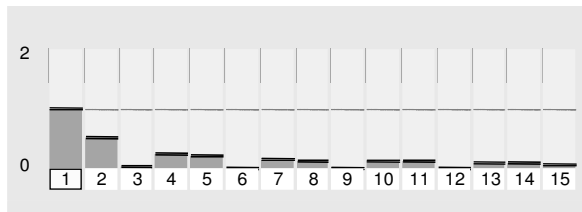


a)

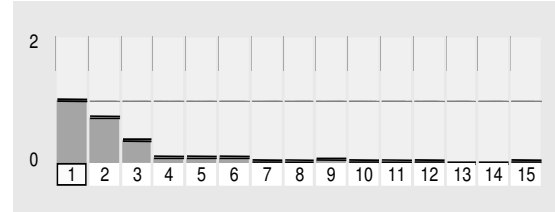


b)

Figura 3.19: Tensões (V) e correntes (I) para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.



a)



b)

Figura 3.20: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga RL.

a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

3.2.4) Retificadores trifásicos controlados de onda completa

O retificador trifásico de onda completa, também conhecido como ponte de GRAETZ [33], é uma das estruturas mais empregadas industrialmente (Figura 3.21). Assim como no caso do retificador monofásico de onda completa, na ponte de GRAETZ apenas dois pares de tiristores entram em condução por vez, de acordo com a seguinte ordem: T6 e T1, T1 e T2, T2 e T3, T3 e T4, T4 e T5, e T5 e T6, repetindo esta ordem de forma cíclica.

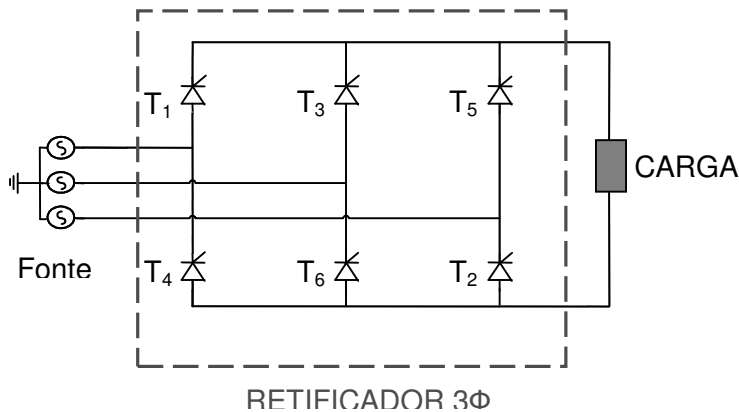


Figura 3.21: Estrutura do retificador trifásico (3Φ).

Um caso típico de análise é quando a carga é puramente indutiva, de modo a fazer com que a corrente c.c. seja perfeitamente contínua, tendo para esta configuração, os tiristores sendo disparados a cada 60° , ou seja, cada tiristor é acionado em intervalos iguais a $1/6$ do ciclo, permanecendo em condução por 120° cada um.

As tensões V_a , V_b , e V_c (fase-neutro) são dadas por equações do tipo:

$$V_a = V \text{sen}(\omega t)$$

$$V_b = V \text{sen}(\omega t - 120^\circ)$$

$$V_c = V \text{sen}(\omega t + 120^\circ)$$

Correspondendo a seguintes tensões de linha:

$$V_{ab} = V_L \text{sen}(\omega t + 30^\circ)$$

$$V_{bc} = V_L \text{sen}(\omega t - 90^\circ)$$

$$V_{ca} = V_L \text{sen}(\omega t + 150^\circ)$$

A tensão média de saída é dada por:

$$V_0 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \sqrt{2} V_L \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \cos \alpha \quad (\text{Equação 3.4})$$

Para o caso de V_0 negativo, como o valor de I_0 sempre é positivo, será consumida pelo conversor uma potência negativa, ou seja, ele funcionará como inversor, como o fluxo de potência indo do lado CC para o lado CA.

Análises mostram que a diferença de fase entre a tensão V_a e a corrente fundamental I_{a1} é igual ao ângulo de disparo, onde:

Para $\alpha = 90^\circ$ a corrente I_{a1} será totalmente reativa indutiva, sendo o conversor suprido com potência reativa indutiva proveniente do sistema C.A. Para $\alpha < 90^\circ$ e a para $\alpha > 90^\circ$ a potência ativa têm sinais contrários, positiva ou negativa, respectivamente [36].

A potência reativa suprida ao conversor possui sempre o mesmo sinal, isto é, sempre reativa indutiva. Isto significa que ambos, o retificador e o inversor, absorvem ou injetam reativos indutivos em relação sistemas C.A. aos quais estão conectados [36].

Para esta configuração sabe-se que o ângulo do fator de potência é igual ao ângulo de disparo dos tiristores, onde variando-se o valor de α , varia-se o fator de potência (FP), onde $FP = \cos(\alpha)$. O retificador trifásico de onda completa com carga puramente resistiva, bem como resistiva e indutiva (RL), podem ser vistos nas figuras 3.22 e 3.23.

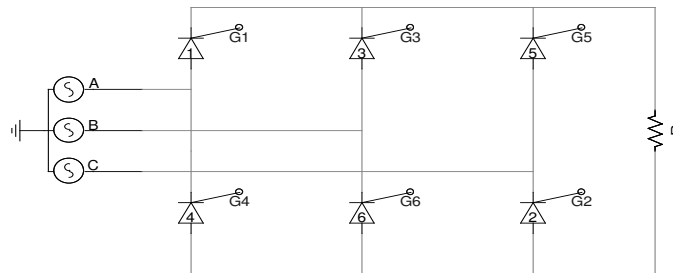


Figura 3.22: Retificador trifásico de onda completa com carga puramente resistiva.

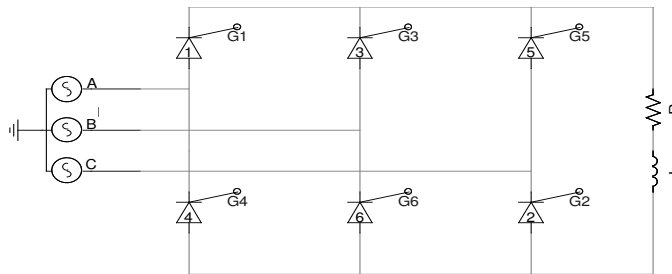


Figura 3.23: Retificador trifásico de onda completa com carga resistiva e indutiva (RL).

Para os casos das figuras 3.22 e 3.23 foram realizadas simulações, variando o valor de α , obtendo os valores de THD_I e THD_V para cada caso, conforme é mostrado nas tabelas 3.7 e 3.8.

Tabela 3.7: THD_I e THD_V para o retificador trifásico em ponte e carga resistiva.

Carga	R = 2Ω			
	0°	30°	60°	80°
THD _I				
I _a	0,277476	0,318623	0,545925	0,931325
I _b	0,276853	0,321494	0,552709	0,92518
I _c	0,279771	0,321797	0,547279	0,920436
THD _V				
V _a	0	0	0	0
V _b	0	0	0	0
V _c	0	0	0	0

Tabela 3.8: THD_I e THD_V para o retificador trifásico em ponte e carga RL.

Carga	R = 2Ω		L = 11e-3H	
	0°	30°	60°	80°
THD _I				
I _a	0,273951	0,273601	0,279031	0,297274
I _b	0,273213	0,277241	0,276619	0,295457
I _c	0,277096	0,274672	0,275538	0,297806
THD _V				
V _a	0		0	0
V _b	0		0	0
V _c	0		0	0

A figura 3.24 mostra, para uma carga puramente resistiva, as tensões e correntes para cada fase da fonte trifásica que alimenta o conversor, de acordo com o ângulo de disparo utilizado. Nesta figura podem ser vistas as deformações que ocorrem nas correntes, sendo estas deformações iguais em todas as fases. Já para o caso da carga resistiva e indutiva, as formas de onda de tensão e corrente, por fase, estão mostradas na figura 3.26.

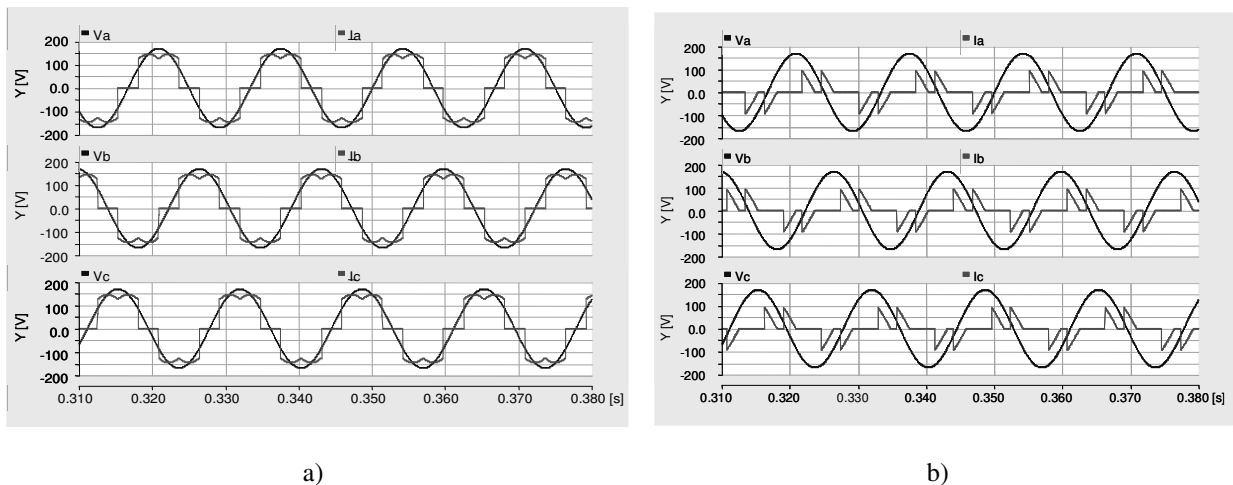
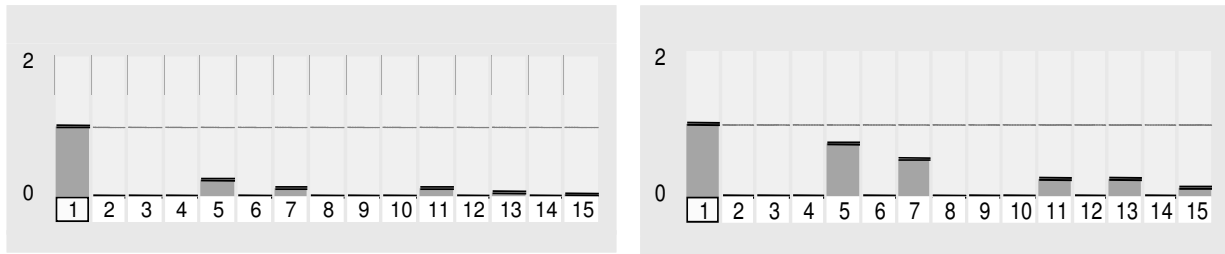


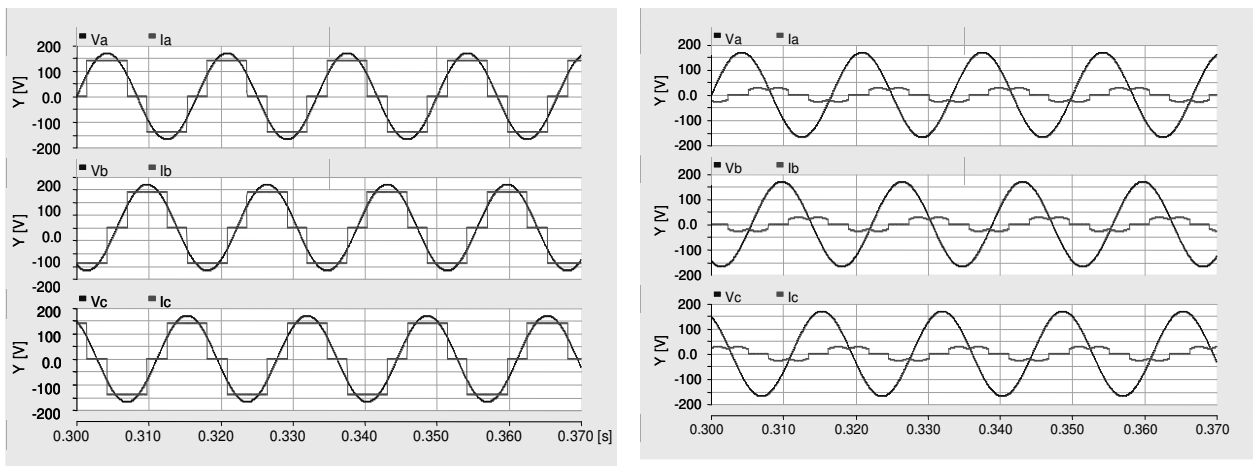
Figura 3.24: Tensões (V_a, V_b e V_c) e correntes (I_a, I_b, I_c) para carga resistiva. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.



a) b)

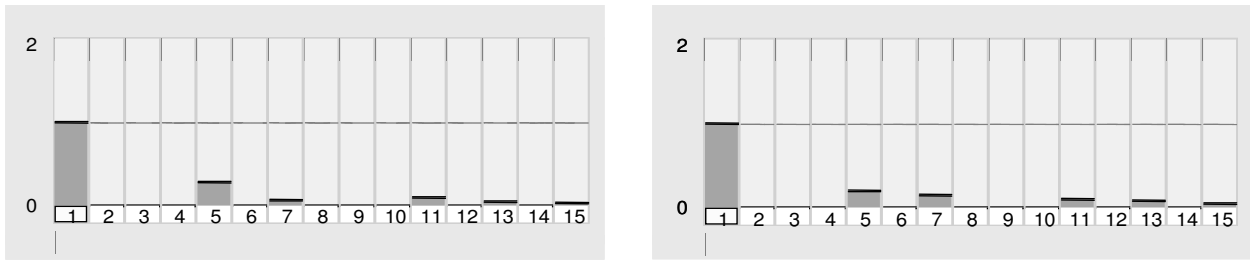
Figura 3.25: Harmônicos de corrente com valores normalizados em P.U. para carga resistiva.
a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

Como harmônicos característicos desta topologia, e de maior relevância, têm-se $h = 5, 7, 11, 13, 15$. Tanto para carga puramente resistiva como para a carga RL estes são harmônicos mais relevantes gerados, onde a variação do ângulo de disparo dos tiristores apenas aumenta ou diminui a geração destes harmônicos, como pode ser visto nas figuras 3.25 e 3.27. Para a topologia de ponte de GRAETZ não é possível gerar harmônicos pares, nem harmônicos de ordem múltipla de 3.



a) b)

Figura 3.26: Tensões e correntes para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.



a) b)
 Figura 3.27: Harmônicos de corrente para carga RL. a) $\alpha = 0^\circ$. b) $\alpha = 80^\circ$.

3.2.5) Conclusões sobre os retificadores controlados estudados.

Sobre as topologias de retificadores controlados a tiristor, para carga puramente resistiva, e resistiva e indutiva (RL), pode-se concluir que dependendo da topologia de conversor utilizada, junto com a escolha adequada do ângulo de disparo dos tiristores e do tipo de carga, pode-se obter harmônicos pares e ímpares, ou apenas ímpares.

Além disso, foi possível controlar o valor do fator de potência indutivo, de acordo com a variação do ângulo de disparo α .

Em nenhuma das topologias estudadas foram gerados harmônicos de tensão, ou seja, para todos os casos obteve-se $THD_V = 0$, uma vez que nas simulações realizadas foram consideradas fontes ideais. Caso as fontes não fossem ideais, os harmônicos de corrente gerariam harmônicos de tensão por causa da impedância interna da fonte, conforme explicado no item 2.3.3.

Também não é possível obter nenhum outro tipo de não-linearidade, como desbalanço de amplitude ou assimetria de corrente, mas apenas a variação da produção do THD_I e mudança do fator de potência para este controle utilizado, o qual utiliza apenas um ângulo de disparo igual para todos os tiristores.

CAPÍTULO 4: Tipos de Controle e Simulações

4.1) Tipos de controle

Para o desenvolvimento de uma carga não-linear controlada, utilizando uma ponte trifásica a tiristor, é necessário o desenvolvimento de algoritmos de controle capazes de proporcionar o comportamento desejado desta carga. A seguir são mostradas as três estratégias de controle estudadas e desenvolvidas neste trabalho.

4.1.1) Controle 1: “Controle por Alfa Único” ou “Controle do Fator de Potência”

Este método de controle tem como objetivo controlar o fator de potência da carga não-linear, através da variação do ângulo entre a corrente e a tensão, para cada fase, da fonte trifásica utilizada para alimentar o conversor trifásico a tiristor. Assim como descrito no item 3.2.4, em uma ponte trifásica a tiristor com um único ângulo de disparo para todos os tiristores, esse ângulo de disparo está diretamente relacionado ao fator de potência da carga.

Este primeiro tipo de controle utilizado para o conversor trifásico está baseado em um único ângulo de disparo para todos os tiristores da ponte (figura 4.1).

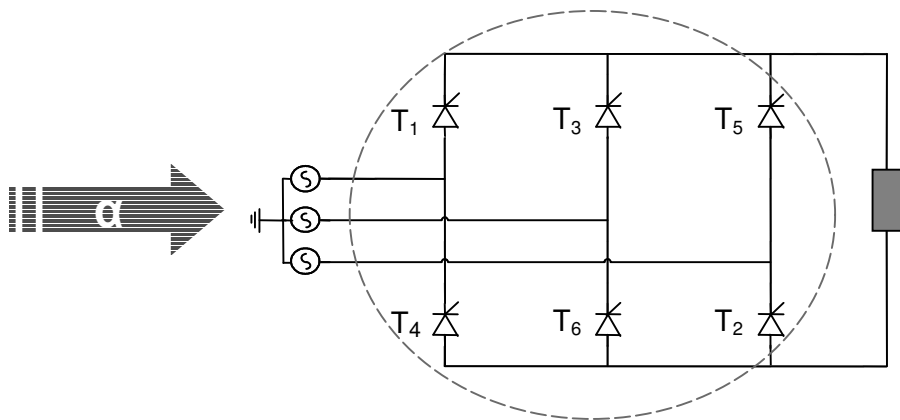


Figura 4.1: Controle com ângulo de disparo único para o acionamento da carga não-linear.

As condições de condução ocorrem quando uma das tensões de fase (V_A , V_B ou V_C) possui o valor mais positivo (maior), ou o mais negativo (menor), em relação às outras tensões de fase, polarizando desta forma os tiristores que poderão conduzir para esta condição, após o disparo dos mesmos. As tensões e correntes de fase podem ser vistas na figura 4.2.

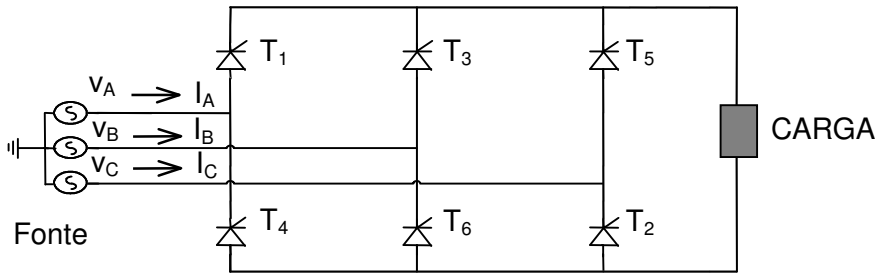


Figura 4.2: Correntes de fase consumidas pela carga e tensões de fase da fonte.

A melhor interpretação dos controles propostos ocorre quando é feita uma análise de como cada corrente de fase (I_A , I_B e I_C) é consumida pela carga não-linear, e quais os tiristores são acionados para cada corrente de fase.

Para o caso de uma fonte de tensão simétrica e equilibrada, cada tiristor fica diretamente polarizado, com possibilidade de operação, durante um intervalo de 120° elétricos. A mudança de operação de pelo menos um dos tiristores ocorre a cada 60° , conforme é mostrado na tabela 4.1 e pela figura 4.3.

Considerando que os tiristores sejam disparados após α graus depois de diretamente polarizados, e tomando como exemplo o caso em que o tiristor T1 for disparado, com o tiristor T6 já conduzindo, tem-se que no decorrer de 60° após o T1 ser disparado, o tiristor T2 é acionado, passando a conduzir, com isto o T6 fica inversamente polarizado, deixando de conduzir. Esta lógica de polarização e condução ocorre para todos os tiristores, conforme descrito na tabela 4.1 e na figura 4.3, onde sempre dois tiristores estarão em condução, sendo na seguinte seqüência: T1 e T2, T2 e T3, T3 e T4, T4 e T5, T5 e T6, T6 e T1, T1 e T2...

Tabela 4.1: Intervalo de condução dos pares de tiristores

...	T1	T3	T5	T1	...	
...	T6	T2	T4	T6	T2	...

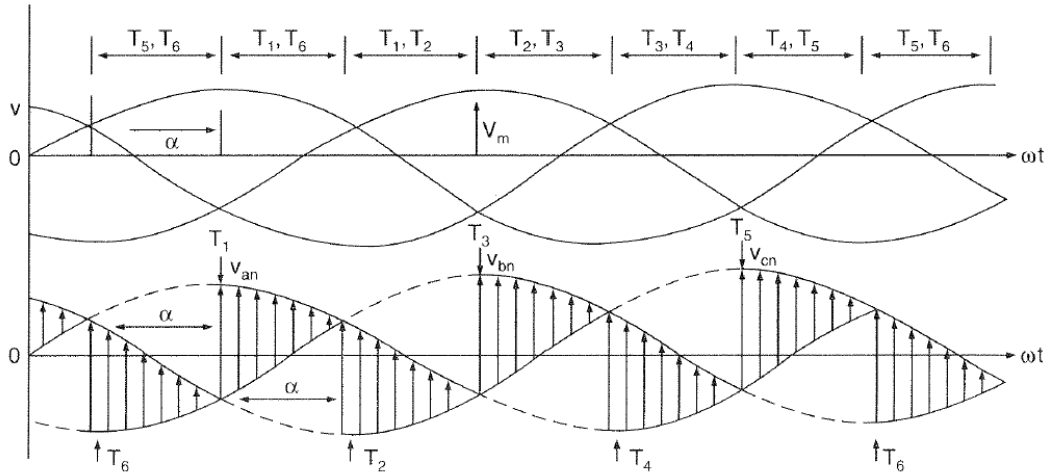


Figura 4.3: Tensões de fase e ordem de disparo dos tiristores de acordo com sua polarização.

Fonte: Livro de Eletrônica de Potência [35]

Os tiristores que estão diretamente polarizados, podendo então ser acionados, são mostrados na tabela 4.2 de acordo com a tensão da fase que os acionam. Já a tabela 4.3 mostra quais os tiristores que entram em condução em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento.

Deve ser ressaltado que no momento de cada acionamento dos tiristores, haverá uma drenagem de corrente pela carga do conversor, caracterizando o consumo de corrente da carga não-linear. A influência dos tiristores disparados em cada corrente de fase é mais bem percebida com o exemplo da figura 4.4, para uma carga resistiva e $\alpha=70^\circ$.

Tabela 4.2: Tiristores diretamente polarizados por fase.

V_A maior	V_B maior	V_C maior	V_A menor	V_B menor	V_C menor
T1	T3	T5	T4	T6	T2

Tabela 4.3: Tiristores acionados em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento para o controle 1.

Correntes de fase	I_A				I_B				I_C			
Tiristor acionado	T_1	T_2	T_4	T_5	T_3	T_4	T_6	T_1	T_5	T_6	T_2	T_3
Ângulo de disparo	α	α	α	α	α	α	α	α	α	α	α	α

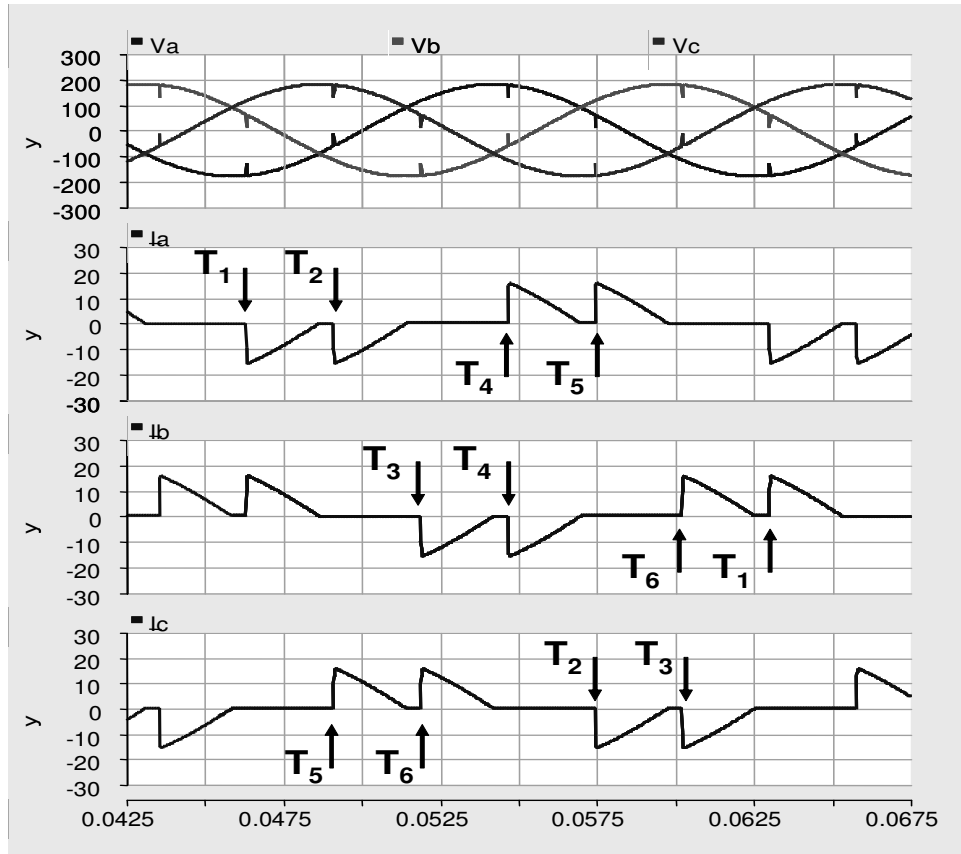


Figura 4.4: Tiristores disparados por corrente de fase (exemplo para $\alpha = 70^\circ$).

