



Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Centro de Tecnologia e Ciências
Faculdade de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica

Humberto Pinheiro de Moraes

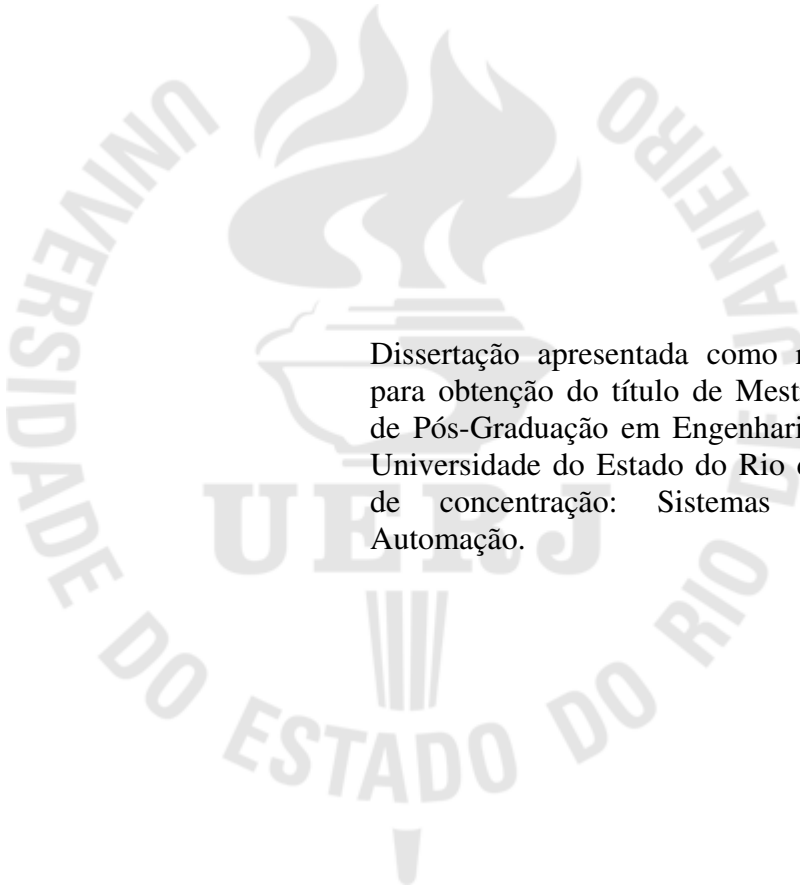
**Análise Comparativa de Conversores do Sistema Monofásico para o Sistema Trifásico
com Número Reduzido de Componentes**

Rio de Janeiro

2009

Humberto Pinheiro de Moraes

**Análise Comparativa de Conversores do Sistema Monofásico para o Sistema Trifásico
com Número Reduzido de Componentes**



Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Orientadora: Prof^ª. Dr^ª. Maria Dias Bellar

Rio de Janeiro

2009

CATALOGAÇÃO NA FONTE
UERJ/REDE SIRIUS/CTCB

M827 Moraes, Humberto Pinheiro de.
Análise comparativa de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de componentes/ Humberto Pinheiro de Moraes. – 2009.
112f.

Orientador : Maria Dias Bellar

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.

I. Conversores de fases. 2 Engenharia elétrica. I. Bellar, Maria Dias
II. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Faculdade de Engenharia.
III. Título.

CDU 621.313.3

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta dissertação.

Humberto Pinheiro de Moraes.
Assinatura

04/08/2009
Data