Através de simulações por *software* (PSCAD versão 4.2), foram obtidas as figuras que validam os controles propostos neste trabalho.

A figura 4.5 mostra os resultados de uma simulação que utiliza uma carga altamente indutiva para o conversor trifásico que compõe a carga não-linear projetada, mostrando as formas de onda de corrente de linha (I_a), a componente fundamental desta corrente ($fund_ia$), o valor da tensão que alimenta a carga não-linear (e_a), bem como a defasagem angular entre as formas de

onda da tensão (ea) e da corrente (Ia), caracterizando o ângulo do fator de potência entre elas. Inicialmente o disparo dos tiristores foi em $\alpha = 0^\circ$ e posteriormente para $\alpha = 60^\circ$.

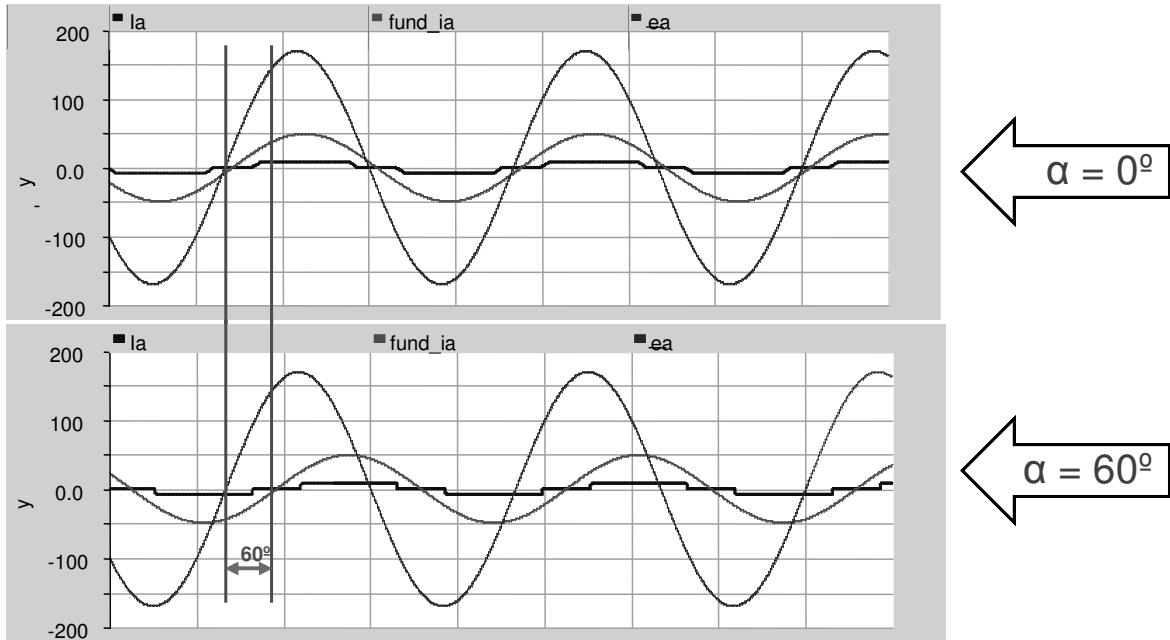


Figura 4.5: Formas de onda do controle do fator de potência

Como neste controle é utilizado um ângulo igual para o acionamento de todos os tiristores do conversor, isto proporciona um acionamento simétrico de todos os tiristores em α graus, garantindo correntes iguais em todas as fases e um fator de potência igual para cada fase da fonte trifásica, proporcional ao ângulo de disparo dos tiristores (α).

4.1.2) Controle 2: “Controle por dois alfas” ou “Controle de assimetria de corrente”

Este tipo de controle tem como objetivo gerar assimetrias e distorções, na forma de onda da corrente, que não são possíveis através do primeiro controle. A proposta deste segundo controle é utilizar dois ângulos diferentes para o disparo dos tiristores, onde os seis tiristores da ponte trifásica são divididos em dois conjuntos de três tiristores, e cada conjunto corresponde: ou aos tiristores que conduzem para quando as tensões de fase são menores que as outras, ou seja, os

tiristores inferiores da ponte: T_4 , T_6 e T_2 , ou ao conjunto de tiristores que conduzem para quando as tensões de fase são maiores que as outras, que são os tiristores superiores da ponte: T_1 , T_3 e T_5 , conforme pode ser visto na figura 4.6.

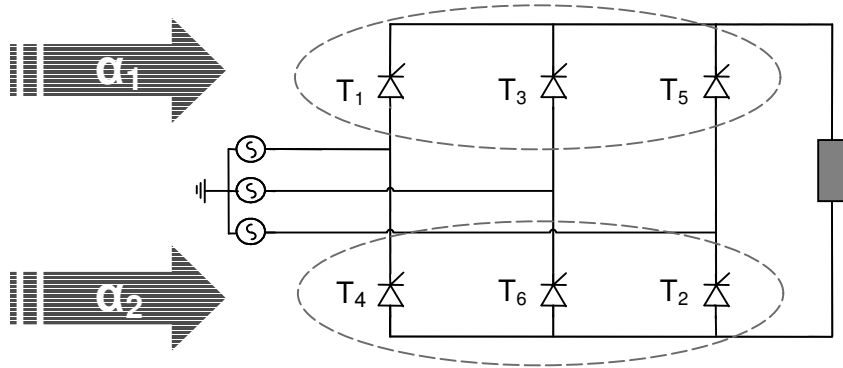


Figura 4.6: Controle com dois ângulos de disparo para o acionamento da carga não-linear.

A escolha de utilizar dois ângulos de disparo diferentes, de acordo com o conjunto de tiristores, faz com que ocorra uma assimetria quanto ao consumo de corrente por fase. Por exemplo, para o caso da corrente de fase I_A consumida pela carga não-linear, são os tiristores T_1 , T_2 , T_4 e T_5 que, de acordo com os seus instantes de condução, são os principais responsáveis pela quantidade do consumo de corrente da fase A, considerando as tensões da fonte trifásica e a carga do conversor a tiristor, ambos constantes e pré-definidos.

Quando T_1 é acionado em α_1 , após V_A possuir o valor mais positivo em relação as outras tensões de fase, a primeira parte da parcela positiva da corrente I_A passa a fluir pelos tiristores T_1 e T_6 (que já estava em condução). Quando T_2 é acionado em α_2 , após V_C possuir o valor mais negativo em relação as outras tensões de fase, a segunda parte da parcela positiva da corrente I_A passa a fluir pelos tiristores T_1 (que já estava em condução) e T_2 .

Quando T_4 é acionado em α_2 , após V_A possuir o valor mais negativo em relação as outras tensões de fase, a primeira parte da parcela negativa da corrente I_A passa a fluir pelos tiristores T_4 e T_3 (que já estava em condução). Quando T_5 é acionado em α_1 , após V_C possuir o valor mais positivo em relação as outras tensões de fase, a segunda parte da parcela negativa da corrente I_A passa a fluir pelos tiristores T_4 (que já estava em condução) e T_5 .

De forma similar é feita a análise para as demais correntes I_B e I_C .

Para maiores ângulos de disparo (α), menor será a parcela de corrente por fase. E para diferentes valores de α_1 e α_2 , haverá uma assimetria nas parcelas positivas e negativas da corrente, fato que é explorado pelo segundo controle proposto neste trabalho.

A tabela 4.4 mostra os tiristores acionados para cada corrente de fase, assim como o ângulo de disparo de cada tiristor.

Tabela 4.4: Tiristores acionados em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento para o controle 2.

Correntes de fase	I_A				I_B				I_C			
Tiristor acionado	T ₁	T ₂	T ₄	T ₅	T ₃	T ₄	T ₆	T ₁	T ₅	T ₆	T ₂	T ₃
Ângulo de disparo	α_1	α_2	α_2	α_1	α_1	α_2	α_2	α_1	α_1	α_2	α_2	α_1

A figura 4.7 mostra a comparação da corrente da fase A, com a senóide fundamental desta corrente, para uma carga resistiva (15Ω) e considerando a indutância da rede ($L_S = 0,1 \text{ mH}$), utilizando o “controle 2”. Nesta figura pode ser visto que comparando o ciclo positivo com o ciclo negativo desta onda, existe uma assimetria em relação à forma que a corrente se comporta. Isto se deve pelo fato de utilizarmos o segundo método de controle, com valores de $\alpha_1 = 30^\circ$ e $\alpha_2 = 70^\circ$, validando desta forma a assimetria proposta. Onde a deformação do ciclo positivo da onda de corrente de fase se deve a combinação entre α_1 e α_2 , nesta ordem, e a deformação do ciclo negativo da onda de corrente de fase se deve a combinação entre α_2 e α_1 , nesta ordem.

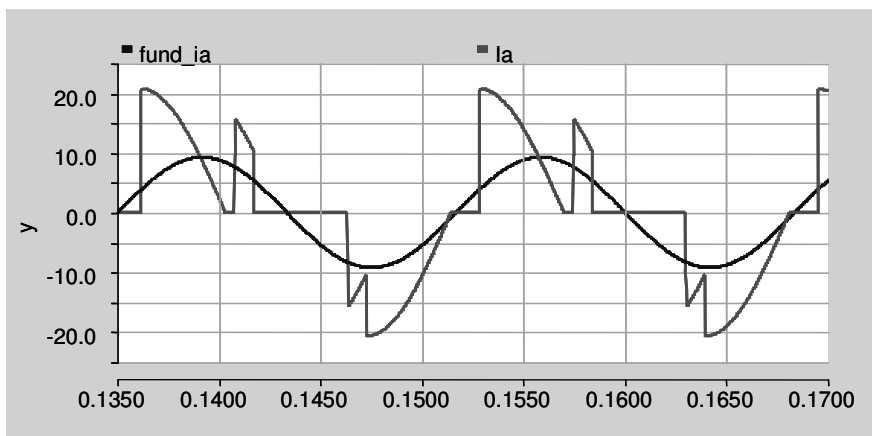


Figura 4.7: Formas de onda do controle de assimetria de corrente.

4.1.3) Controle 3: “Controle por três alfas” ou “Controle de desbalanço de corrente”

Este controle é baseado na utilização de três ângulos de disparo diferentes para o controle da carga não-linear, onde cada ângulo está relacionado a um par de tiristores conectados a cada uma das fases da fonte trifásica, conforme a figura 4.8.

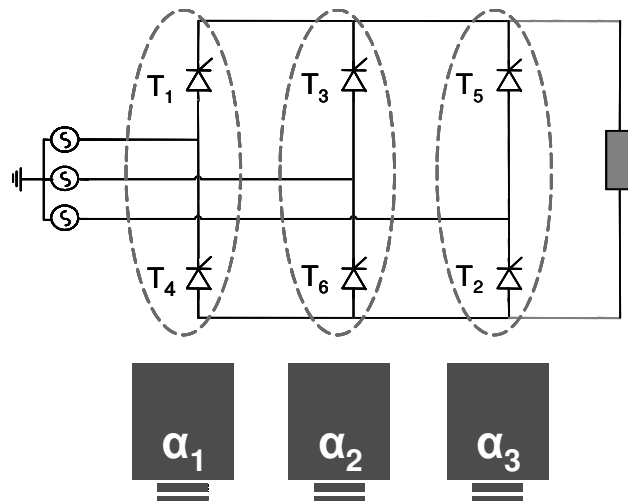


Figura 4.8: Controle com três ângulos de disparo para o acionamento da carga não-linear.

Este controle consegue acentuar ainda mais os tipos de distorções de corrente, se comparado aos controles anteriormente apresentados, sendo também possível gerar desbalanço de amplitude entre as três correntes de fase, uma vez que os tiristores que conduzem, para cada corrente de fase, possuem ângulos de disparo diferentes como pode ser visto na tabela 4.5. Ou seja, para cada uma das fases existe um par de tiristores, cuja combinação dos ângulos de disparo não se repete em nenhuma outra fase, gerando distorções de corrente diferentes em todas as fases, desde que haja pelo menos dois ângulos diferentes neste tipo de controle.

Tabela 4.5: Tiristores acionados em cada corrente de fase, e seus respectivos ângulos de acionamento para o controle 3.

Correntes de fase	I_A				I_B				I_C			
Tiristor acionado	T ₁	T ₂	T ₄	T ₅	T ₃	T ₄	T ₆	T ₁	T ₅	T ₆	T ₂	T ₃
Ângulo de disparo	α_1	α_3	α_1	α_3	α_2	α_1	α_2	α_1	α_3	α_2	α_3	α_2

Desta forma, a geração de desbalanço de amplitude das correntes de fase ocorre uma vez que com três ângulos de disparo diferentes, de acordo com o controle proposto, os pares de tiristores, responsáveis pela caracterização das formas de onda das correntes de fase (I_A , I_B e I_C), estarão em condução por períodos diferentes, resultando em diferentes quantidades de energia drenadas por fase, ou seja, em desbalanço de amplitude das correntes drenadas por fase.

Na figura 4.9 pode ser visto as formas de onda das correntes da cada fase (I_A , I_B e I_C) para uma carga resistiva (10Ω), considerando a indutância da rede ($L_S=1\text{mH}$), para os seguinte ângulos de disparo: $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 40^\circ$ e $\alpha_3 = 80^\circ$. Já a figura 4.10 mostra as formas de onda das correntes fundamentais de cada fase, evidenciando o desbalanço da amplitude de cada fase.

Este controle não só proporciona o desbalanço da amplitude de cada fase, mas também uma assimetria em relação à defasagem angular das fases, não sendo mais defasadas entre si de 120° , conforme pode ser visto na figura 4.10.

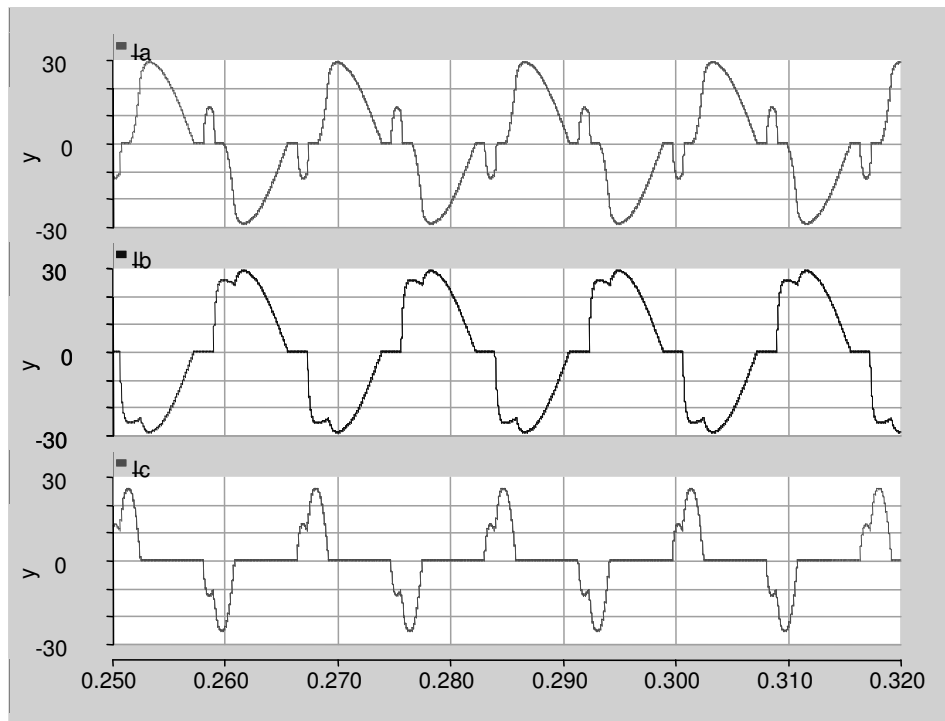


Figura 4.9: Formas de onda das correntes de fase para terceiro controle para $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 40^\circ$ e $\alpha_3 = 80^\circ$.

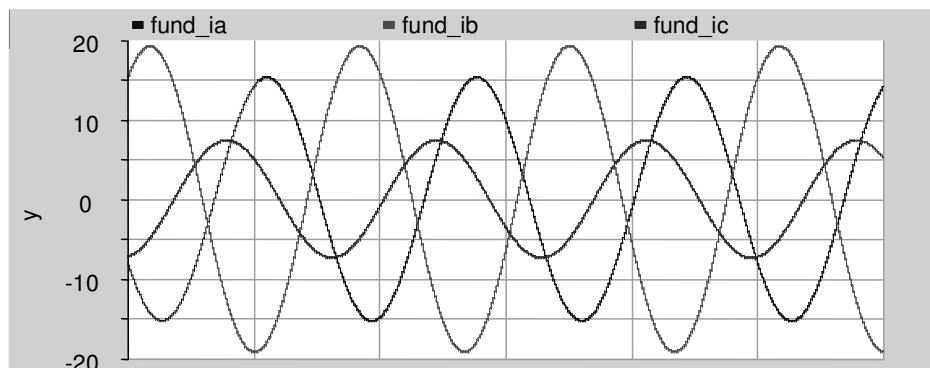


Figura 4.10: Formas de onda das correntes fundamentais de fase para terceiro controle para $\alpha_1 = 0^\circ$, $\alpha_2 = 40^\circ$ e $\alpha_3 = 80^\circ$.

4.2) Geração de harmônicos de corrente e tensão

A geração de harmônicos de corrente e de tensão é possível através de todos os controles anteriormente apresentados, uma vez que a própria topologia do conversor faz com que a corrente drenada pelo mesmo não seja completamente senoidal, para ângulos de disparo diferentes de zero.

As variações dos tipos de controle, dos tipos de cargas conectadas ao conversor e dos ângulos de disparo, permitem controlar os tipos de deformações de onda que podem ser gerados, Os tipos de harmônicos gerados, bem como seus valores de individuais e totais (THD) podem ser vistos nos casos simulados do item 4.3.

4.3) Análise de harmônicos para os controles propostos

Para cada um dos três controles foram realizadas simulações por meio de *software* (PSCAD versão 4.2), de forma a analisar os tipos de harmônicos gerados, bem como o índice de distorção harmônica total para cada caso. Para todos os controles foram simulados vários casos de análise quanto à produção de harmônicos e distorções nas formas de onda de corrente, porém apenas as simulações mais relevantes, para diferentes ângulos de disparo em cada caso, estão evidenciadas neste trabalho, para que de uma forma objetiva seja possível avaliar como a

variação do ângulo de disparo está relacionada à produção de harmônicos, para cada controle utilizado. Estas simulações foram realizadas para dois tipos de cargas, ou puramente resistiva, ou resistiva e indutiva.

As formas de onda de corrente para cada caso são mostradas, quando conveniente, de forma a expor as deformações na forma de onda, obtidas em cada controle, de acordo com o ângulo de disparo. Em alguns casos, sempre que nas formas de onda de todas as fases forem iguais e defasadas de 120° elétricos entre si, apenas a forma de onda de uma das fases será mostrada.

4.3.1) Simulações do controle 1

4.3.1.1) Carga do conversor puramente resistiva

Para o controle 1, com a carga do conversor puramente resistiva, são mostrados nas figuras 4.11 a 4.13 e tabelas 4.6 e 4.7, os resultados de simulações para $\alpha=0^\circ$ em relação as formas de onda da tensão e corrente, bem como dos valores de distorções harmônicas geradas. O mesmo é feito para $\alpha=70^\circ$, como mostrado nas figuras 4.14 a 4.16 e tabelas 4.8 e 4.9.

Em todas as simulações e para todos os controles, foi considerado um valor da indutância da rede (L_S) de 0.1 mH, valor baseado em testes experimentais, comparando a deformação das formas de onda obtidas na prática com as simuladas.

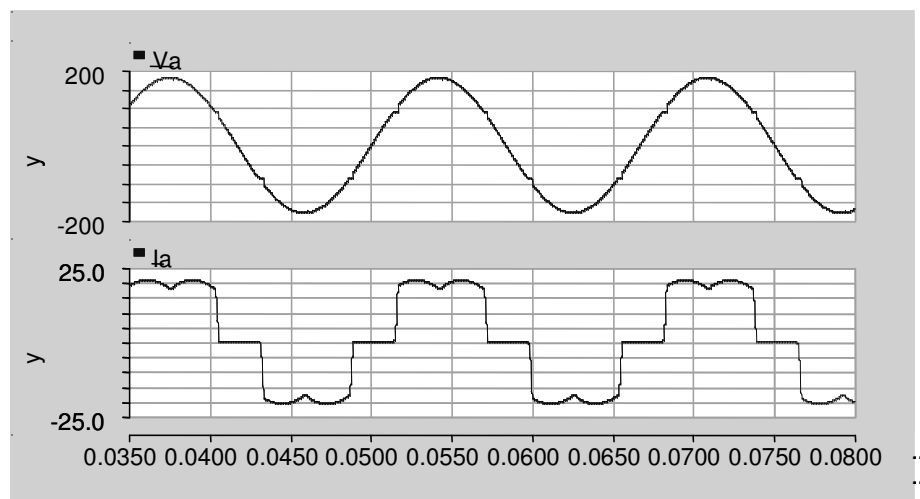


Figura 4.11: Tensão e corrente de fase para $\alpha=0^\circ$.

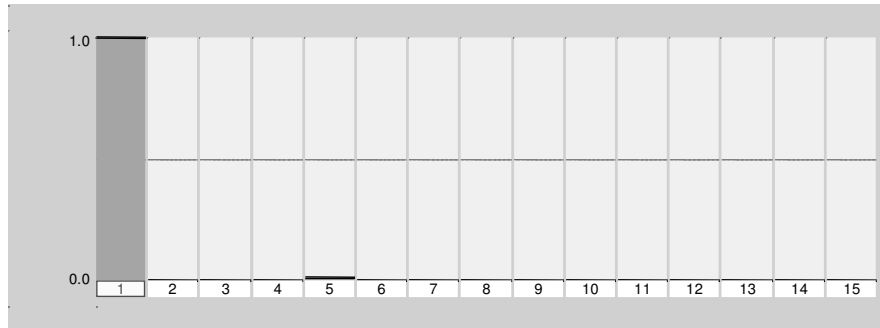


Figura 4.12: Distorções harmônicas da tensão de fase para $\alpha=0^\circ$.

Tabela 4.6: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=0^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A		
Índice do harmônico	1	5
Valor em p.u.	1.0	0.0052
THD em p.u.	0.00871496	

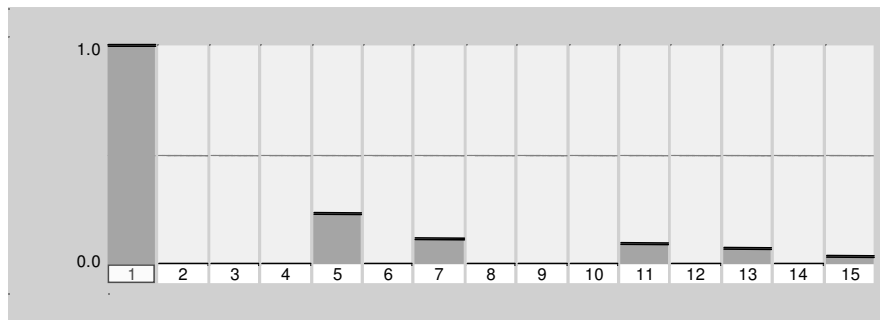


Figura 4.13: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.

Tabela 4.7: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=0^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A						
Índice do harmônico	1	5	7	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.2261	0.1117	0.0887	0.0674	0.0276
THD em p.u.	0.277153					

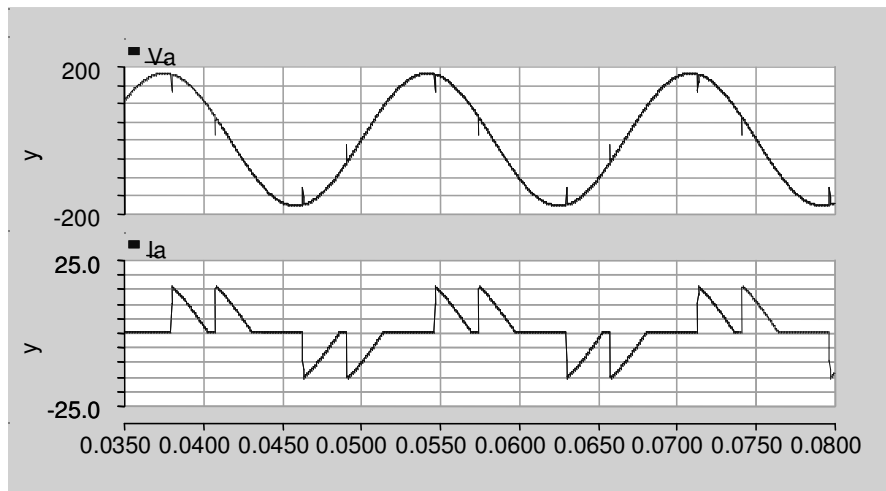


Figura 4.14: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.

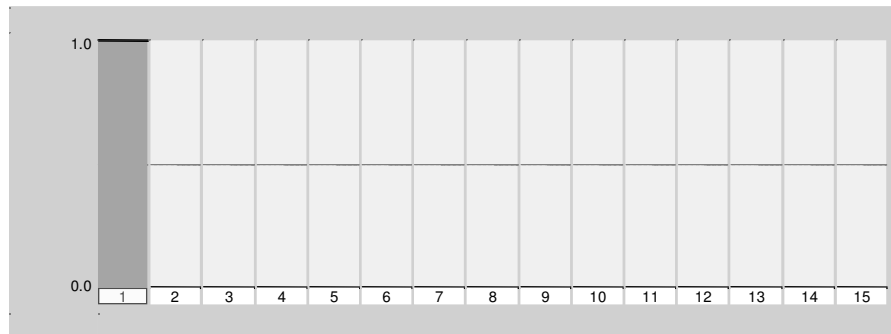


Figura 4.15: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha=70^\circ$.

Tabela 4.8: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00510529

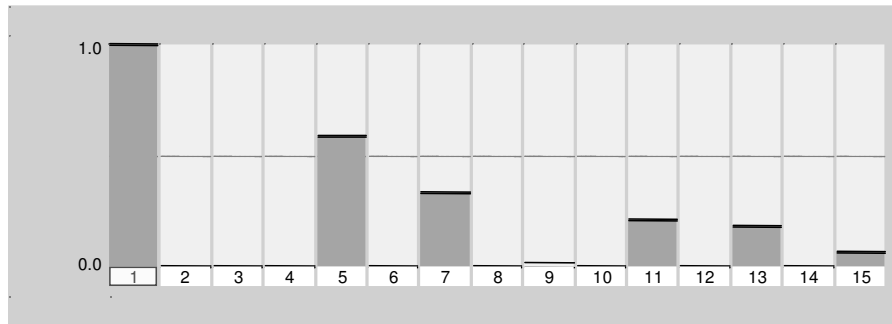


Figura 4.16: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$

Tabela 4.9: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=70^\circ$

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A						
Índice do harmônico	1	5	7	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.5796	0.3328	0.2077	0.1807	0.0617
THD em p.u.	0.725471					

Para este tipo de controle, quanto maior o valor do ângulo de disparo dos tiristores (α), maior é a geração de harmônicos de corrente, conforme pode ser visto nas tabelas 4.7 e 4.9, onde o THD_I varia de 0.277153 para 0.725471, ou seja, este valor mais do que dobra em uma variação de α de 0° para 70° . Pode-se também observar que o valor de THD_V quase não é alterado, continuando abaixo de 1%. Outra característica deste controle é a geração de apenas harmônicos ímpares, principalmente para $h=5, 7, 11, 13$ e 15 .

4.3.1.2) Carga do conversor resistiva e indutiva

Para o controle 1, com a carga do conversor resistiva e indutiva, são mostrados nas figuras 4.17 a 4.19 e tabelas 4.10 e 4.11, os resultados de simulações para $\alpha=0^\circ$ em relação as formas de onda da tensão e corrente, bem como dos valores de distorções harmônicas geradas. O mesmo é feito para $\alpha=70^\circ$, como mostrado nas figuras 4.20 a 4.22 e tabelas 4.12 e 4.13.

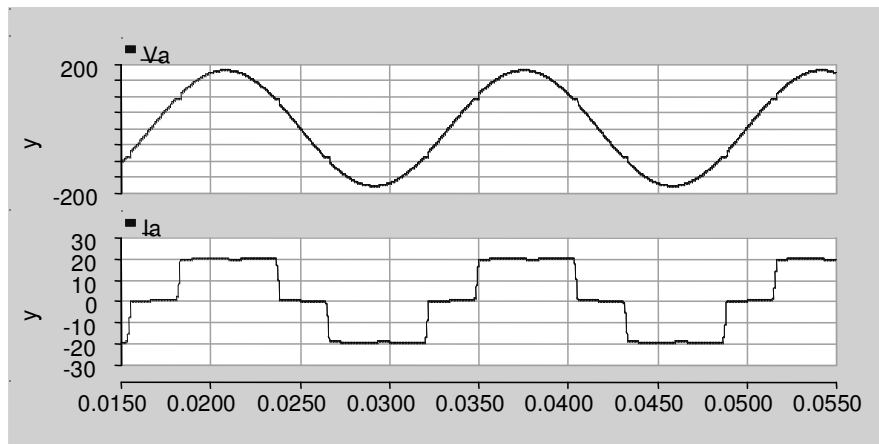


Figura 4.17: Tensão e corrente de fase para $\alpha=0^\circ$

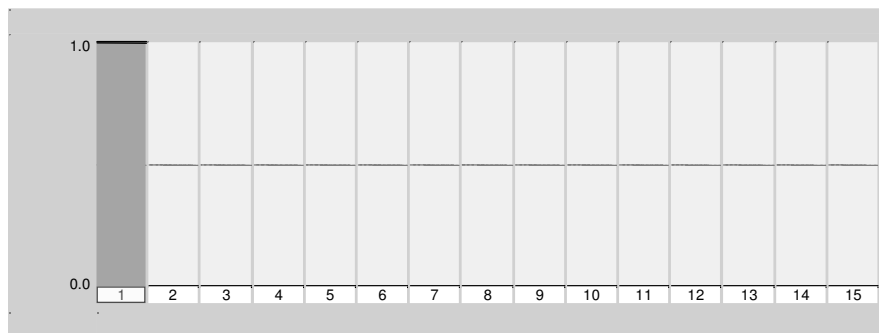


Figura 4.18: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha=0^\circ$.

Tabela 4.10: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=0^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00897526

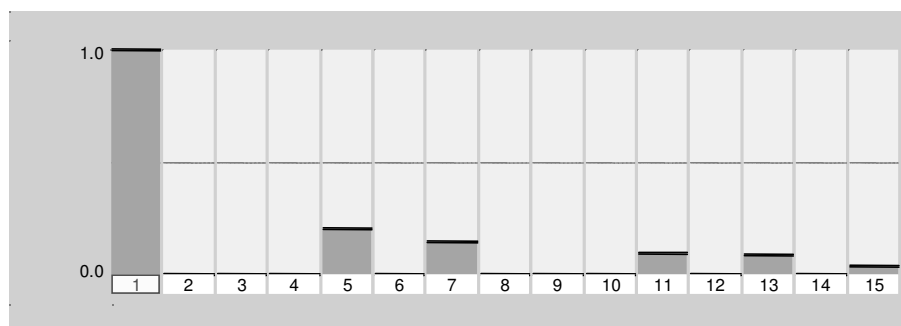


Figura 4.19: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.

Tabela 4.11: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=0^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A						
Índice do harmônico	1	5	7	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.2031	0.1367	0.0876	0.0790	0.0280
THD em p.u.	0.273168					

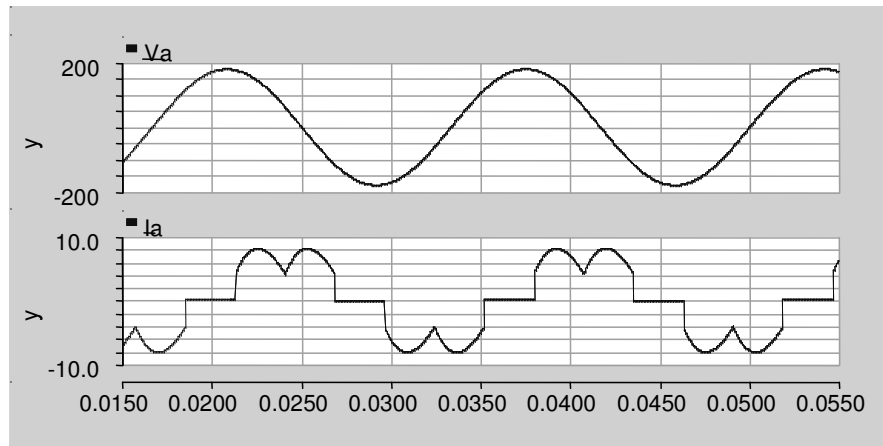


Figura 4.20: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$

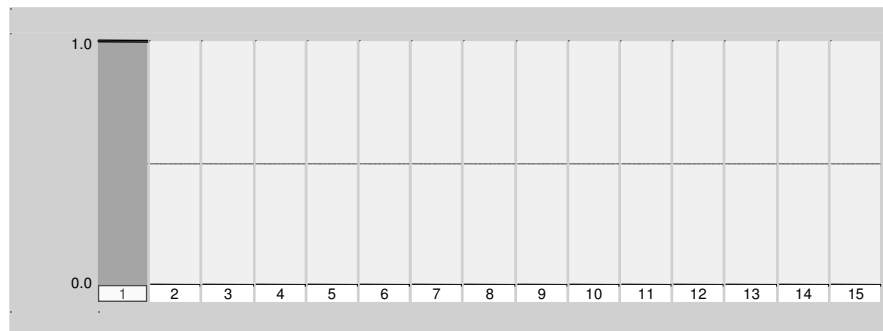


Figura 4.21: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha=70^\circ$.

Tabela 4.12: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00182899

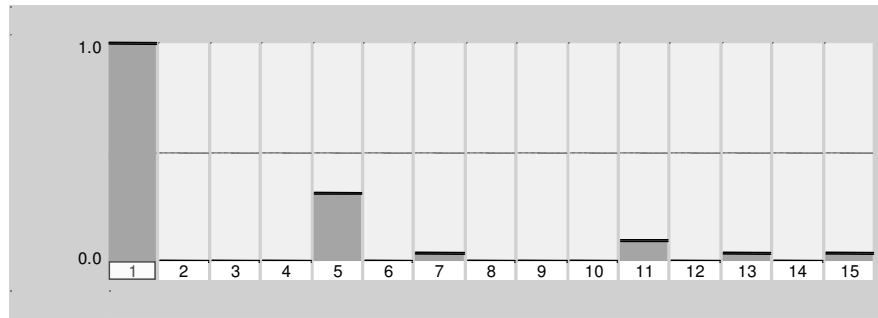


Figura 4.22: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.

Tabela 4.13: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A						
Índice do harmônico	1	5	7	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.3080	0.0318	0.0906	0.0302	0.0254
THD em p.u.	0.325543					

Mesmo alterando a carga do conversor para resistiva e indutiva, para este tipo de controle aumentando o valor do ângulo de disparo dos tiristores (α), a geração de harmônicos de corrente continua aumentando, porém com o aumento da geração do 5° e 11° harmônicos e diminuição do 7°, 13° e 15° harmônicos, conforme pode ser visto nas tabelas 4.11 e 4.13, onde o THD_I varia de 0.273168 para 0.325543 em uma variação de α de 0° para 70° . Pode-se também observar que o valor de THD_V diminui de aproximadamente 0.9% para cerca de 0.2%.

4.3.2) Simulações do controle 2

4.3.2.1) Carga do conversor puramente resistiva

Para o controle 2, com a carga do conversor puramente resistiva, são mostrados nas figuras 4.23 a 4.26 e tabelas 4.14 e 4.15, os resultados de simulações para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ em relação as formas de onda da tensão e corrente, a relação entre as correntes de fase e suas componentes fundamentais, bem como dos valores de distorções harmônicas geradas.

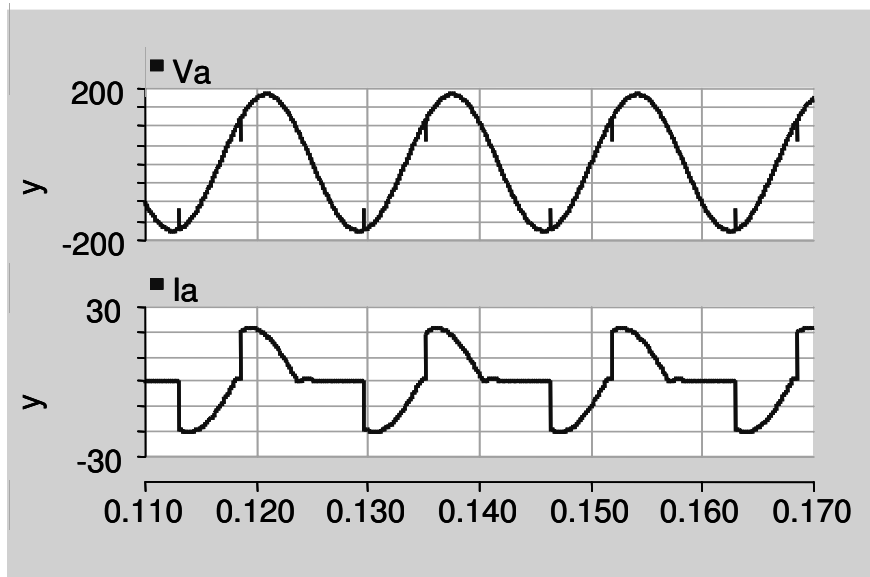


Figura 4.23: Tensão e corrente de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

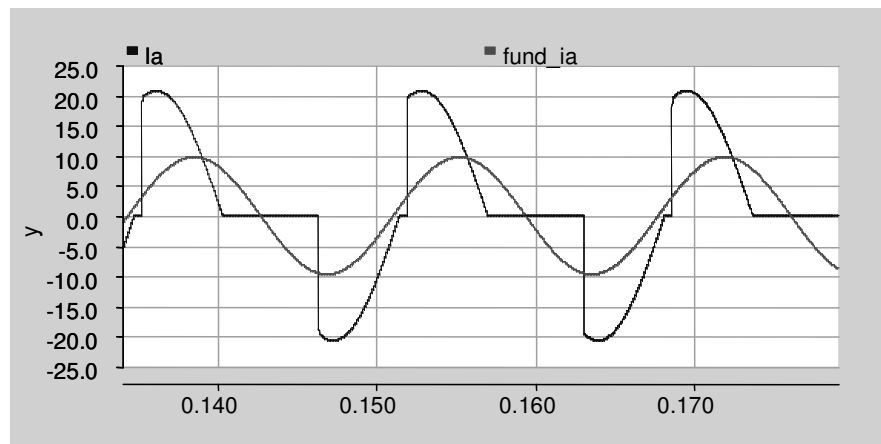


Figura 4.24: Corrente I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ e a componente fundamental desta corrente.

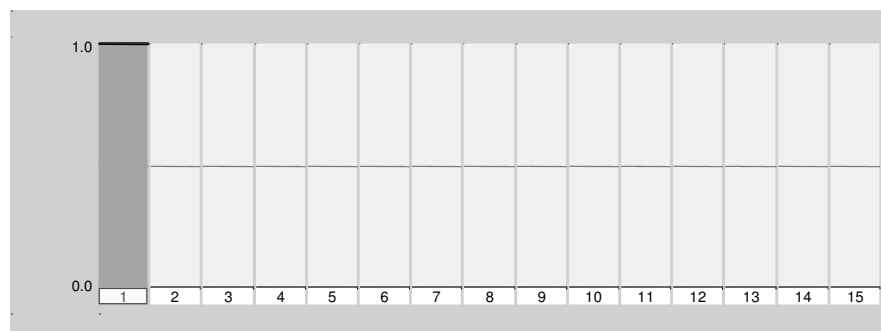


Figura 4.25: Distorções harmônicas da tensão de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Tabela 4.14: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.004359

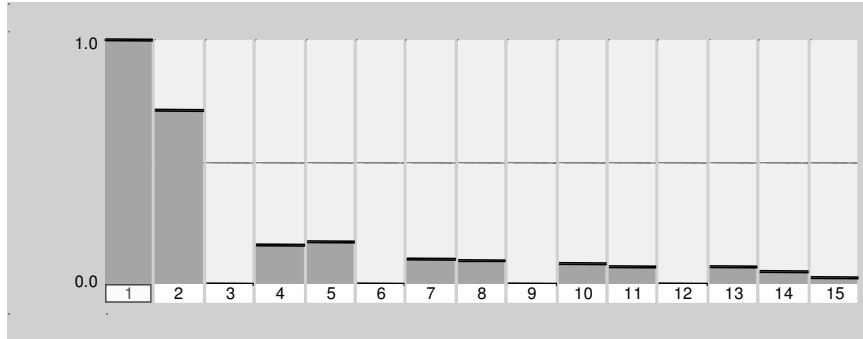


Figura 4.26: Distorções harmônicas da corrente de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Tabela 4.15: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A											
Índice do harmônico	1	2	4	5	7	8	10	11	13	14	15
Valor em p.u.	1.0	0.7074	0.1556	0.1698	0.1018	0.0948	0.0779	0.0661	0.0683	0.0515	0.0225
THD em p.u.	0.769181										

Para este segundo tipo de controle, com diferentes valores de α_1 e α_2 , é produzida uma assimetria nas parcelas positivas e negativas da corrente, fato que é melhor explorado quando há uma grande variação entre os ângulos de disparo dos tiristores (α_1 e α_2), como no exemplo para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$, em que o THD_I chega a 0.769181, maior que para o caso de $\alpha_1=70^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ que representa o controle 1 para $\alpha=70^\circ$, uma vez que esta assimetria gerada pelo controle 2 também muda os tipos e quantidades dos harmônicos gerados, se comparado ao controle 1, conforme a tabela 4.15.

Pode-se também observar que o valor de THD_V quase não é alterado, continuando abaixo de 1%. Outra característica deste controle é a geração de não somente harmônicos ímpares, mas também harmônicos pares, principalmente os harmônicos de ordem: $h=2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14$ e 15, onde o harmônico cujo valor possui maior expressão é 2º, que chega a possuir valores maiores que 70% da componente fundamental da corrente.

4.3.2.2) Carga do conversor resistiva e indutiva

Para o controle 2, com a carga do conversor resistiva e indutiva, são mostrados nas figuras 4.27 a 4.30 e tabelas 4.16 e 4.17, os resultados de simulações para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ em relação as formas de onda da tensão e corrente, a relação entre as correntes de fase e suas componentes fundamentais, bem como dos valores de distorções harmônicas geradas.

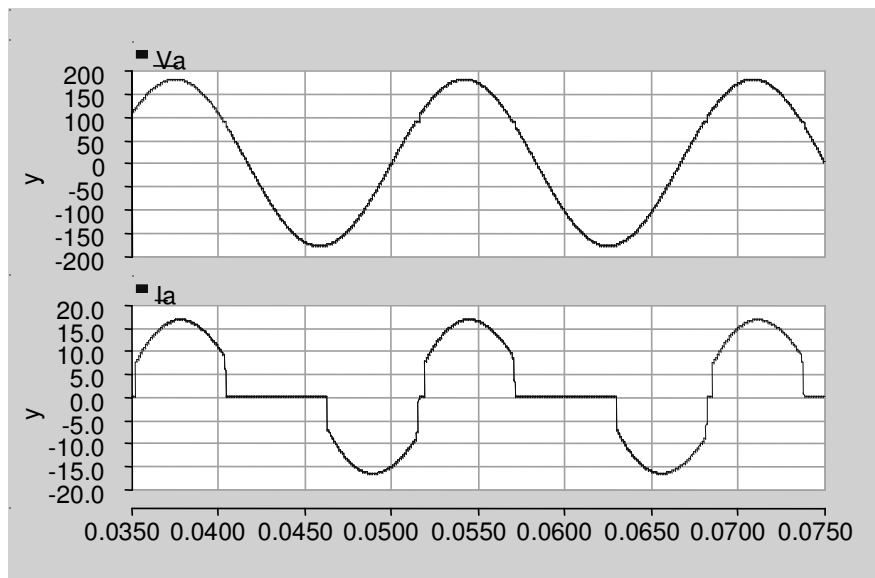


Figura 4.27: Tensão e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

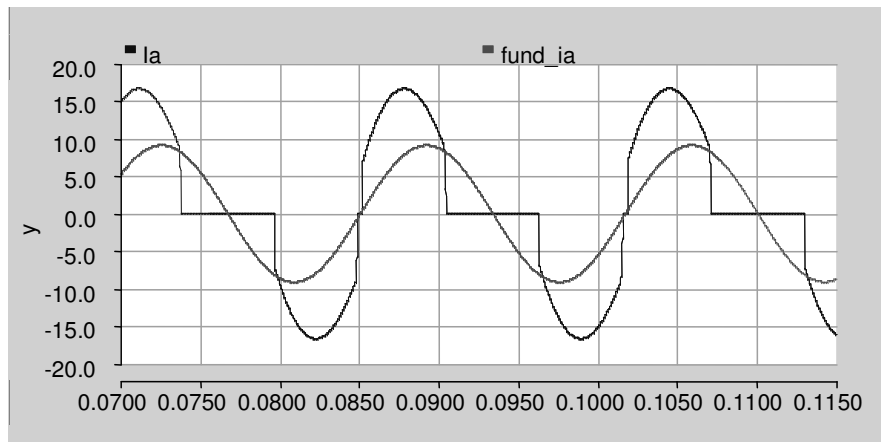


Figura 4.28: Corrente I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ e a componente fundamental desta corrente

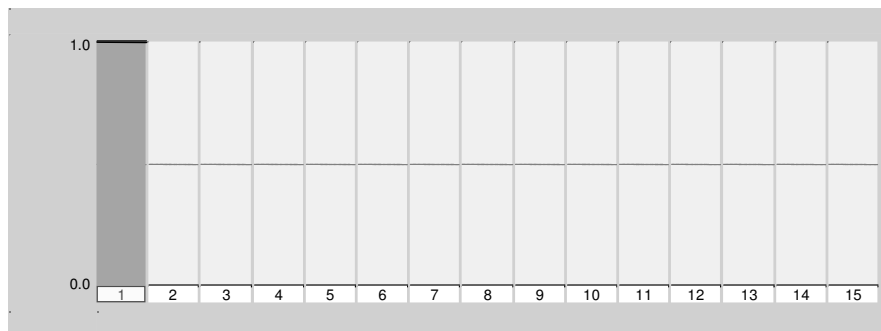


Figura 4.29: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Tabela 4.16: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00384278

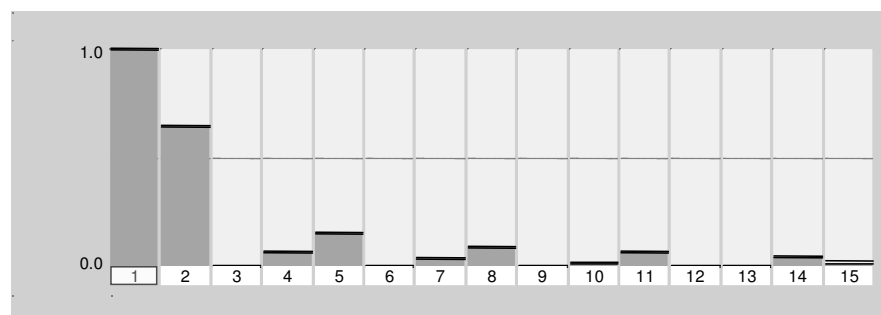


Figura 4.30: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Tabela 4.17: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A										
Índice do harmônico	1	2	4	5	7	8	10	11	14	15
Valor em p.u.	1.0	0.6356	0.0630	0.1513	0.0290	0.0847	0.0119	0.0570	0.0405	0.0149
THD em p.u.	0.666824									

Neste segundo controle, quando a carga do conversor é alterada de puramente resistiva para resistiva e indutiva, para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$, as injeções harmônicas são amenizadas pelo efeito do indutor, diminuindo assim os efeitos de assimetria nas parcelas positivas e negativas da corrente, gerados pela utilização de diferentes valores de α_1 e α_2 , como descrito anteriormente.

O valor do THD_I chega a 0.666824, menor que para o caso de $\alpha_1=70^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$ que representa o controle 1 para $\alpha=70^\circ$. Pode-se também observar que o valor de THD_V quase não é alterado, continuando abaixo de 1%.

4.3.3) Simulações do controle 3

4.3.3.1) Carga do conversor puramente resistiva

Para o controle 3, com a carga do conversor puramente resistiva, são mostrados nas figuras 4.31 a 4.41 e tabelas 4.18 e 4.23, os resultados de simulações para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$ em relação as formas de onda da tensão e corrente de fase, a relação entre as correntes de fase e suas componentes fundamentais, bem como dos valores de distorções harmônicas geradas de tensão e corrente de fase.

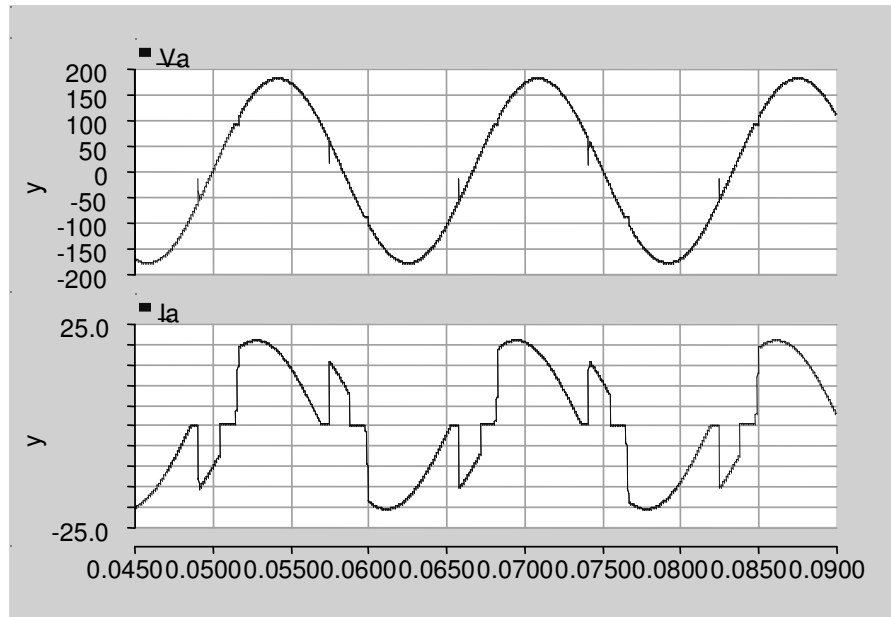


Figura 4.31: Tensão e corrente de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

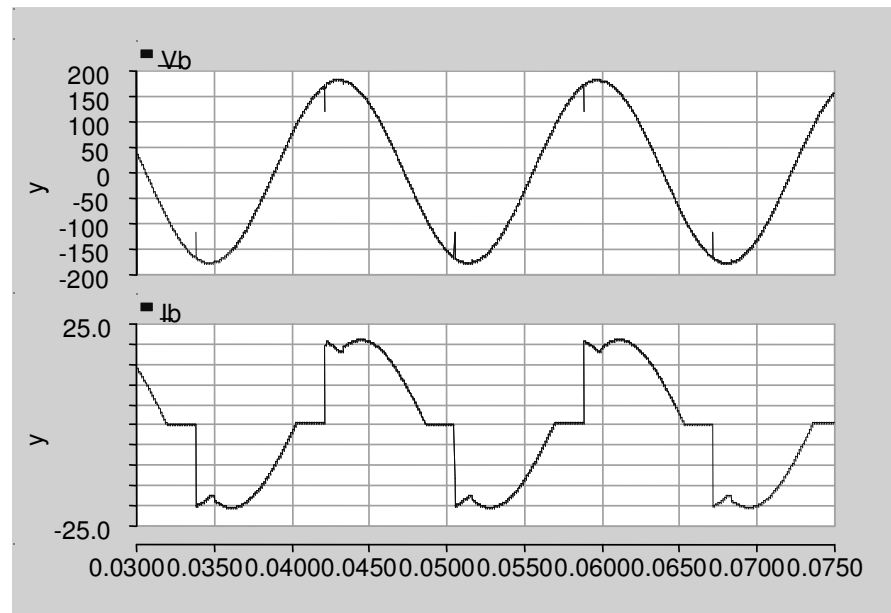


Figura 4.32: Tensão e corrente de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

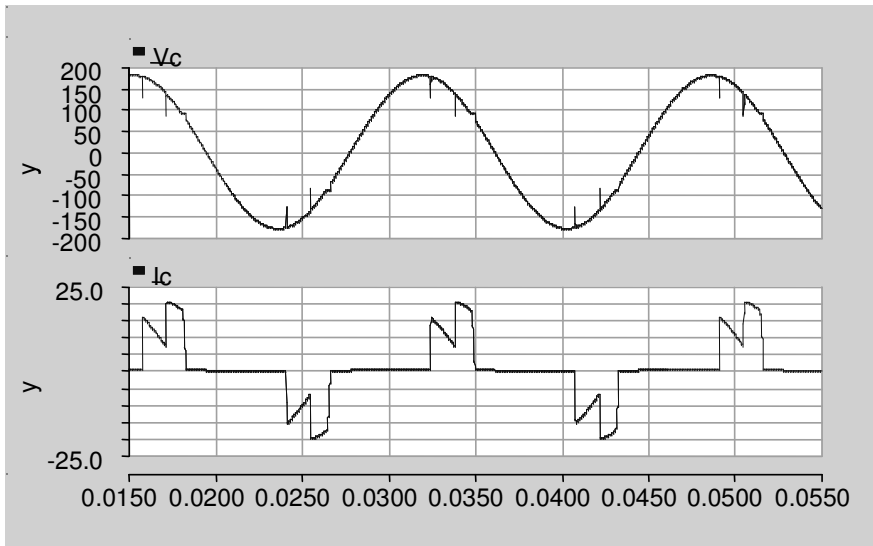


Figura 4.33: Tensão e corrente de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

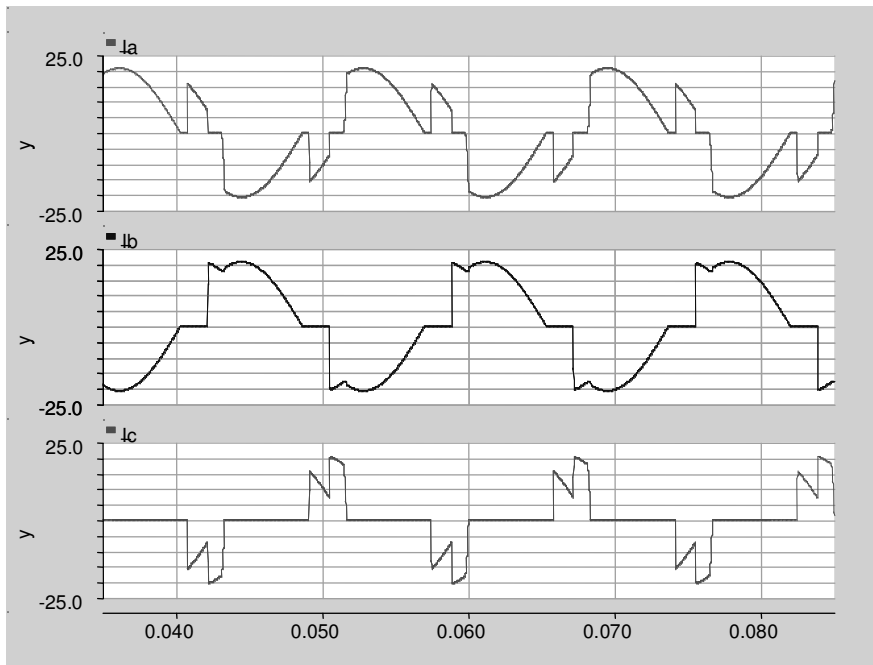


Figura 4.34: Correntes I_A , I_B e I_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

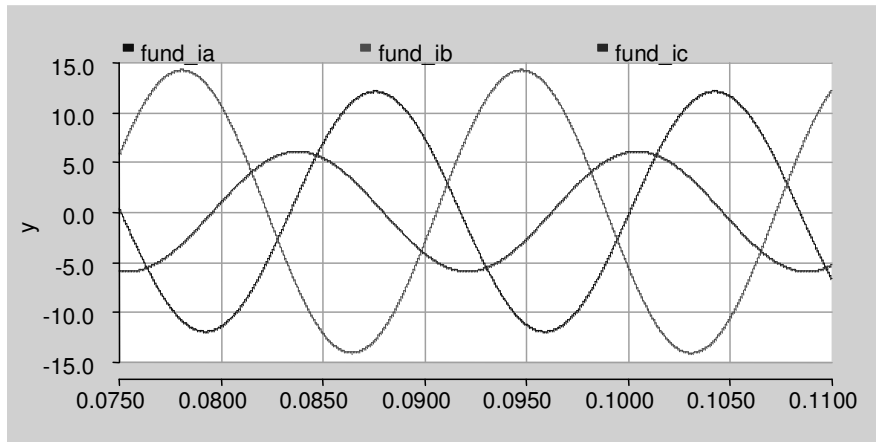


Figura 4.35: Componentes fundamentais das correntes I_A , I_B e I_C .

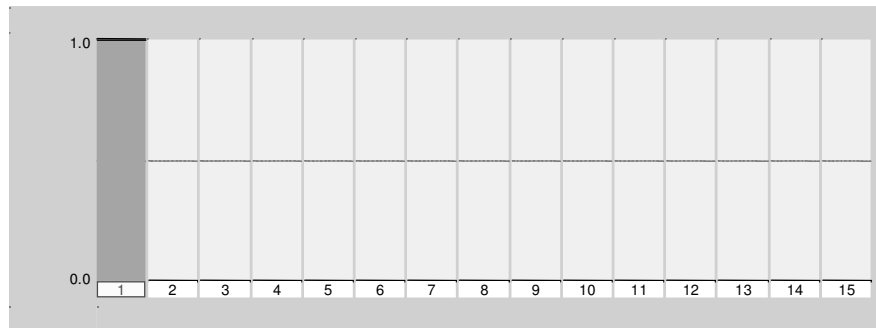


Figura 4.36: Distorções harmônicas da tensão de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.18: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00810298

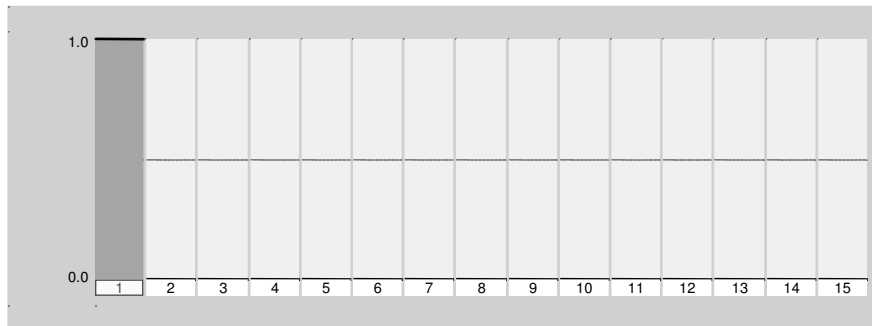


Figura 4.37: Distorções harmônicas da tensão de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.19: Distorções harmônicas em V_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_B	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00355776

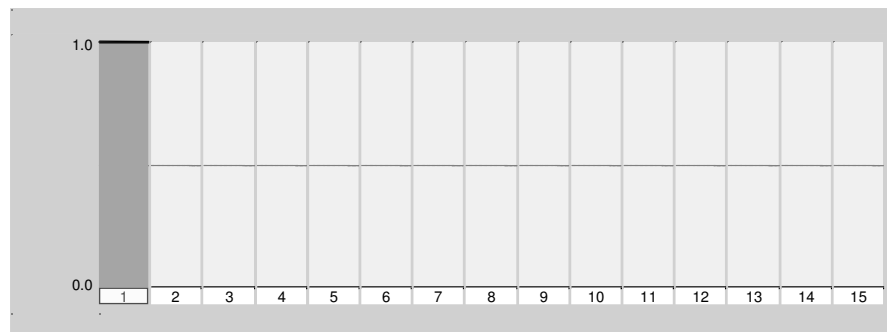


Figura 4.38: Distorções harmônicas da tensão de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.20: Distorções harmônicas em V_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_C	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00784414

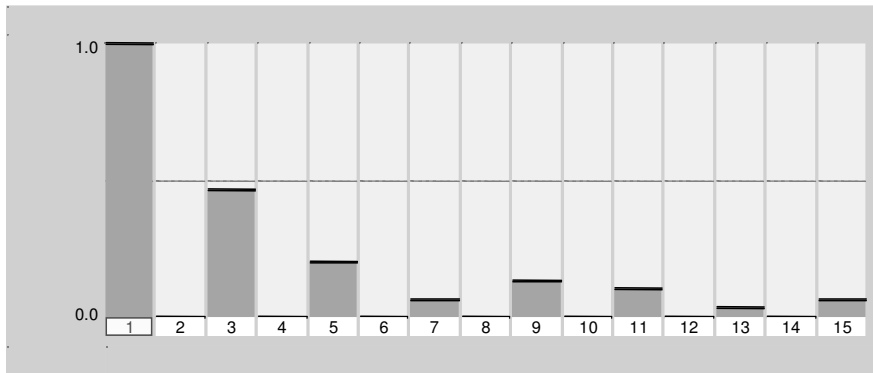


Figura 4.39: Distorções harmônicas da corrente de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.21: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A								
Índice do harmônico	1	3	5	7	9	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.4556	0.1965	0.0558	0.1346	0.1013	0.0272	0.0558
THD em p.u.	0.530579							

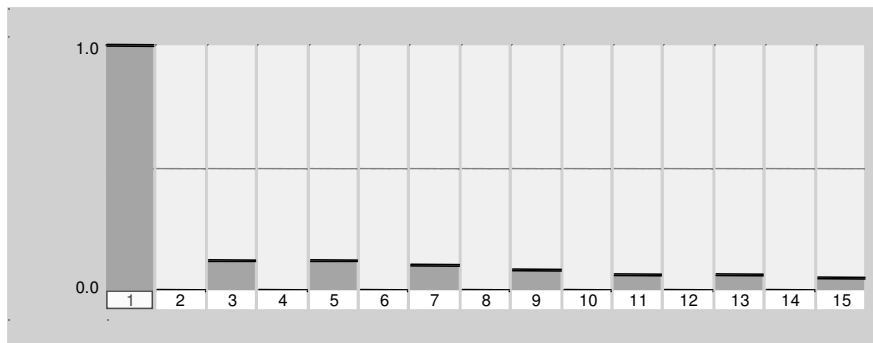


Figura 4.40: Distorções harmônicas da corrente de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.22: Distorções harmônicas em I_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_B								
Índice do harmônico	1	3	5	7	9	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.1205	0.1174	0.1007	0.0772	0.0611	0.0566	0.0544
THD em p.u.	0.233023							

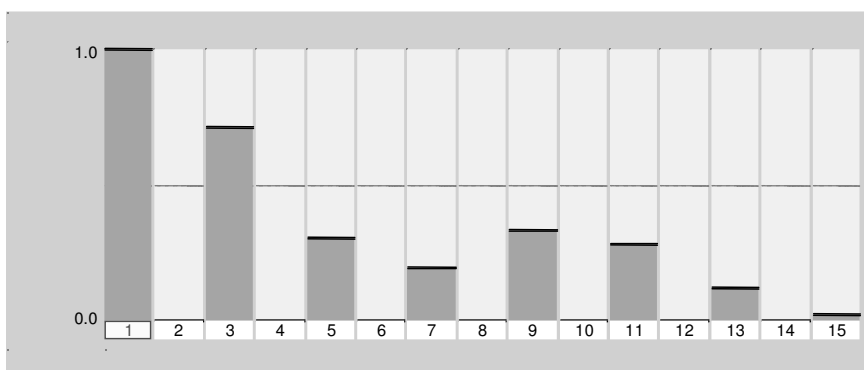


Figura 4.41: Distorções harmônicas da corrente de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$

Tabela 4.23: Distorções harmônicas em I_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_C								
Índice do harmônico	1	3	5	7	9	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.7150	0.3005	0.1903	0.3329	0.2817	0.1168	0.0214
THD em p.u.	0.917608							

Para o terceiro tipo de controle, com diferentes valores de α_1 , α_2 e α_3 , é possível gerar desbalanço de amplitude das correntes de fase e assimetria angular entre as correntes de fase, de acordo com a estratégia de controle proposta, conforme o exemplo da figura 4.35, para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$. Com isto as correntes de fase não permanecem defasadas em 120° elétricos (figura 4.35).

O THD_I de cada fase, bem como as gerações harmônicas individuais de cada fase são diferentes umas das outras, devido a estratégia de controle proposta. O valor do THD_I de cada fase varia bastante, chegando a 0.530579 para fase A, 0.233023 para a fase B, 0.917608 para a fase C, para o caso de $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Pode-se também observar que o valor de THD_V quase não é alterado, apesar de ser diferente de uma fase para outra, mas continuando abaixo de 1%.

Outra característica deste controle é a geração de todos os harmônicos ímpares de $h=3$ até $h=15$, como pode ser observado nas figuras 4.39 a 4.41.

4.3.3.2) Carga do conversor resistiva e indutiva

Para o controle 3, com a carga do conversor resistiva e indutiva, são mostrados nas figuras 4.42 a 4.52 e tabelas 4.24 e 4.29, os resultados de simulações para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$ em relação as formas de onda da tensão e corrente de fase, a relação entre as correntes de fase e suas componentes fundamentais, bem como dos valores de distorções harmônicas geradas de tensão e corrente de fase.

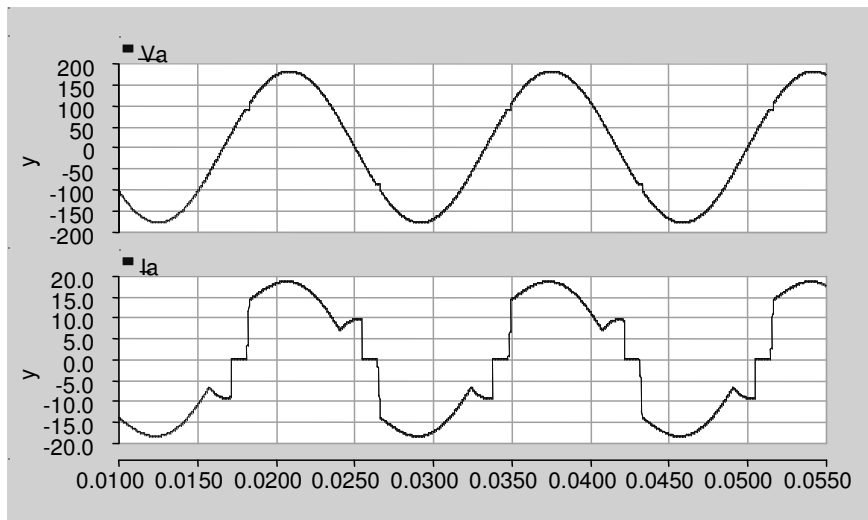


Figura 4.42: Tensão e corrente de fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$

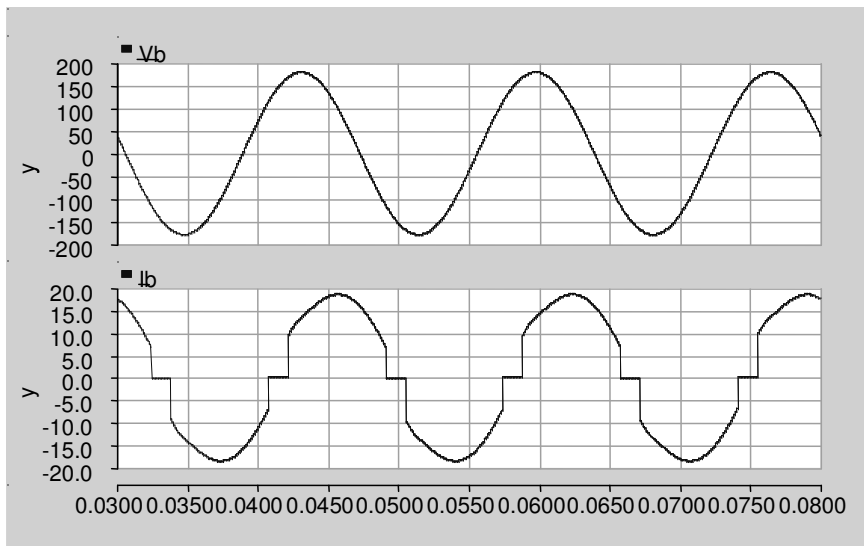


Figura 4.43: Tensão e corrente de fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$

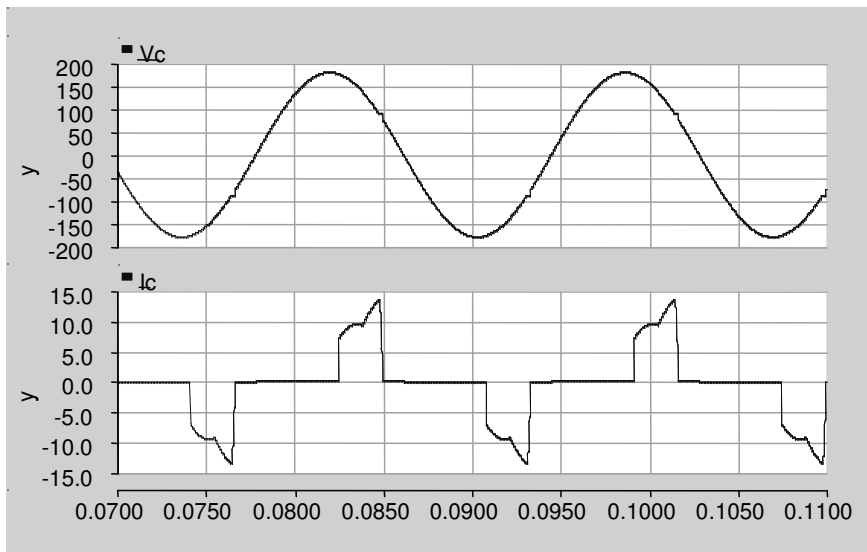


Figura 4.44: Tensão e corrente de fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

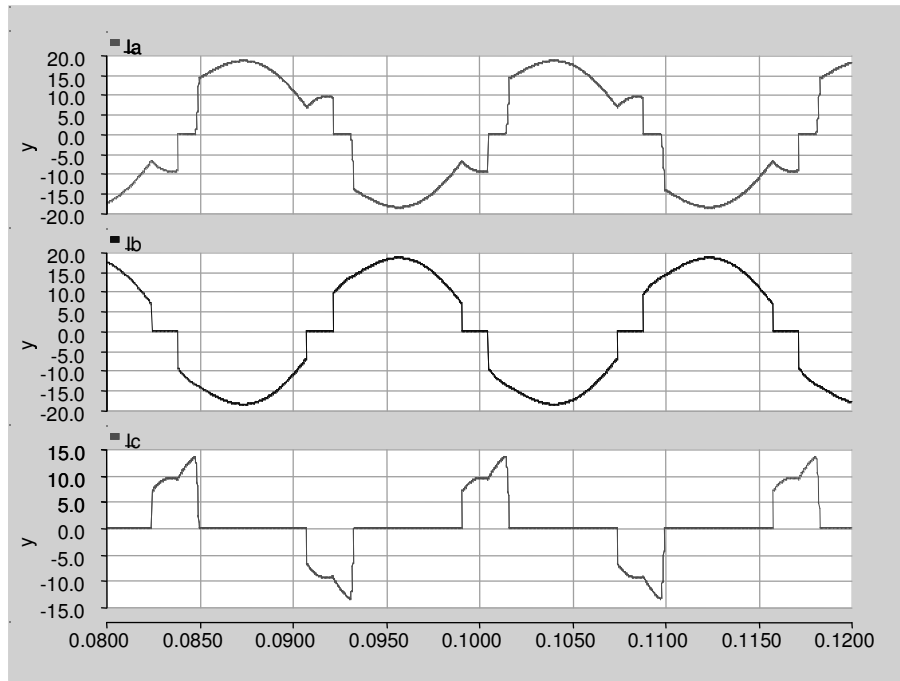


Figura 4.45: Corrente das fases A, B e C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

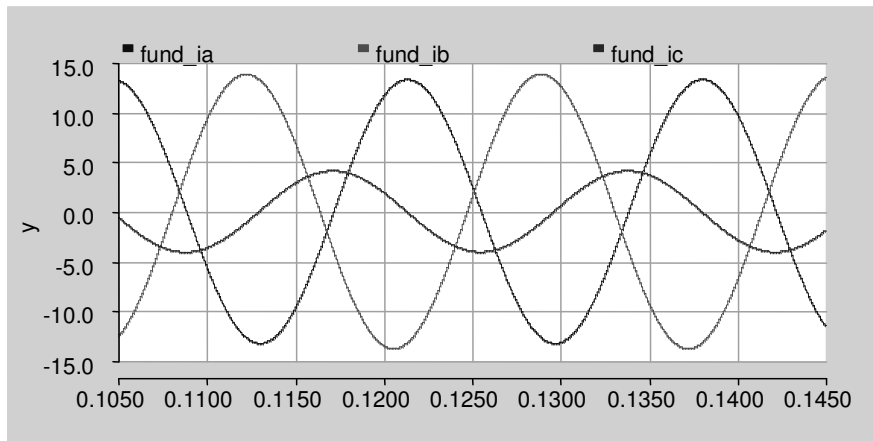


Figura 4.46: Componentes fundamentais das corrente das fases A, B e C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

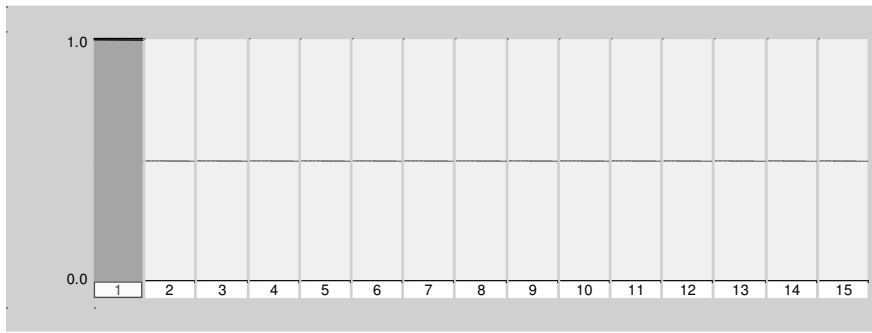


Figura 4.47: Distorções harmônicas da tensão da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.24: Distorções harmônicas em V_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_A	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00521558

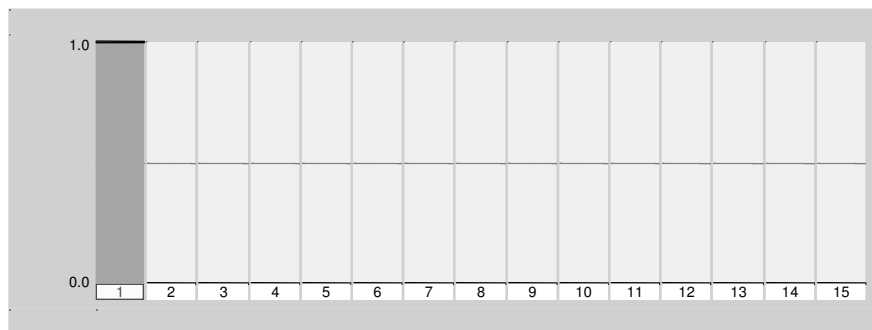


Figura 4.48: Distorções harmônicas da tensão da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.25: Distorções harmônicas em V_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_B	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00133906

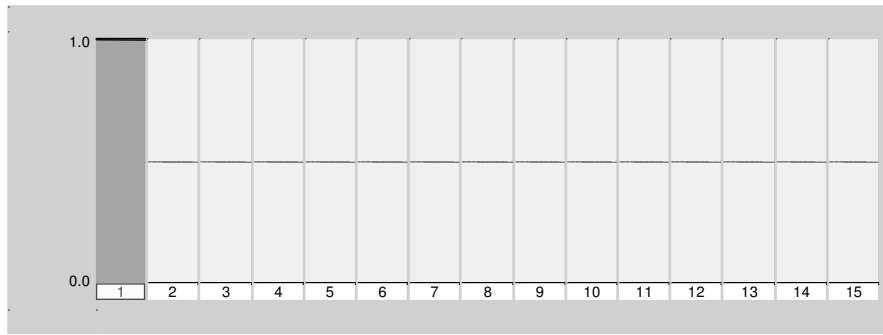


Figura 4.49: Distorções harmônicas da tensão da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.26: Distorções harmônicas em V_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM V_C	
Índice do harmônico	1
Valor em p.u.	1.0
THD em p.u.	0.00506416

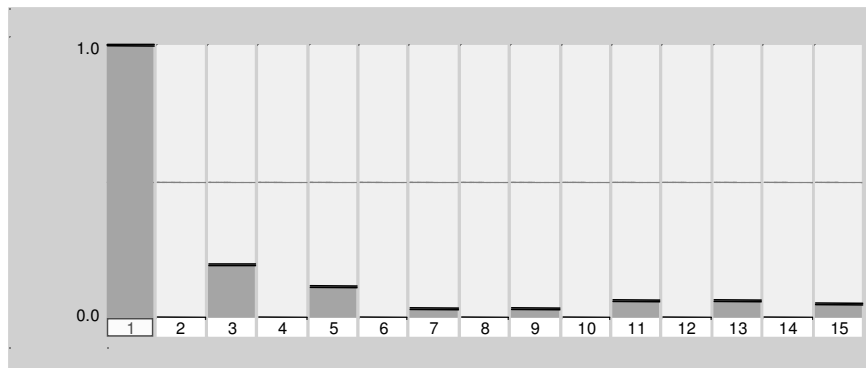


Figura 4.50: Distorções harmônicas da corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.27: Distorções harmônicas em I_A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_A								
Índice do harmônico	1	3	5	7	9	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.1850	0.1136	0.0300	0.0301	0.0554	0.0561	0.0517
THD em p.u.	0.240572							

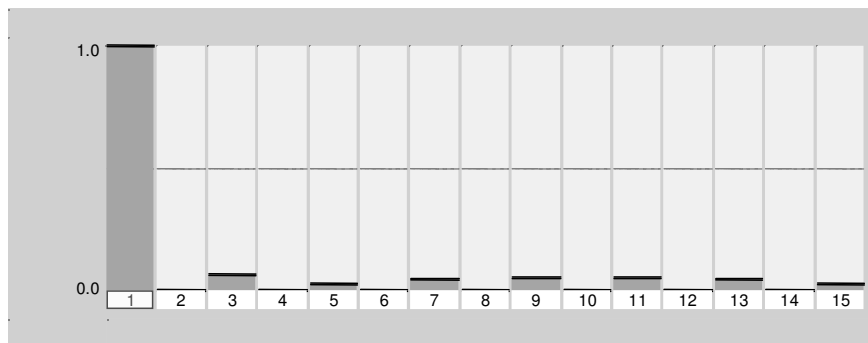


Figura 4.51: Distorções harmônicas da corrente da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.28: Distorções harmônicas em I_B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_B								
Índice do harmônico	1	3	5	7	9	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.0510	0.0197	0.0438	0.0545	0.0509	0.0379	0.0248
THD em p.u.	0.116049							

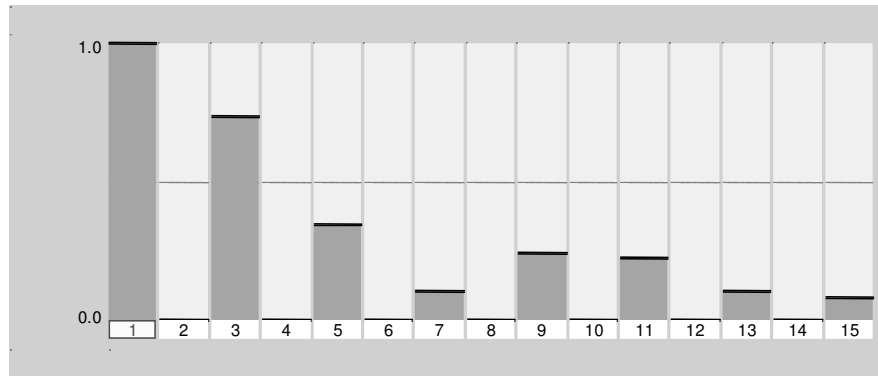


Figura 4.52: Distorções harmônicas da corrente da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Tabela 4.29: Distorções harmônicas em I_C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

DISTRORÇÕES HARMÔNICAS EM I_C								
Índice do harmônico	1	3	5	7	9	11	13	15
Valor em p.u.	1.0	0.7351	0.3360	0.1025	0.2439	0.2208	0.1018	0.0841
THD em p.u.	0.88856							

Também para o terceiro controle, com a mudança da carga do conversor a tiristor de puramente resistiva para resistiva e indutiva, os valores de geração harmônica são diminuídos em cada fase, onde o THD_I da fase A mudou, com a adição do elemento indutivo, de 0.530579 para 0.240572, já para a fase B a geração harmônica diminuiu de 0.233023 para 0.116049, e na fase C de 0.917608 para 0.88856, devido à influência do indutor.

Também pode ser observado que os valores das componentes fundamentais das correntes de fase mudam de acordo com a carga do conversor, onde com a troca de uma carga puramente resistiva para resistiva e indutiva, o valor da amplitude da componente fundamental de I_A aumenta, ao contrário da amplitude da componente fundamental de I_C que diminui, conforme mostrado nas figuras 4.35 e 4.46.

Os valores de THD_V quase não são alterados, permanecendo abaixo de 1%.

4.4) Conclusão sobre os controles propostos e as simulações realizadas

Os algoritmos de controle propostos foram capazes de gerar distúrbios variados, de acordo com o controle utilizado, proporcionando um comportamento controlado da não linearidade da carga projetada.

De acordo com os resultados das simulações realizadas para os três controles propostos, em todos os casos é possível controlar a geração de harmônicos de corrente, com a variação dos ângulos de disparo dos tiristores, onde os tipos de harmônicos e suas amplitudes podem ser variados com a mudança do algoritmo de controle utilizado.

Como características principais de cada controle, temos que, para o controle 1 (“Controle por Alfa Único”) é possível controlar o valor do fator de potência indutivo da carga não-linear composta pelo conversor trifásico. Para o controle 2 (“Controle por Dois Alfas”) é possível gerar de forma controlada a assimetria da forma de onda da corrente. Já para o controle 3 (“Controle por Três Alfas”) obtêm-se o controle do desbalanço das amplitudes das correntes de fase.

CAPÍTULO 5: Resultados Experimentais

5.1) O microcontrolador e circuitos auxiliares

Após o desenvolvimento de algoritmos de controle adequados, para a implementação prática de uma carga não-linear controlada, utilizando uma ponte trifásica a tiristor, alguns circuitos auxiliares foram necessários, bem como o uso de um microcontrolador. Os circuitos auxiliares, o tipo de microcontrolador e a lógica de programação utilizada para o controle da carga desenvolvida são mostrados a seguir.

Para evitar problemas de falhas de conexão elétrica de fios e componentes, foram projetadas e confeccionadas placas de circuito impresso para quase todos os circuitos auxiliares ao acionamento dos tiristores, medição e condicionamento de tensão, onde a única exceção é o circuito auxiliar do microcontrolador, que foi feito utilizando um *protoboard* para as conexões de alimentação, entrada e saída.

O projeto do esquemático e do layout das placas de circuito impresso utilizadas foram feitos através dos *softwares Capture Cis e Layout Plus da Orcad Family*.

5.1.1) O microcontrolador, o compilador e o software de gravação

5.1.1.1) O microcontrolador PIC

O ângulo de disparo dos tiristores, assim como a lógica de disparo dos mesmos são controlados por um microcontrolador, onde para este projeto foi utilizado um microcontrolador da família PIC.

O microcontrolador utilizado possui como linguagem de programação a linguagem C.

O fato das bibliotecas disponíveis para o PIC possuírem funções úteis, cuja linguagem é de fácil utilização, juntamente com a interface amigável do compilador, isto facilita a codificação do algoritmo na linguagem escolhida, nesse caso C, como também na depuração de erros.

O modelo de PIC utilizado foi o 18F4520 da *Microchip*, que é um microcontrolador de 8 bits com diversos recursos, tais como: pinos de I/O, canais A/D, timers internos, etc.

5.1.1.2) O compilador

O compilador utilizado foi o CCS, uma vez que ele possui um ambiente integrado de desenvolvimento (IDE) para o sistema operacional Windows e suporta o microcontrolador PIC. Este compilador também possui grande diversidade de funções e bibliotecas da linguagem C.

5.1.1.3) O software de Gravação

O MPLAB foi o software utilizado para a gravação no PIC. Este software permite a gravação de algoritmos compilados em formato “.hex” no microcontrolador.

5.1.2) Algoritmo de controle utilizado

Através da interrupção pelo timer interno do PIC (`#int_timer0`), é feita aquisição dos sinais de tensão das três fases da fonte trifásica. Estes sinais são comparados entre si, de tal forma que a cada vez que um dos tiristores estiverem em condições de serem acionados, uma variável de controle é colocada em nível lógico alto, por exemplo:

```
if ((Va>Vc) && (Vc>Vb)) // dispara T1
{
    T1=1;
    T3=0;
    T5=0;
    return(0);
}
```

Neste caso, quando a tensão de fase Va é maior que todas, o tiristor T1 pode ser disparado, e a variável T1 fica em nível lógico alto. Como apenas uma das chaves superiores do conversor fica fechada por vez, para não causar um curto na fonte, coloca-se as variáveis de controle dos tiristores T3 e T5 em nível lógico baixo.

Para o ângulo de disparo dos tiristores são utilizadas variáveis que funcionam como um contador, que incrementa de valor a cada interrupção. A variável *talfa1*, por exemplo, está associada ao tempo em μ s que corresponde ao ângulo de disparo do tiristor T1, onde esta variável é um

número inteiro que equivale a quantas interrupções devem ocorrer de modo a corresponder com o ângulo de disparo desejado. Já a variável *talfal_ref* é o tempo de referência do disparo do tiristor, que está relacionada com o ângulo de disparo desejado.

A cada interrupção o valor de *talfal* é incrementado até que seja igual ou superior a *talfal_ref*. Enquanto ainda não foi alcançado o tempo relacionado ao ângulo de disparo, o pino de acionamento do tiristor 1 permanece em nível lógico alto, o que corresponde a nenhum sinal de disparo uma vez que o driver possui lógica inversa de acionamento.

Quando o tempo relacionado ao ângulo de disparo desejado é alcançado, a variável auxiliar *T1_ok* é colocada em nível lógico alto. Enquanto *T1_ok* é zero, *talfal* continua sendo incrementada.

Quando *T1_ok* for igual a 1, o tiristor T1 é disparado, ou seja, o pino que aciona o T1 fica em nível lógico baixo, durante um tempo *Ton*, que está relacionado a variável *aux1*.

A variável *aux1* é um contador que incrementa, a cada interrupção, até que supere o valor de *Ton*. Quando *aux1* é maior que *Ton*, o pino que aciona T1 é colocado em nível lógico alto (nenhum sinal de disparo no tiristor), o valor de *aux1* é igualado a zero e a variável auxiliar *aux_T1* é colocada em nível lógico alto, desabilitando o bloco de comandos que aciona o T1.

Como algumas variáveis precisam ser novamente colocadas em nível lógico baixo, como *T1_ok* e *aux_T1*, isto é feito quando o próximo tiristor que é acionado para tensão positiva for acionado, neste caso, isto é feito para quando o tiristor T3 for acionado, ou seja quando *T3=1*.

Esta lógica de programação pode ser vista na parte do código de programação utilizado, que corresponde ao tiristor T1, que é mostrado a seguir:

```
if(T1==1)
{
    T5_ok = 0;
    aux_T5 = 0;
    if((talfal) < (talfal_ref) && (T1_ok == 0))
    {
        output_high(pin_b1);
    }
    if((talfal) >= (talfal_ref))
    {
        talfal = 0;
    }
}
```

```

    T1_ok=1;
}
if((T1_ok) == 0)
{
    talfa1 = talfa1 + 1;
}
}
if((T1_ok == 1) && (aux1 <= Ton) && (aux_T1 == 0))
{
    output_low(pin_b1);
    output_low(pin_b6);
    aux1 = aux1 + 1;
}
if (aux1 > Ton)
{
    aux1 = 0;
    aux_T1 = 1;
    output_high(pin_b1);
    output_high(pin_b6);
}

```

Como dois tiristores sempre devem estar em condução, para que haja corrente fluindo pela carga, então sempre que um dos tiristores for acionado, em seu respectivo ângulo de acionamento, por segurança, foi colocado no código de programação o acionamento do par do tiristor em questão, ou seja, para o caso do tiristor T1, quando o seu ângulo de disparo for alcançado, o tiristor 6 também deve estar conduzindo pois se isto não ocorrer não haverá corrente fluindo. Desta forma, por exemplo, para o caso do tiristor T1, quando T1 é acionado o T6 também recebe um pulso de corrente para garantir que a corrente flua por estes tiristores.

A mesma análise feita para o tiristor T1 pode ser feita para todos os tiristores, mudando apenas o número de identificação da variável, por exemplo, para o tiristor T2 as variáveis são talfa2, talfa2_ref, T2_ok, aux2 e aux_T2, ou deve-se mudar o par adequado do tiristor a ser acionado.

O uso deste código de programação permite um erro de disparo cujo valor é igual ao valor da interrupção, já que a variável que incrementa o tempo de disparo é incrementada a cada interrupção. Para os experimentos realizados em bancada foi utilizado a interrupção do timer 0 com o valor de 170us, o que corresponde num erro máximo de disparo de aproximadamente 3,7°. O código fonte de programação pode ser visto de forma completa no apêndice 1.

5.1.3) Circuitos auxiliares ao funcionamento da carga não-linear

5.1.3.1) Driver

Para montar um protótipo da carga não-linear se fizeram necessários, além da utilização de um microcontrolador, o projeto e o uso de um driver para o acionamento dos tiristores (figura 5.1). O driver é o circuito destinado a fazer a interface elétrica entre o circuito de potência (conversor) e o circuito de controle (PIC).

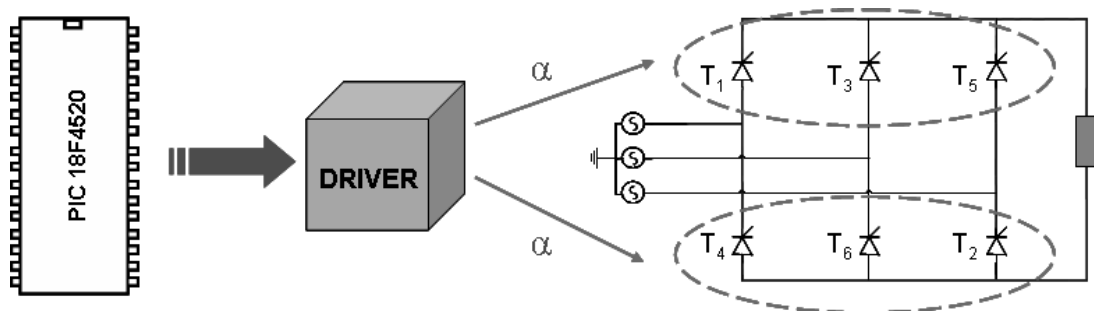


Figura 5.1: Acionamento dos tiristores pelo driver.

O Driver projetado é constituído de um circuito *buffer*, opto-acopladores, um circuito darlington, um transformador de pulso, um diodo e um filtro, como pode ser visto na figura 5.2.

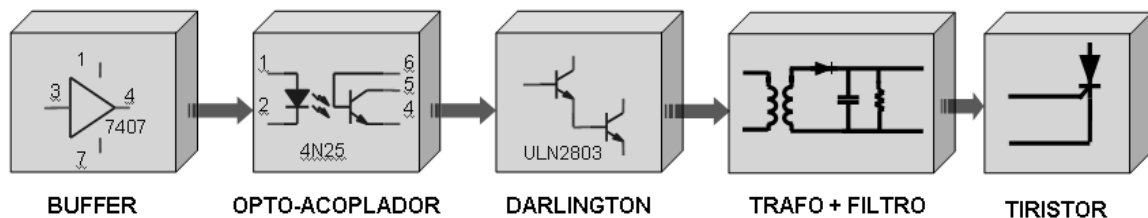


Figura 5.2 : Componentes do *driver* de acionamento dos tiristores.

O *buffer* (7407) tem a função de oferecer um ganho de corrente ao sinal proveniente do PIC para acionar os opto-acopladores (4N25). O opto-acoplador tem a função de fazer a isolação elétrica entre o circuito de controle e o circuito de potência, onde o sinal é transmitido através de um acoplamento ótico. Posteriormente ao opto-acoplador o sinal elétrico de saída é amplificado por um circuito darlington presente no circuito integrado ULN2803.

Como o tiristor é uma chave semicondutora acionada por pulsos de correntes, após o ULN2803 foi colocado um transformador cuja relação de transformação é de 2:1, para que seja possível dobrar o valor da corrente para alcançar um valor de corrente superior a 200mA, uma vez que o tiristor utilizado (SKKT 253) necessita no mínimo de 200mA para ser acionado.

O diodo utilizado após o transformador de pulso garante a unidirecionalidade da corrente de disparo.

O Capacitor do filtro, conectado entre o *gate* e o catodo do tiristor, remove componentes de ruídos de alta frequência evitando disparos indevidos por estes ruídos [31]. Este capacitor é importante quando um trem de pulsos é utilizado para o disparo dos tiristores, uma vez que os tiristores não conseguem responder a pulsos muito rápidos em seu *gate*, com isto a utilização deste capacitor faz com que exista um valor médio de corrente capaz de acionar os tiristores quando a frequência desse trem de pulsos for alta.

O resistor utilizado, conectado em paralelo com o capacitor do filtro, tem a finalidade de reduzir o tempo de desligamento do tiristor [31].

Um ponto relevante a ser considerado sobre o *driver* projetado é a sua característica de lógica inversa de funcionamento, ou seja, para sinais de tensão de entrada em nível lógico alto (24V), o sinal de saída é em nível lógico baixo (0V), e para sinais nulos de entrada (nível lógico baixo), o sinal de saída é 24V (nível lógico alto). Desta forma, no código de programação do microcontrolador, devem-se colocar em nível lógico baixo os pinos utilizados para disparar os tiristores, quando for necessário o disparo dos mesmos.

5.1.3.2) Circuito de medição de tensão e condicionamento de sinais

O circuito de medição de tensão é composto por três sensores de medição de tensão (LV 25-P), um circuito auxiliar ao sensor, um circuito que promove um pré-condicionamento do sinal, diminuindo a amplitude do sinal e melhorando a relação sinal x ruído, e outro circuito que condiciona os sinais a valores entre 0 e 5V.

Este circuito foi projetado de tal forma que é possível medir tensões de até $300V_{RMS}$, de fundo de escala de medição, onde após os sensores de tensão, para o máximo valor de entrada, este sinal passa por um circuito com um amplificador operacional (TL-084), cujo ganho deixa o sinal com o valor de pico a pico de 10V. Posteriormente, após o circuito do amplificador operacional, é aplicado outro ganho de 0,5 e adiciona-se um termo DC, deixando o sinal medido como uma senóide entre 0 e 5V.

A figura 5.3 mostra o microprocessador, os circuitos auxiliares e o conversor trifásico, os quais compõem a carga não-linear projetada.

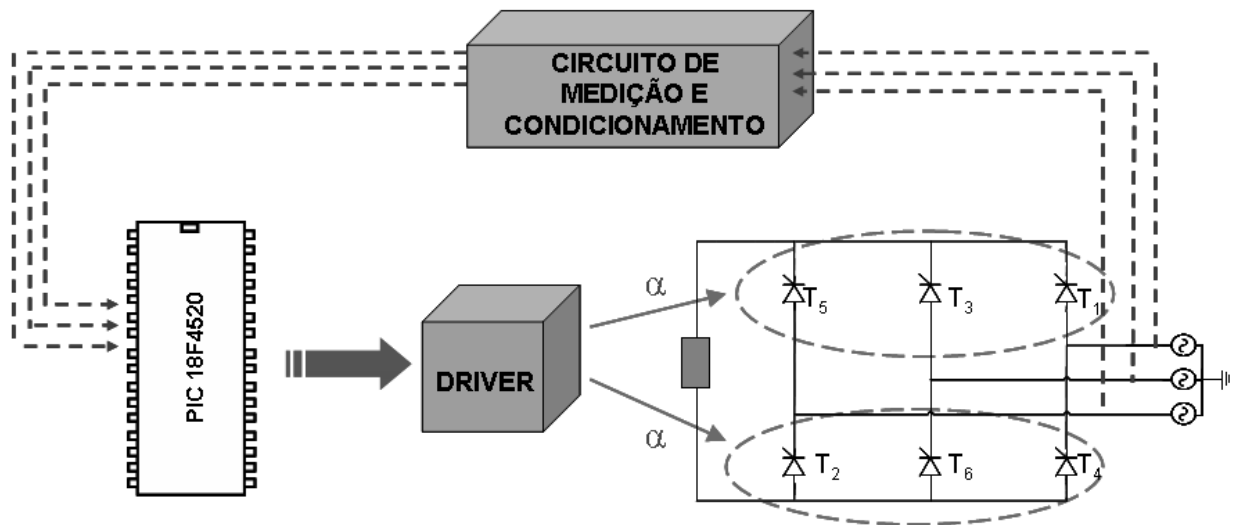


Figura 5.3: Microprocessador, circuitos auxiliares e o conversor trifásico.

Mais detalhes do circuito são mostrados nos esquemáticos presentes no apêndice 2.

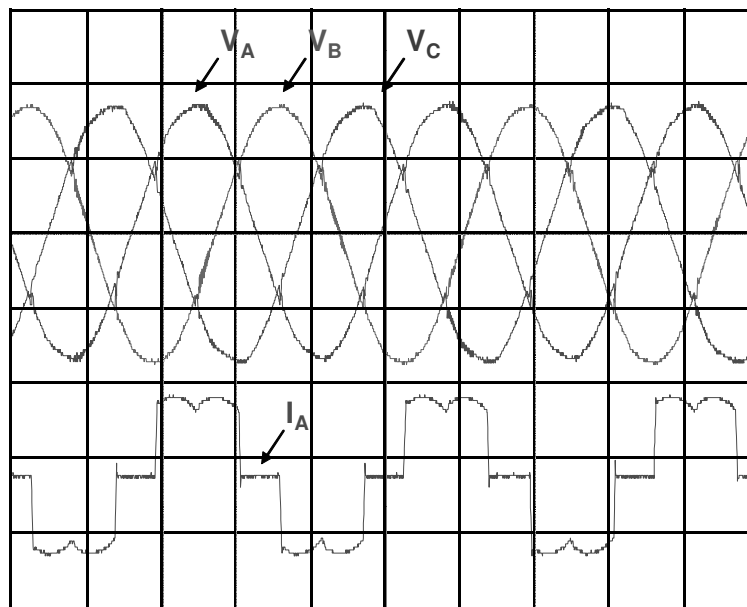
5.2) Formas de onda obtidas pelos controles propostos

Complementando o item 4.3, do capítulo 4, nesta parte do presente trabalho são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente encontrados através da implementação prática da carga não-linear proposta.

5.2.1) Resultados do controle 1

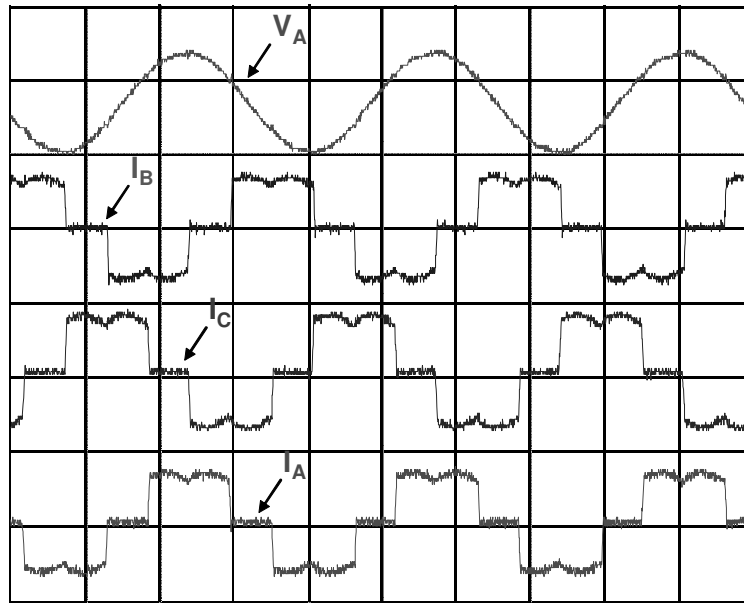
5.2.1.1) Carga do conversor puramente resistiva

Para o controle 1 (“Controle por Alfa Único” ou “Controle do Fator de Potência”), com a carga do conversor puramente resistiva, são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase, encontradas pela implementação prática da carga não-linear proposta, isto pode ser visto nas figuras 5.4 a 5.6 que mostram os resultados para $\alpha=0^\circ$. O mesmo é feito para $\alpha=70^\circ$, como mostrado nas figuras 5.7 a 5.9.



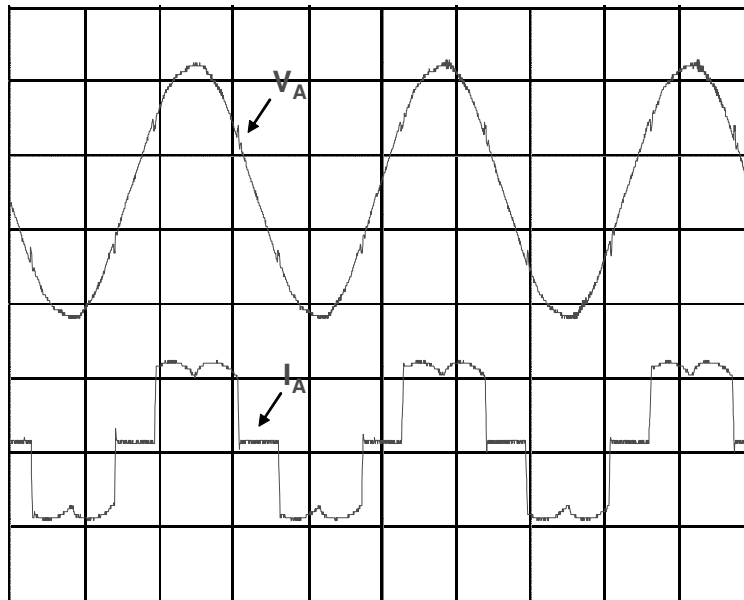
V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div V_C 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div
 V_B 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.4: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.



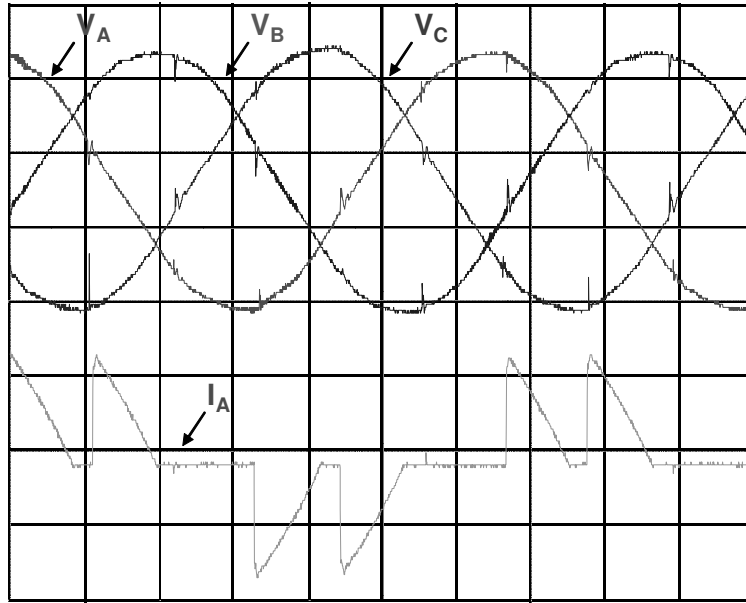
V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 3,2E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 3,2E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 3,2E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.5: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=0^\circ$.

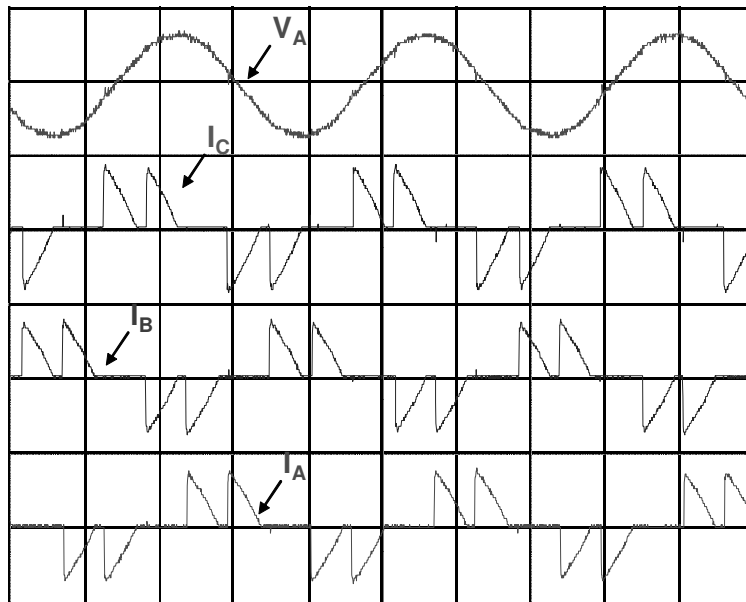


V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.6: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.

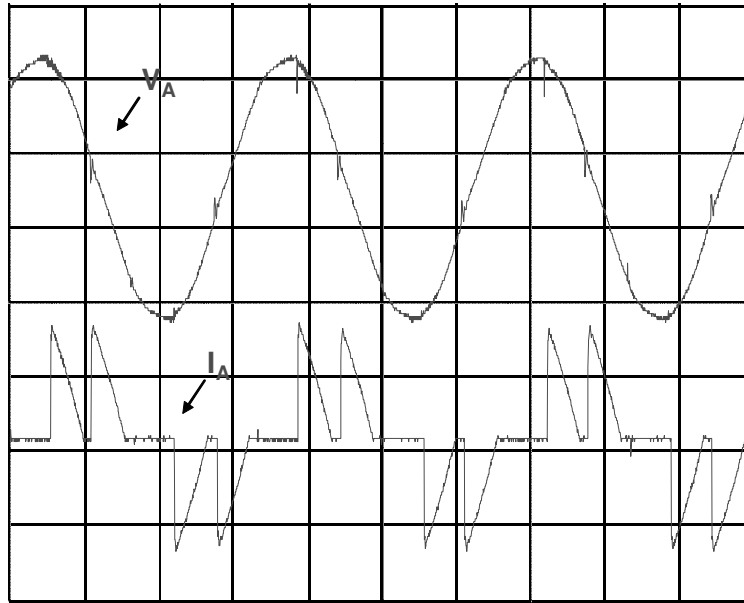


V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_A 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,
 Figura 5.7: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.



V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.8: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=70^\circ$.



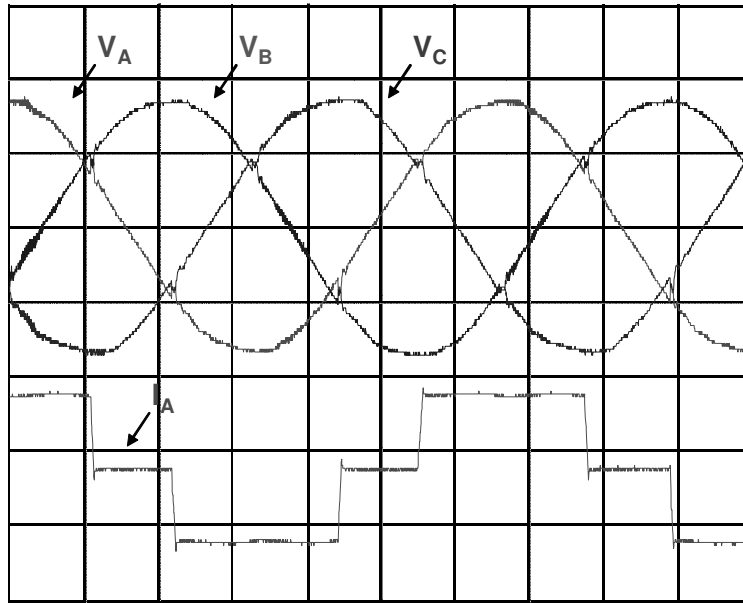
V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 1,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.9: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.

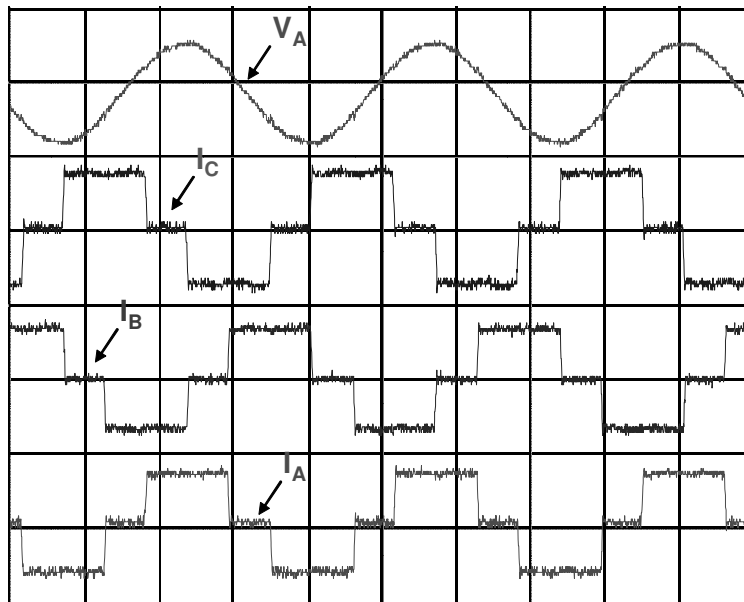
Conforme evidenciado pelas figuras 5.4 a 5.9, para o controle 1, para a carga puramente resistiva, as formas de onda obtidas correspondem com as formas de onda esperadas, de acordo com as simulações realizadas, conforme as figuras 4.11 e 4.14.

5.2.1.2) Carga do conversor resistiva e indutiva

Para o controle 1, com a carga do conversor resistiva e indutiva, são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase nas figuras 5.10 a 5.12, que mostram os resultados para $\alpha=0^\circ$. O mesmo é feito para $\alpha=70^\circ$, como mostrado nas figuras 5.13 a 5.15.

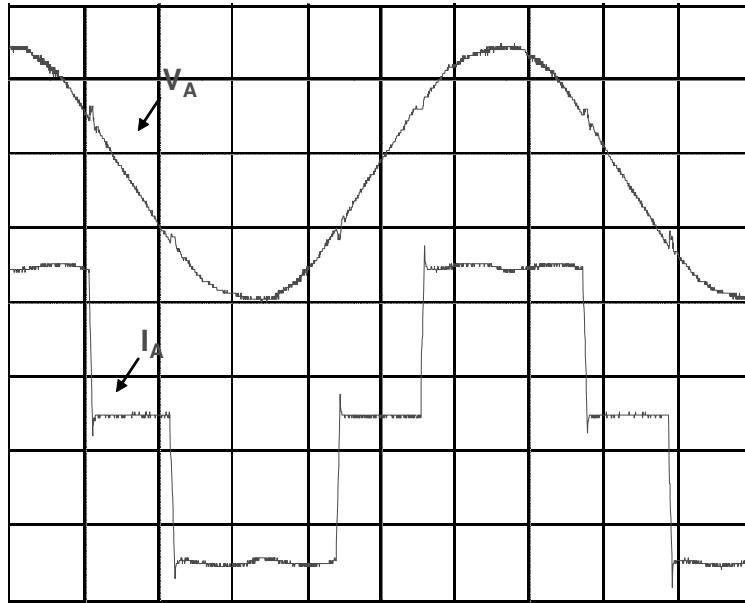


V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_A 2,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,
 Figura 5.10: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.



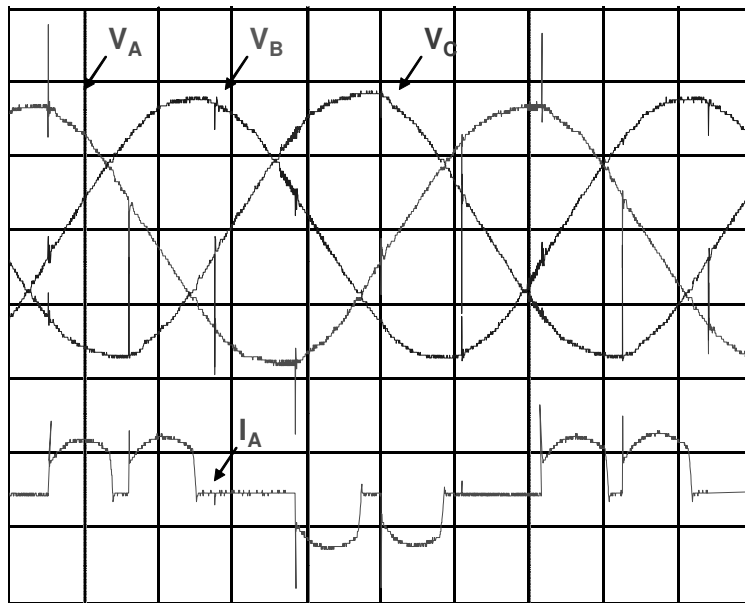
V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 3,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 3,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 3,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.11: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=0^\circ$.



V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 1,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

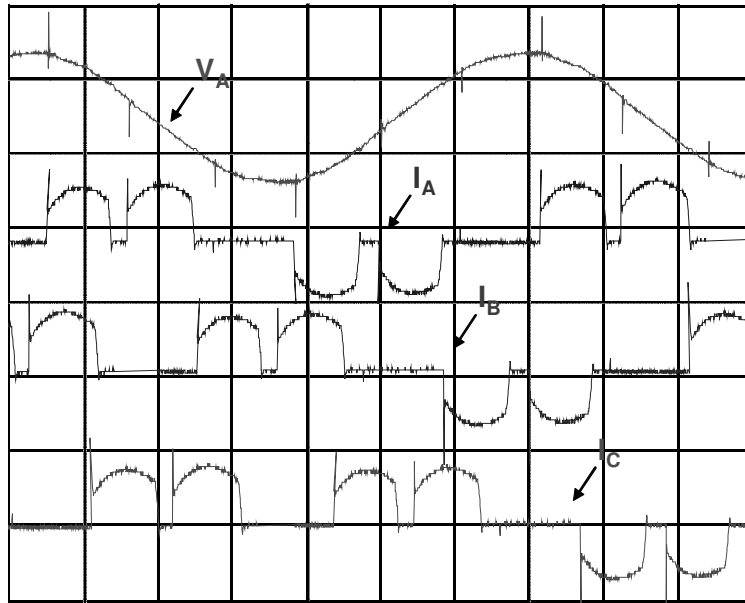
Figura 5.12: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=0^\circ$.



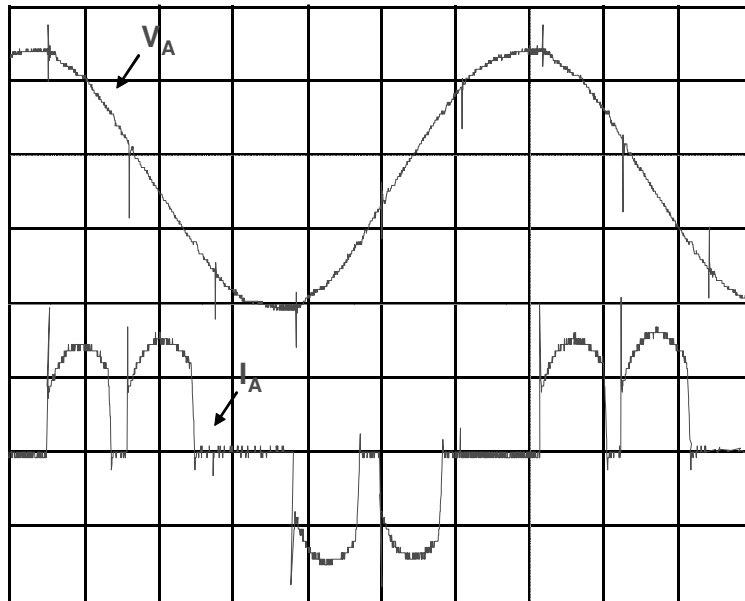
V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,

V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_A 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.13: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.



V_A 2,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_B 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,
 I_A 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div, I_C 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,
 Figura 5.14: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha=70^\circ$.



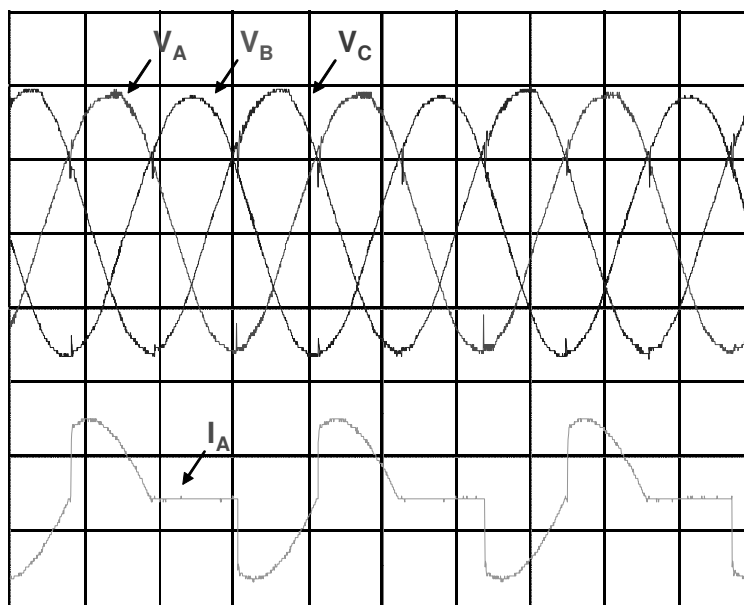
V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div I_A 5,0E0 A/div, 2,5E-3 s/div
 Figura 5.15: Tensão e corrente da fase A para $\alpha=70^\circ$.

Conforme evidenciado pelas figuras 5.10 a 5.15, no controle 1, com uma carga resistiva e indutiva, apenas as formas de onda obtidas para $\alpha=0^\circ$ está conforme o simulado. As formas de onda obtidas para $\alpha=70^\circ$ não correspondem exatamente com as formas de onda esperadas, de acordo com as simulações realizadas, conforme as figuras 4.17 e 4.20. Esta não correspondência entre a forma de onda obtida por simulação e a obtida nos experimentos está na presença de um pequeno período de não condução de corrente, que é evidenciado na comparação das figuras 4.20 e 5.15. Para este fenômeno, até o momento, não foi encontrado nenhuma explicação.

5.2.2) Resultados do controle 2

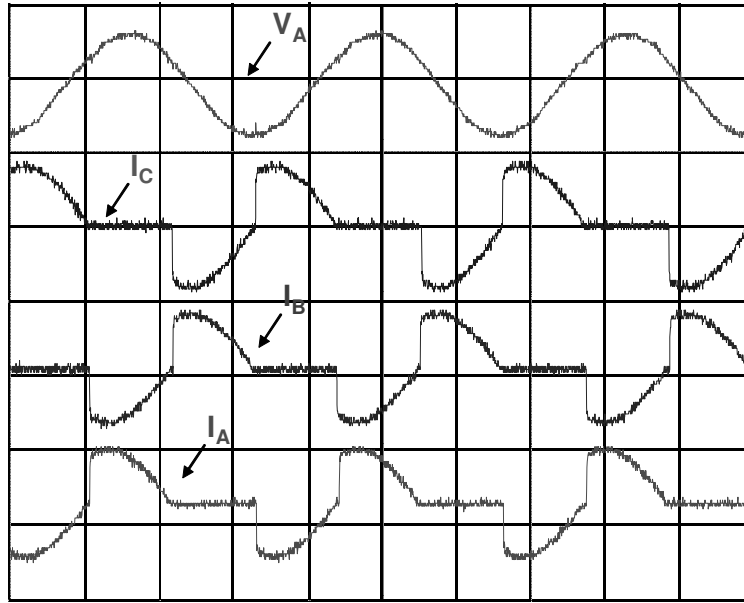
5.2.2.1) Carga do conversor puramente resistiva

Para o controle 2 (“Controle por Dois Alfas” ou “Controle de Assimetria de Corrente”), com a carga do conversor puramente resistiva, são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase nas figuras 5.16 a 5.19, que mostram os resultados para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.



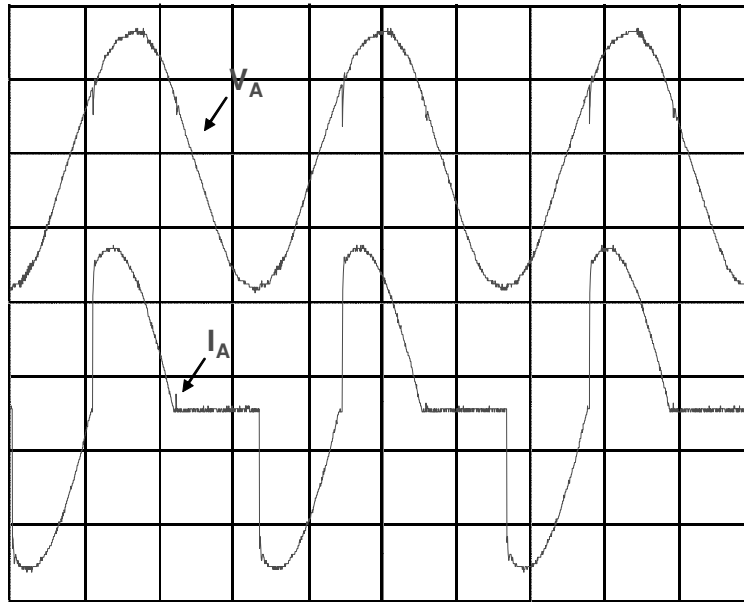
V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div, I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div,

Figura 5.16: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

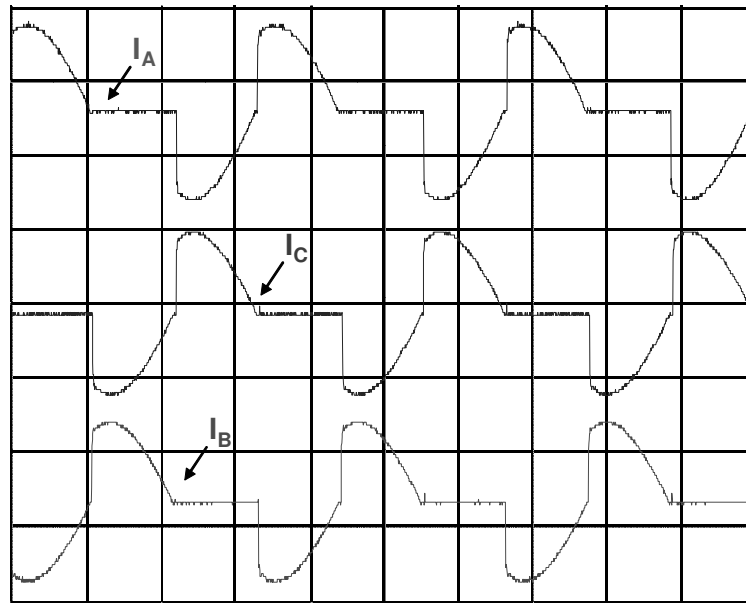


V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 3,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 3,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 3,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.17: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.



V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 1,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 Figura 5.18: Tensão e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.



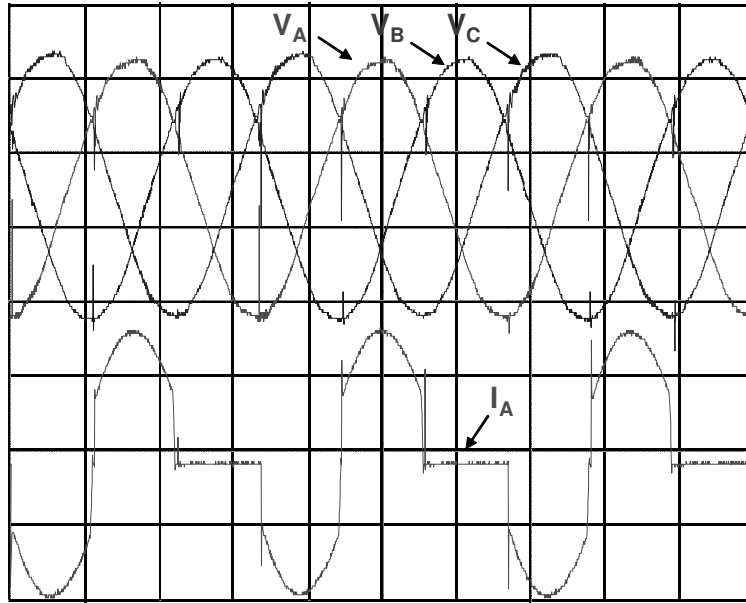
I_A 2,0E1 A/div, 5.0E-3 s/div I_C 2,0E1 A/div, 5.0E-3 s/div
 I_B 2,0E1 A/div, 5.0E-3 s/div

Figura 5.19: Correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Conforme evidenciado pelas figuras 5.16 a 5.19, para o controle 2, para a carga puramente resistiva, as formas de onda obtidas correspondem com as formas de onda esperadas, de acordo com as simulações realizadas, conforme as figuras 4.23 e 4.24.

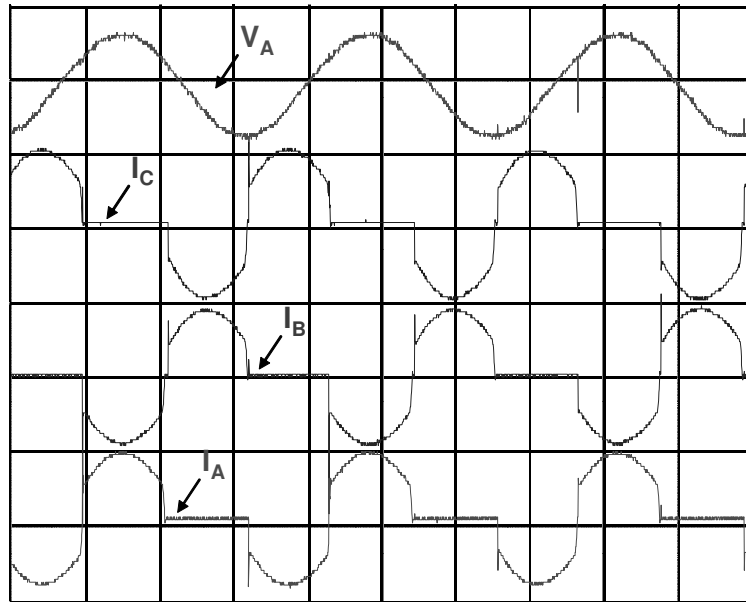
5.2.2.2) Carga do conversor resistiva e indutiva

Para o controle 2, com a carga do conversor resistiva e indutiva, são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase nas figuras 5.20 a 5.22 que mostram os resultados $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.



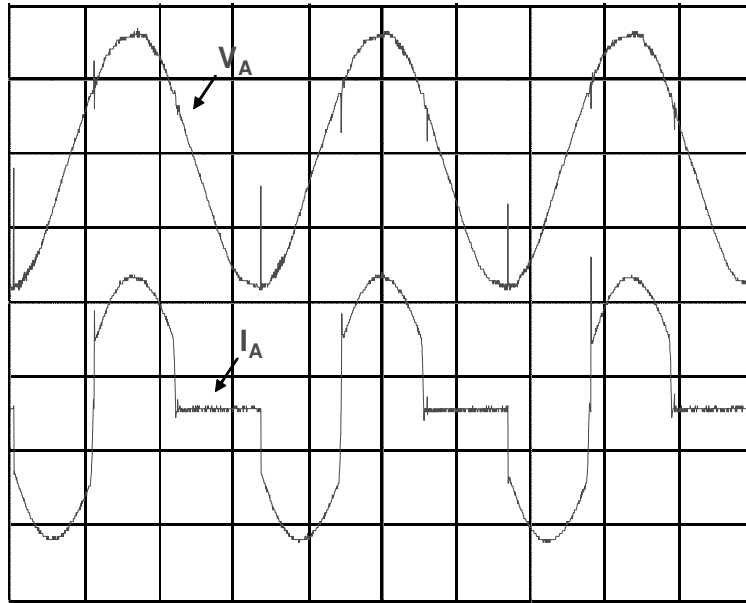
V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div V_C 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div
 V_B 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 1,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.20: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.



V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.21: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.



V_A 1,0E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_A 1,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

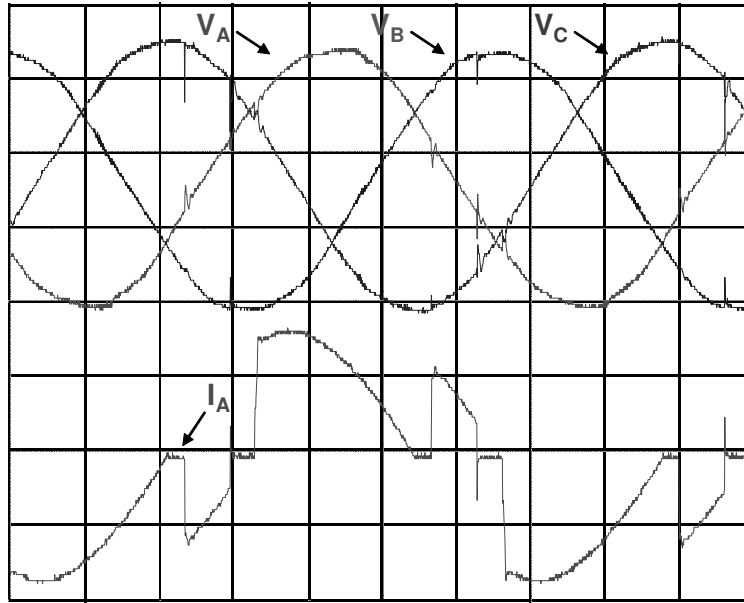
Figura 5.22: Tensão e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Conforme evidenciado pelas figuras 5.20 a 5.22 , para o controle 2, para a carga resistiva e indutiva, as formas de onda obtidas correspondem com as formas de onda esperadas, de acordo com as simulações realizadas, conforme as figuras 4.27 e 4.28.

5.2.3) Resultados do controle 3

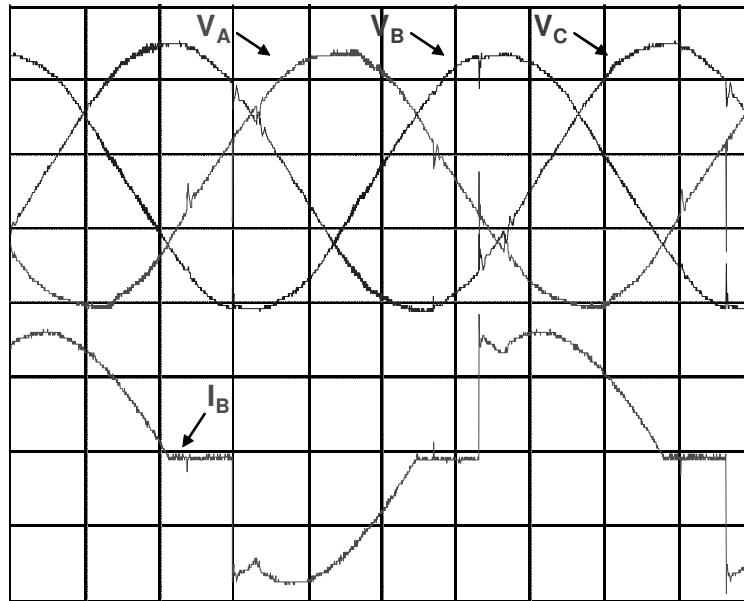
5.2.3.1) Carga do conversor puramente resistiva

Para o controle 3 (“Controle por Três Alfas” ou “Controle de Desbalanço de Corrente”), com a carga do conversor puramente resistiva, são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase nas figuras 5.23 a 5.27, que mostram os resultados para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



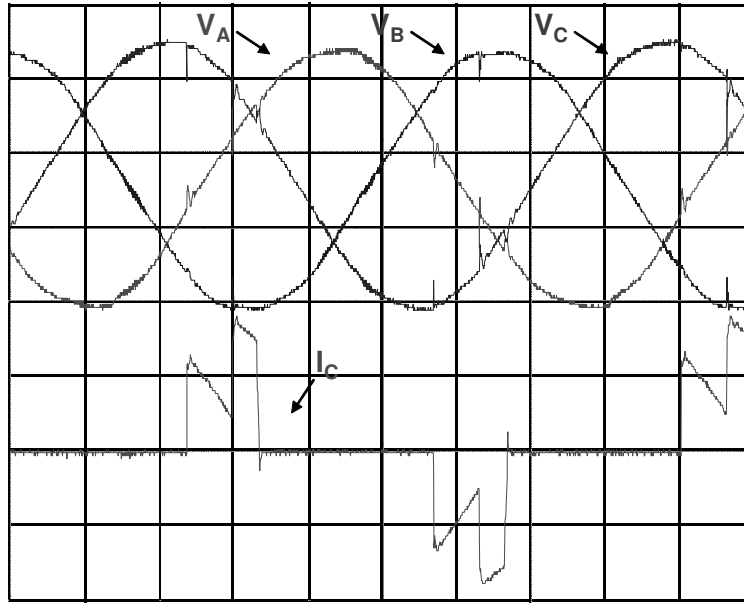
V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_A 1,3E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.23: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



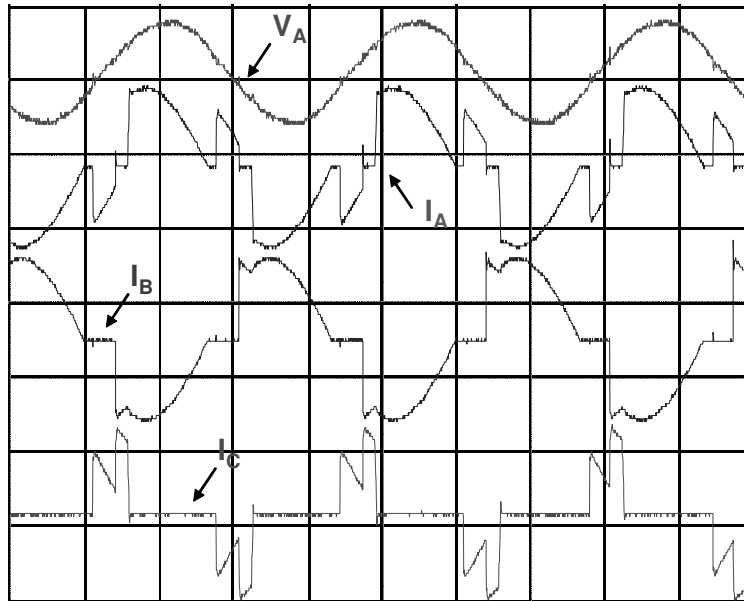
V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_B 1,3E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.24: Tensões de fase e corrente da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_C 1,3E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.25: Tensões de fase e corrente da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.26: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

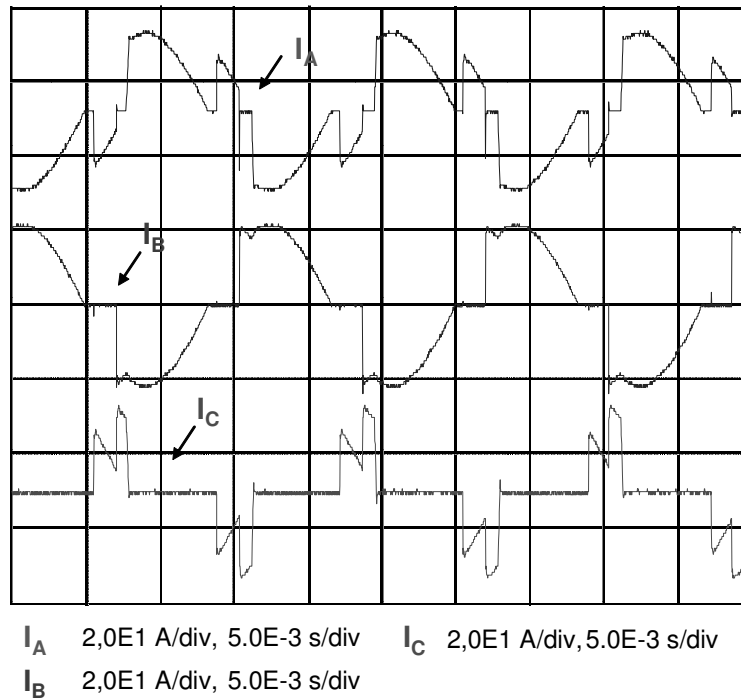
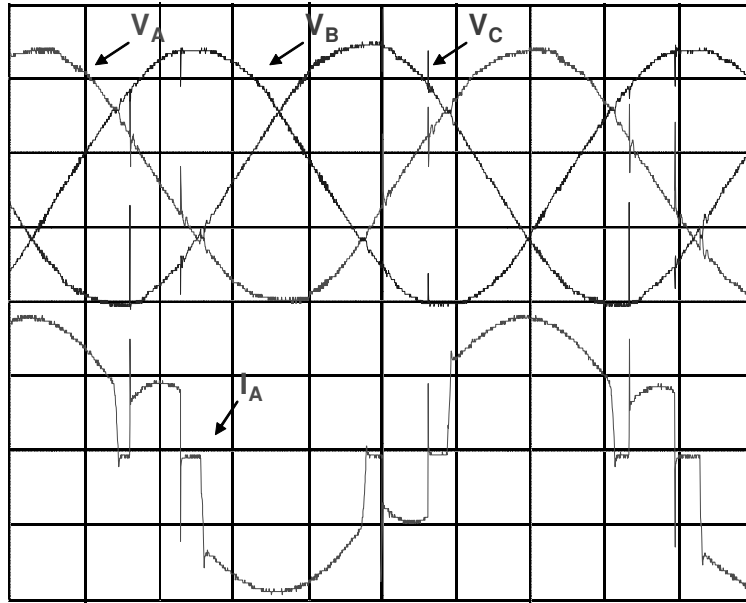


Figura 5.27: Correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Conforme evidenciado pelas figuras 5.23 a 5.27, para o controle 3, para a carga puramente resistiva, todas as formas de onda obtidas correspondem com as formas de onda esperadas, de acordo com as simulações realizadas, conforme as figuras 4.31 a 4.34.

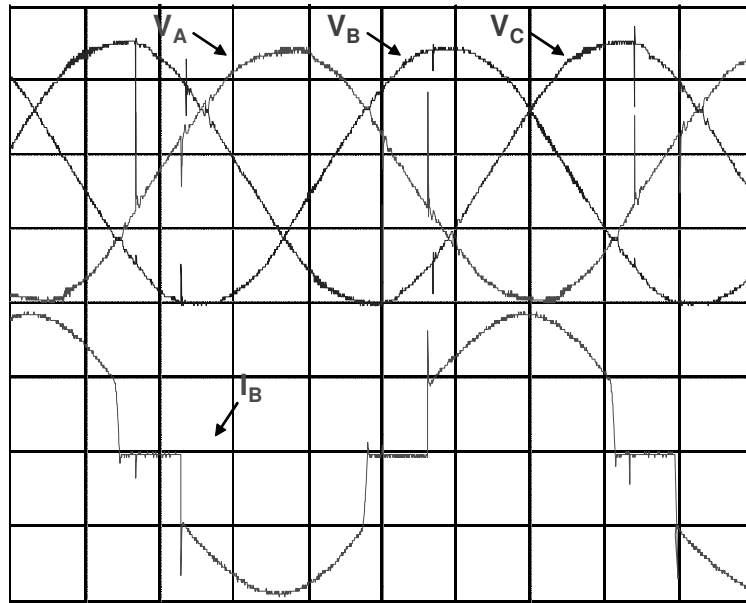
5.2.3.2) Carga do conversor resistiva e indutiva

Para o controle 3, com a carga do conversor resistiva e indutiva, são mostradas as formas de onda da tensão e corrente de fase encontradas pela implementação da carga não-linear, isto pode ser visto nas figuras 5.28 a 5.32 que mostram os resultados para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



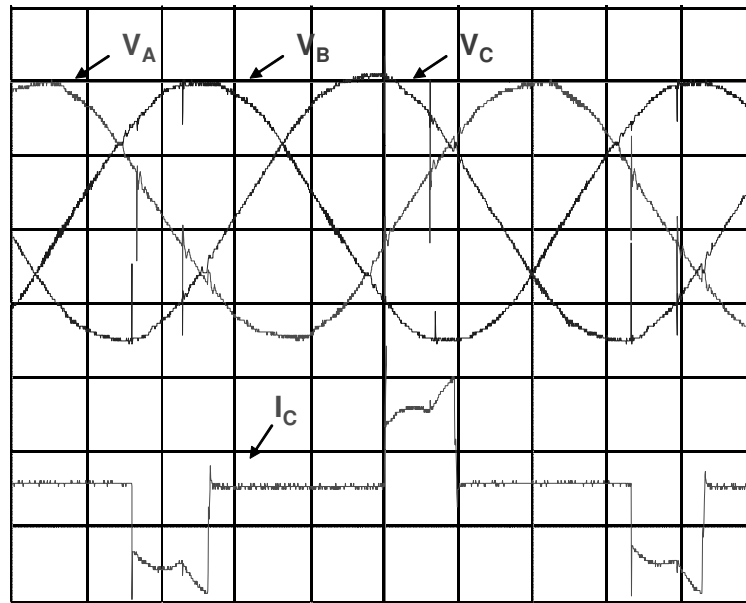
V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_A 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.28: Tensões de fase e corrente da fase A para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



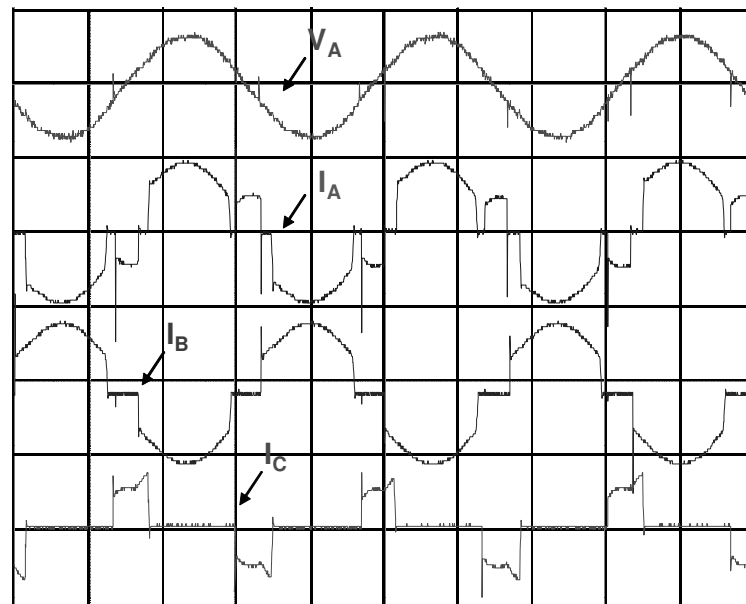
V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_B 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.29: Tensões de fase e corrente da fase B para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



V_A 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, V_C 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div,
 V_B 1,0E2 V/div, 2,5E-3 s/div, I_A 1,0E1 A/div, 2,5E-3 s/div,

Figura 5.30: Tensões de fase e corrente da fase C para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.



V_A 2,5E2 V/div, 5,0E-3 s/div I_B 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div
 I_A 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div I_C 2,0E1 A/div, 5,0E-3 s/div

Figura 5.31: Tensão da fase A e correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

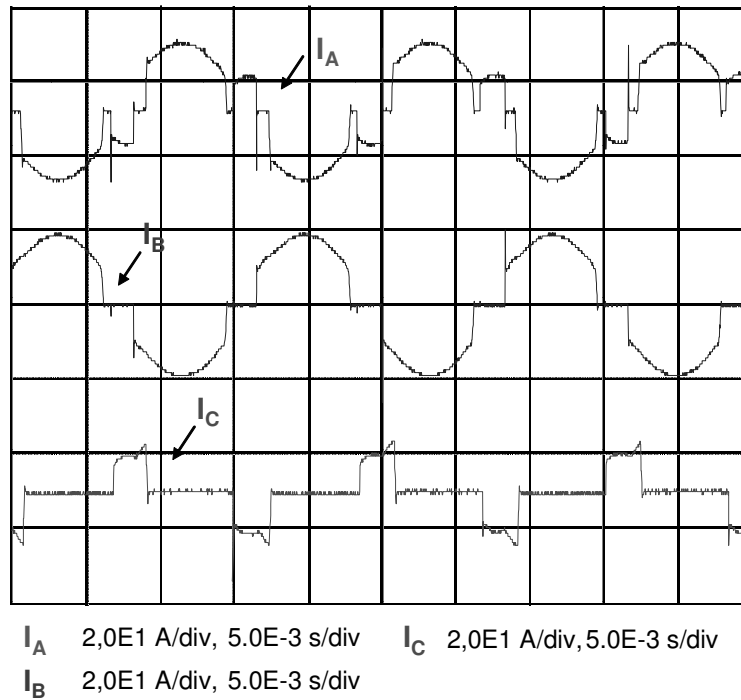


Figura 5.32: Correntes de fase para $\alpha_1=0^\circ$, $\alpha_2=40^\circ$ e $\alpha_3=70^\circ$.

Conforme evidenciado pelas figuras 5.28 a 5.32, para o controle 3, para a carga resistiva e indutiva, nem todas as formas de onda obtidas correspondem com as formas de onda esperadas, de acordo com as simulações realizadas, conforme as figuras 4.42 a 4.45. Esta não correspondência entre a forma de onda obtida por simulação e a obtida nos experimentos está na presença de um pequeno período de não condução de corrente, que é evidenciado na comparação das figuras 4.42 e 5.28.

5.3) Conclusão dos resultados experimentais

Analisando os resultados experimentais, tem-se com a utilização da carga puramente resistiva, para todos os três controles desenvolvidos, as formas de onda encontradas corresponderam com as simuladas, validando desta forma o controle para esta carga.

Para os experimentos com a carga resistiva e indutiva, apenas em dois casos obtiveram resultados diferentes do esperado, porém próximo das simulações. Para estes casos, o que diferencia as

formas de onda simuladas das encontradas experimentalmente é o curto período de tempo em que não ocorre condução de corrente.

Também foi observado que apenas para valores elevados do ângulo de disparo que aparece o curto intervalo sem condução de corrente. Testes mostraram que este fenômeno começa a aparecer para ângulos de disparos superiores a aproximadamente 55° .

Como todos os resultados incompatíveis com a simulação ocorreram apenas para carga resistiva e indutiva, conclui-se que o problema esteja relacionado a alguma limitação física dada pela combinação da carga resistiva e indutiva com o valor do ângulo de disparo.

Outra conclusão é que este intervalo sem condução de corrente só ocorre antes do acionamento do tiristor com o ângulo de disparo superior a 55° . Isto é mais bem observado na análise da figura 5.32, onde apenas na corrente I_A é observado o intervalo sem condução de corrente, apesar da corrente I_C também ser influenciada pelos tiristores com ângulo de disparo superiores a 55° . A diferença entre a corrente I_A e I_C está na ordem em que os tiristores, com seus respectivos ângulos de disparo, estão sendo acionados, conforme a tabela 4.5.

CAPÍTULO 6: Conclusão

Ao longo deste trabalho foi abordada a influência das cargas não-lineares, explicando o que elas são e como influenciam de forma depreciativa a rede elétrica em que estão conectadas. Também foram resumidos alguns conceitos sobre a qualidade de energia e como as cargas não-lineares afetam a energia disponível aos consumidores, danificando equipamentos ou gerando perdas, sendo por este motivo a causa da criação de regulamentações específicas para minimizar este problema.

Como grande parte das cargas não-lineares possui chaves semicondutoras, principalmente as cargas eletrônicas constituídas por conversores, este trabalho apresentou algumas das topologias de retificadores controlados, monofásicos e trifásicos, visando estudar os principais tipos de geração harmônica possível em cada caso, variando o ângulo de disparo e o tipo de carga do conversor.

Neste trabalho deu-se ênfase aos conversores a tiristor, uma vez que este tipo de conversor foi utilizado para o projeto e implementação da carga não-linear controlada, de acordo com o que foi proposto.

Foram realizadas simulações de diversas topologias de retificadores controlados a tiristor, para carga puramente resistiva, e resistiva e indutiva, em que se pode concluir que dependendo da topologia de conversor utilizada, junto com a escolha adequada do ângulo de disparo dos tiristores e do tipo de carga, podem-se obter diversos tipos de harmônicos, para alguns casos apenas ímpares, e para outros casos, pares e ímpares.

Em todos os conversores apresentados e simulados, no capítulo 3, a variação dos harmônicos gerados é facilmente controlada pela variação do ângulo de disparo dos tiristores, e em nenhuma das topologias simuladas foram gerados harmônicos de tensão, uma vez que nas simulações realizadas foram consideradas fontes ideais e impedância nula da linha. Dentre os conversores apresentados, na ponte trifásica controlada foi possível controlar o valor do fator de potência indutivo, de acordo com a variação do ângulo de disparo α , permitindo o a geração de um distúrbio controlado.

Para que fosse possível criar uma carga não-linear em que se pudesse gerar vários tipos de distúrbios, de forma controlada, principalmente quanto à geração de harmônicos, o

desenvolvimento dos adequados tipos de controle foram primordiais, assim como a realização de simulações que validaram a controlabilidade da carga não-linear.

Em cada um dos três tipos de controle propostos foi possível encontrar diferentes resultados específicos do distúrbio gerado. De acordo com os resultados das simulações, para o controle 1 (“Controle por Alfa Único”) é possível controlar o valor do fator de potência indutivo da carga não-linear composta pelo conversor trifásico, já para o controle 2 (“Controle por dois alfas”) é possível gerar de forma controlada a assimetria da forma de onda da corrente, e para o controle 3 (“Controle por três alfas”) obtêm-se o controle do desbalanço das amplitudes das correntes de fase, onde para estes casos a principal variável de controle é o ângulo de disparo dos tiristores, e em todos os casos é possível controlar a geração de harmônicos de corrente.

Para o primeiro controle proposto, quanto maior for o valor do ângulo de disparo dos tiristores, maior é o valor da distorção harmônica de corrente. Outra característica deste controle é a geração de apenas harmônicos ímpares, principalmente para os 5°, 7°, 11°, 13° e 15° harmônicos. Com a mudança da carga do conversor para resistiva e indutiva, ocorre o aumento da geração do 5° e 11° harmônicos e diminuição do 7°, 13° e 15° harmônicos.

Para o segundo tipo de controle, quanto maior for a variação entre os ângulos de disparo de α_1 e α_2 , maior é a assimetria produzida nas parcelas positivas e negativas da corrente. A assimetria gerada pelo controle 2 também muda os tipos e quantidades dos harmônicos gerados, se comparado ao controle 1. Outra característica deste controle é a geração de harmônicos ímpares e pares, principalmente os 2°, 4°, 5°, 7°, 8°, 10°, 11°, 13°, 14° e 15° harmônicos, onde o 2° harmônico é o de maior valor, chegando a 70% da componente fundamental, conforme o exemplo apresentado para $\alpha_1=0^\circ$ e $\alpha_2=70^\circ$.

Para o terceiro tipo de controle é possível gerar desbalanço de amplitude e assimetria angular entre as correntes de fase, além do fato das distorções harmônicas totais e individuais de cada fase serem diferentes umas das outras, devido à estratégia de controle proposta. Outra característica deste controle é a geração de todos os harmônicos ímpares de o 3° até 15°. Neste controle também pode ser observado que os valores das componentes fundamentais das correntes de fase mudam de acordo com a carga do conversor, onde com a troca de uma carga puramente resistiva para resistiva e indutiva, o valor da amplitude da componente fundamental de I_A aumenta, ao contrário da amplitude da componente fundamental de I_C que diminui.

Através das análises dos resultados experimentais, para todos os três controles desenvolvidos, apenas com a carga puramente resistiva as formas de onda encontradas corresponderam com as simuladas, validando desta forma o controle para esta carga, ao contrário dos experimentos com a carga resistiva e indutiva que em alguns casos não corresponderam como o esperado, pois nestes casos ocorreram curtos intervalos de tempo sem condução de corrente.

Para a carga resistiva e indutiva foi observado que apenas para valores elevados do ângulo de disparo que aparece o curto intervalo de tempo sem condução de corrente, onde este fenômeno começa a aparecer para ângulos de disparos superiores a aproximadamente 55° .

Outra conclusão é que este intervalo sem condução de corrente só ocorre antes do acionamento do tiristor com o ângulo de disparo superior a 55° .

Um fato interessante é que para o controle 2, com a carga resistiva e indutiva, as formas de onda encontradas experimentalmente estão de acordo com as simuladas, mesmo para ângulos de disparos superiores a aproximadamente 55° .

Uma vez que todos os resultados incompatíveis com a simulação ocorreram apenas para carga resistiva e indutiva, e apenas para o primeiro e terceiro controles, conclui-se que o problema esteja relacionado a alguma limitação física dada pela combinação da carga resistiva e indutiva com o valor do ângulo de disparo.

Em todos os controles e em todos os casos de mudança da carga do conversor de puramente resistiva para resistiva e indutiva, os valores de geração harmônica são diminuídos, em cada fase, devido à influência do indutor.

Pode-se também observar que em todos os controles, e para os dois tipos de carga, o valor de THD_V quase não é alterado, permanecendo abaixo de 1%. Outra constatação é que em todos os casos o valor de THD_I é variado com o ângulo de disparo.

Os resultados obtidos na etapa de implementação prática do projeto, mostrados no capítulo 5 deste documento, validam os controles propostos uma vez que as formas de onda obtidas experimentalmente, principalmente para carga puramente resistiva, estão muito próximas das simulações feitas, para os controles propostos.

Com isto, o presente trabalho colaborou no estudo das cargas não-lineares e de sua influência no sistema elétrico atual, principalmente no que diz respeito aos padrões de qualidade de energia, e no desenvolvimento de uma carga não-linear controlada, que possa ser utilizada

para o desenvolvimento e validação de equipamentos voltados à correção de perturbações ocasionadas por estes tipos de cargas. Este trabalho também colaborou também na produção de uma síntese dos principais conceitos e informações que condizem com o tema estudado

Além disto, este projeto teve como conseqüência o auxílio ao Laboratório de Eletrônica de Potência e Média Tensão (LEMT) da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) para futuras validações de equipamentos de eletrônica de potência de aplicação na regulação da qualidade de energia a consumidores industriais.

Este objetivo foi cumprido, sendo entregue ao LEMT não apenas uma carga não-linear controlada, como também uma base de *software*, *hardware* e uma documentação explicativa do funcionamento e aplicação da carga.

Como trabalhos futuros podem ser realizados estudos e o desenvolvimento de um método de controle que possibilite a escolha do nível de distorção harmônica desejado, utilizando conversores multi-níveis, ou o estudo e implementação de outra carga como a apresentada neste trabalho, trocando as chaves semicondutoras de tiristores para IGBT's, por exemplo, explorando as características de acionamento e condução desta chave. Além disso, como trabalho futuro, pode ser feito o aprofundamento do estudo e da realização de testes experimentais, para a carga desenvolvida, de forma a tentar explicar e corrigir os resultados obtidos que foram divergentes aos simulados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - AFONSO, J. L., e Martins J. S., “Qualidade da Energia Eléctrica”. Revista “O Electricista”, nº 9, 3º trimestre de 2004, ano 3, pp. 66-71
- [2] - GALHARDO, M. A. B., e PINHO, J. T., “Influência da forma de onda de alimentação sobre cargas não-lineares em sistemas de geração de pequeno porte”. SBQEE2005 VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica (*SBQEE*)
- [3] – OLESKOVICZ, M., “Qualidade da Energia – Fundamentos básicos”. Apostila de qualidade de energia, Universidade de São Paulo.
- [4] – ANTUNES, F. L. M., “Apostila de Eletrônica de Potência”, Capítulo 1, Universidade Federal do Ceará
- [5] – PROCOBRE, INSTITUTO BRASILEIRO DO COBRE, “Harmônicas nas Instalações Elétricas – Causas, Efeitos e Soluções”, São Paulo, novembro de 2001.
- [6] – JORGE, H. M. M., “Notas de Aula sobre Harmônicos e a Qualidade de Energia”, Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores – MEEC, Universidade de Coimbra, 2003.
- [7] – JORGE, H. M. M., “Notas de Aula Introdução a Qualidade de Energia”, Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores – MEEC, Universidade de Coimbra, 2003.
- [8] – MAIA, J. A., E PINHEIRO, J. R., “Harmônicos de Corrente e Tensão”, CRICTE 2006 – XXI congresso de iniciação científica e tecnologia em engenharia – VI feira de protótipos – UNIJUÍ.
- [9] – MERÇON, A. G., “Filtros ativos para estações conversoras de corrente contínua em alta tensão”. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE. Rio de Janeiro, 2007

- [10] – GALHARDO, M. A. B, Júnior, C. T. C, Pinho, J. T., Júnior W. B., . “Utilização de um sistema neuro-fuzzy para modelagem de cargas não-lineares em sistemas elétricos de potência”, VI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente. Bauru, setembro de 2003.
- [11] – ARAUJO M.R., E NAIDU, S.R., “Sistema computadorizado para monitoramento de harmônicos em sistemas elétricos”, I Encontro do Grupo de Sistemas Elétricos do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Junho de 2002.
- [12] – FRANCO, E., “Qualidade de Energia - Causas, Efeitos e Soluções” - Engecom Tecnologia em Automação e Controle Ltda.
- [13] – NDIAYE, M. S., “Modelagem de cargas não-lineares por fontes de corrente sincronizadas” dissertação de mestrado. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE. Rio de Janeiro, 2006.
- [14] – Enciclopédia eletrônica Wikipédia.
- [15] – GALHARDO, M. A. B. e Pinho J. T., “Conceitos de distorção e não-linearidades” V SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, Agosto de 2003. Aracaju – Sergipe – Brasil.
- [16] – GALHARDO, M. A. B, Júnior, C. T. C, Pinho, J. T., Júnior W. B., . “Utilização de um sistema neuro-fuzzy para modelagem de cargas não-lineares em sistemas elétricos de potência”, VI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente. Bauru, setembro de 2003.
- [17] – ANTUNES, F. L. M., “Notas de aula da disciplina de Eletrônica de Potência”, Universidade Federal do Ceará, 2007.
- [18] – AFONSO, J. L., e Martins J. S., “Qualidade da Energia Elétrica”. Revista “O Electricista”, nº 9, 3º trimestre de 2004, ano 3, pp. 66-71

- [19] – LOURENÇO, T. C., G. M. V. PEREIRA, SAMESIMA, M. I., “Afundamentos de tensão (voltage sags) e seus efeitos nos componentes do sistema elétrico”. Revista “Horizonte Científico”, edição nº 5, volume 2, 2005.
- [20] – “Qualidade de energia”. Revista Lumière, maio de 2003, edição nº 61.
- [21] – “Noções Básicas sobre Distorções Harmônicas” – Engecom Tecnologia em Automação e Controle Ltda.
- [22] – CAVALCANTE, P. L., e ALVES, A. C. B., “Modelos de Cargas Não Lineares e Desempenho de Filtros Harmônicos”. Departamento de Computação, Universidade Católica de Goiás, 2007.
- [23] – LISITA, L. R., NERYS, J. W. L., BATISTA, A. J., OLIVEIRA, A. M., E MOREIRA, A. C., “Perda Adicional no Núcleo em Transformadores Trifásicos Alimentando Cargas Não-Lineares”. Revista IEEE América Latina, v. 2, p. 25-35, 2004
- [24] – POMILIO, J. A., “Harmônicos e Fator de Potência: um Curso de Extensão”, Publicação FEEC 05/97 - Revisão Janeiro de 1997. Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP – Brasil, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – FEEC.
- [25] – JORGE, H. M. M., “Notas de Aula sobre Regulamentação e a Qualidade de Energia”, Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores – MEEC, Universidade de Coimbra, 2003.
- [26] – IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. IEEE Standard 519, 1992.
- [27] – ONS - Operador Nacional do Sistema Elétrico. Submódulo 2.2 - Padrões de Desempenho da Rede Básica. Resolução nº 791/02 - 24/12/2002.

- [28] – MEHL, E. L. M., “Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência”. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1996.
- [29] – HIBBARD, J. F. E LOWENSTEIN, M. Z., “Meeting IEEE 519- 1992 Harmonic Limits Using Harmonic Guard® Passive Filters”. IEEE, 1992.
- [30] – J. A. POMILIO, “Normas relativas à corrente de linha: harmônicas de baixa frequência e interferência eletromagnética conduzida”
- [31] – MUSSOI, F. L. R., “Tiristor SCR - Retificador Controlado de Silício”. FLORIANÓPOLIS – MARÇO, 2002.
- [32] – MOHAN, N., UNDELAN, T.M., ROBBINS, W.P., “Power Eletronics”, 3ª edição, 2003.
- [33] – BARBI, I., “Eletrônica de Potência”, 4ª Edição, Edição do Autor. Florianópolis, 2002.
- [34] – BLAETH, B. Y., “Retificadores trifásicos controlados com elevado fator de potência e multiníveis de corrente”. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, dezembro de 1999.
- [35] – RASHID, M.H.; “Eletrônica de Potência – Circuitos, Dispositivos e Aplicações”, Makron Books, São Paulo, 1999
- [36] – ANTUNES, F. L. M., “Notas de aula da disciplina de Eletrônica de Potência”, Universidade Federal do Ceará, 2007

APÊNDICES

APÊNDICE 1 – Código fonte de programação utilizado.

A seguir é mostrado o código fonte utilizado para o controle dos disparos dos tiristores da ponte trifásica utilizada, que constitui a carga não-linear projetada.

```
#include <18f4520.h>
#include <regs_18fxx2.h>
#device adc=10
//foi utilizado um ad de 10 bits
#use delay(clock=20000000)
//clock de 20 MHz
#fuses HS,NOWDT,PUT,NOBROWNOUT
#define alfa1 8
// alfa1 = 8 significa 8 iterações do timer_0
// como o timer_0 dura 170us
// alfa1 = 8*170us que é aproximadamente 30°
#define alfa2 8
#define alfa3 8
#define alfa4 8
#define alfa5 8
#define alfa6 8
#define Ton 3
// Ton = 3, significa que o tempo do pulso de disparo
// do tiristor é de 3 vezes o tempo de duração do timer_0
int16 Va;
int16 Vc;
int16 Vb;
int16 talfa1=0;
int16 talfa2=0;
int16 talfa3=0;
int16 talfa4=0;
int16 talfa5=0;
int16 talfa6=0;
int16 talfa1_ref=alfa1;
int16 talfa2_ref=alfa2;
int16 talfa3_ref=alfa3;
int16 talfa4_ref=alfa4;
int16 talfa5_ref=alfa5;
int16 talfa6_ref=alfa6;
int16 aux1=0;
int16 aux2=0;
int16 aux3=0;
int16 aux4=0;
int16 aux5=0;
int16 aux6=0;
short int T1=0;
short int T2=0;
short int T3=0;
short int T4=0;
short int T5=0;
short int T6=0;
```

```

short int T1_ok=0;
short int T2_ok=0;
short int T3_ok=0;
short int T4_ok=0;
short int T5_ok=0;
short int T6_ok=0;
short int aux_T1 = 0;
short int aux_T2 = 0;
short int aux_T3 = 0;
short int aux_T4 = 0;
short int aux_T5 = 0;
short int aux_T6 = 0;
int disparo(void);
void medicao();
void detecta();
int disparo(void)
{
    if ((Va>Vc) && (Vc>Vb)) // dispara T1
    {
        T1=1;
        T3=0;
        T5=0;
        return(0);
    }
    if ((Vc<Vb) && (Vb<Va)) // dispara T2
    {
        T2=1;
        T4=0;
        T6=0;
        return(0);
    }
    if ((Vb>Va) && (Va>Vc)) // dispara T3
    {
        T1=0;
        T3=1;
        T5=0;
        return(0);
    }
    if ((Va<Vc) && (Vc<Vb)) // dispara T4
    {
        T2=0;
        T4=1;
        T6=0;
        return(0);
    }
    if ((Vc>Vb) && (Vb>Va)) // dispara T5
    {
        T1=0;
        T3=0;
        T5=1;
        return(0);
    }
    if ((Vb<Va) && (Va<Vc)) // dispara T6
    {
        T2=0;
        T4=0;
    }
}

```

```

    T6=1;
    return(0);
}
return(0);
}
void medica()
{
    set_adc_channel(0); // pino 2
    delay_us(10);
    Va = read_adc();
    set_adc_channel(1); // pino 3
    delay_us(10);
    Vb = read_adc();
    set_adc_channel(3); //pino 5
    delay_us(10);
    Vc = read_adc();
}
#int_timer0
void detecta()
{
    set_timer0(68 - get_timer0());
    output_high(pin_c2);
    output_high(pin_d1);
    medica();
    disparo();
    if(T1==1)
    {
        T5_ok = 0;
        aux_T5 = 0;
        if ((talfa1) < (talfa1_ref) && (T1_ok == 0))
        {
            output_high(pin_b1);
        }
        if ((talfa1) >= (talfa1_ref))
        {
            talfa1 = 0;
            T1_ok=1;
        }
        if ((T1_ok) == 0)
        {
            talfa1 = talfa1 + 1;
        }
    }
    if ((T1_ok == 1) && (aux1 <= Ton) && (aux_T1 == 0))
    {
        output_low(pin_b1);
        output_low(pin_b6);
        aux1 = aux1 + 1;
    }
    if (aux1 > Ton)
    {
        aux1 = 0;
        aux_T1 = 1;
        output_high(pin_b1);
        output_high(pin_b6);
    }
}

```



```

if(T2==1)
{
T6_ok = 0;
aux_T6 = 0;
if ((talfa2) < (talfa2_ref) && (T2_ok == 0))
{
output_high(pin_b2);
}
if ((talfa2) >= (talfa2_ref))
{
talfa2 = 0;
T2_ok=1;
}
if ((T2_ok) == 0)
{
talfa2 = talfa2 + 1;
}
}
if ((T2_ok == 1) && (aux2 <= Ton) && (aux_T2 == 0))
{
output_low(pin_b2);
output_low(pin_b1);
aux2 = aux2 +1;
}
if (aux2 > Ton)
{
aux2 = 0;
aux_T2 = 1;
output_high(pin_b2);
output_high(pin_b1);
}
if(T3==1)
{
T1_ok = 0;
aux_T1 = 0;
if ((talfa3) < (talfa3_ref) && (T3_ok == 0))
{
output_high(pin_b3);
}
if ((talfa3) >= (talfa3_ref))
{
talfa3 = 0;
T3_ok=1;
}
if ((T3_ok) == 0)
{
talfa3 = talfa3 + 1;
}
}
if ((T3_ok == 1) && (aux3 <= Ton) && (aux_T3 == 0))
{
output_low(pin_b3);
output_low(pin_b2);
aux3 = aux3 +1;
}
if (aux3 > Ton)

```

```

{
aux3 = 0;
aux_T3 = 1;
output_high(pin_b3);
output_high(pin_b2);
}
if(T4==1)
{
T2_ok = 0;
aux_T2 = 0;
if ((talfa4) < (talfa4_ref) && (T4_ok == 0))
{
output_high(pin_b4);
}
if ((talfa4) >= (talfa4_ref))
{
talfa4 = 0;
T4_ok=1;
}
if ((T4_ok) == 0)
{
talfa4 = talfa4 + 1;
}
}
if ((T4_ok == 1) && (aux4 <= Ton) && (aux_T4 == 0))
{
output_low(pin_b4);
output_low(pin_b3);
aux4 = aux4 +1;
}
if (aux4 > Ton)
{
aux4 = 0;
aux_T4 = 1;
output_high(pin_b4);
output_high(pin_b3);
}
if(T5==1)
{
T3_ok = 0;
aux_T3 = 0;
if ((talfa5) < (talfa5_ref) && (T5_ok == 0))
{
output_high(pin_b5);
}
if ((talfa5) >= (talfa5_ref))
{
talfa5 = 0;
T5_ok=1;
}
if ((T5_ok) == 0)
{
talfa5 = talfa5 + 1;
}
}
if ((T5_ok == 1) && (aux5 <= Ton) && (aux_T5 == 0))

```

```

{
output_low(pin_b5);
output_low(pin_b4);
aux5 = aux5 +1;
}
if (aux5 > Ton)
{
aux5 = 0;
aux_T5 = 1;
output_high(pin_b5);
output_high(pin_b4);
}
if(T6==1)
{
T4_ok = 0;
aux_T4 = 0;
if ((talfa6) < (talfa6_ref) && (T6_ok == 0))
{
output_high(pin_b6);
}
if ((talfa6) >= (talfa6_ref))
{
talfa6 = 0;
T6_ok=1;
}
if ((T6_ok) == 0)
{
talfa6 = talfa6 + 1;
}
}
if ((T6_ok == 1) && (aux6 <= Ton) && (aux_T6 == 0))
{
output_low(pin_b6);
output_low(pin_b5);
aux6 = aux6 +1;
}
if (aux6 > Ton)
{
aux6 = 0;
aux_T6 = 1;
output_high(pin_b6);
output_high(pin_b5);
}
output_low(pin_c2);
output_low(pin_d1);
}
void main()
{
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
setup_ADC_ports(AN0_TO_AN3);
setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_4|RTCC_8_BIT);
enable_interrupts(globallint_timer0);
set_timer0(68);
for(;;);
}

```

APÊNDICE 2 – Esquemáticos elétricos dos circuitos auxiliares ao funcionamento da carga não-linear

A2.1 – Componentes do driver de acionamento dos tiristores

A figura A2.1 mostra o esquemático elétrico dos circuitos do *buffer*, do opto-acoplador e do darlington, já a A2.2 mostra o esquemático para o transformador utilizado e o filtro. Todos estes circuitos foram utilizados para o acionamento dos tiristores.

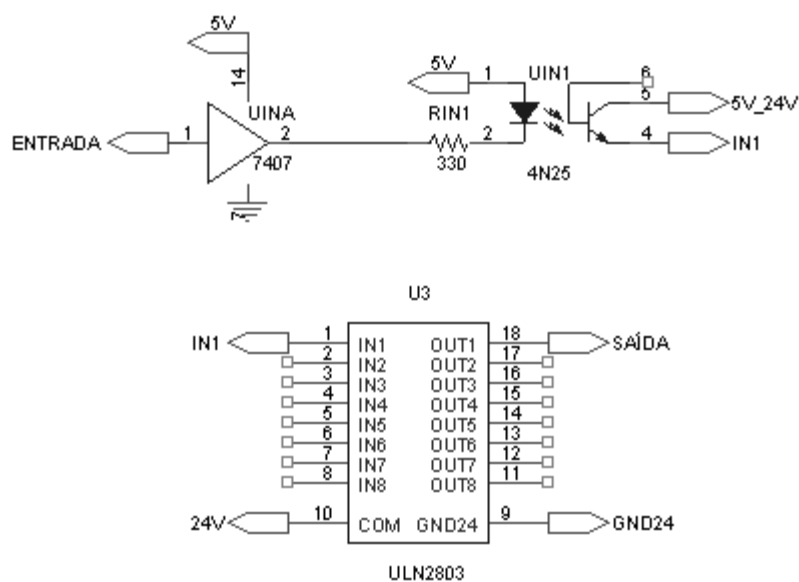


Figura A2.1 : Esquemático elétrico dos circuitos do *buffer*, do opto-acoplador e do darlington.

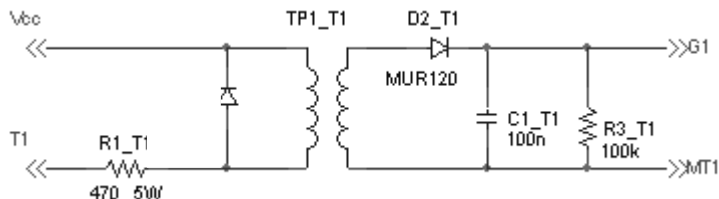


Figura A2.2 : Esquemático elétrico do transformador e do filtro.

A2.2 – Circuito de medição de tensão e condicionamento de sinais

A figura A2.3 mostra o esquemático elétrico do circuito utilizado para a medição de tensão. As figuras A2.4 até A2.6 mostram os esquemáticos elétricos dos circuitos que compõem o condicionamento do sinal medido, bem como os circuitos de proteção da porta A/D do microcontrolador.

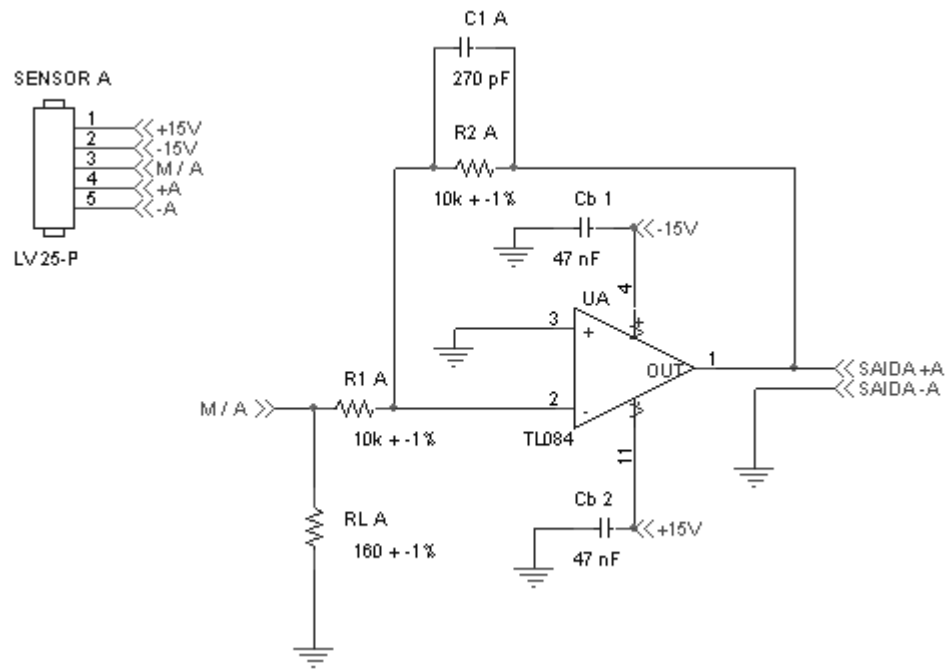


Figura A2.3 : Esquemático elétrico do circuito de medição de tensão.

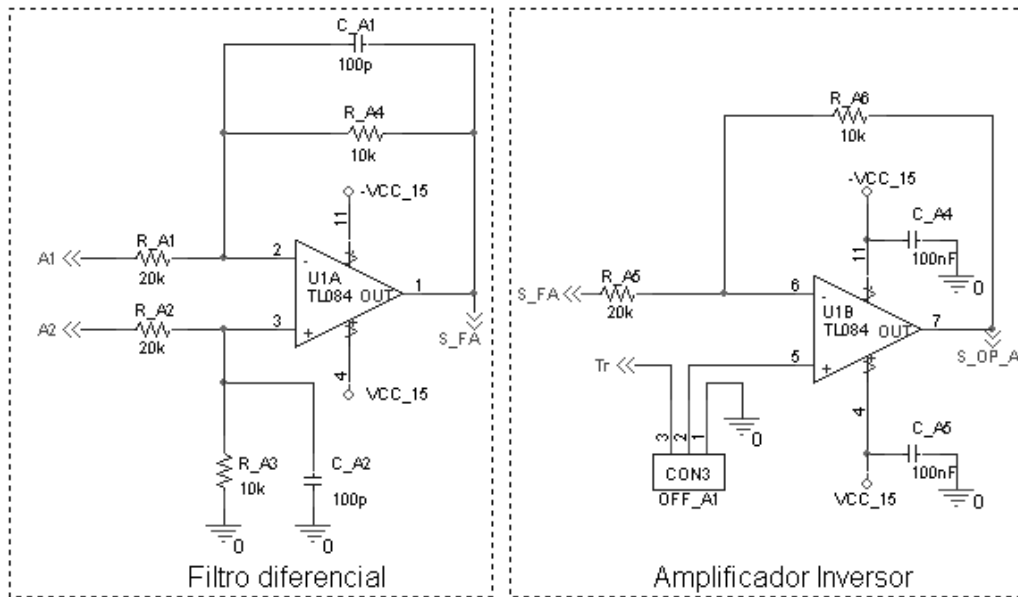


Figura A2.4 : Esquemáticos elétricos do filtro diferencial e do amplificador operacional do circuito de condicionamento de sinal.

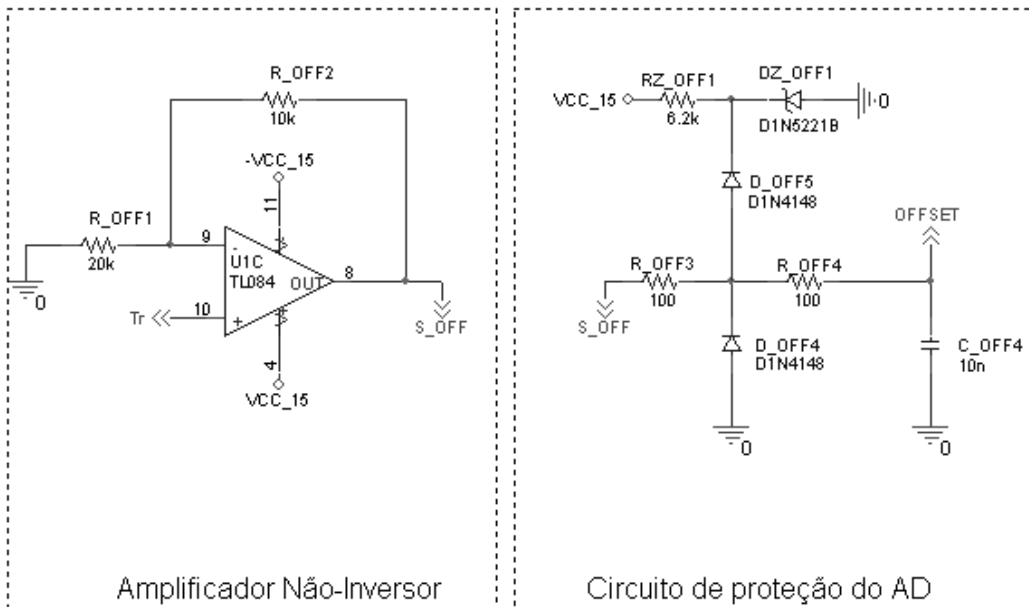


Figura A2.5 : Esquemáticos elétricos do filtro diferencial e do amplificador não-inversor e do circuito de proteção da porta A/D do microcontrolador.

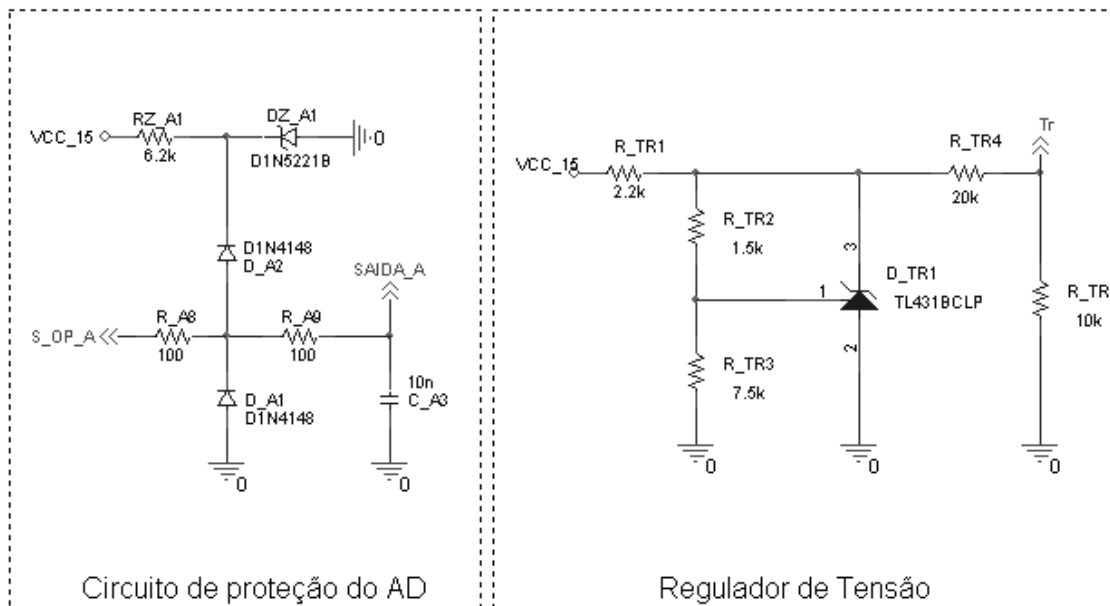


Figura A2.6 : Esquemáticos elétricos do circuito de proteção da porta A/D do microcontrolador por causa do *offset* e o circuito regulador de tensão.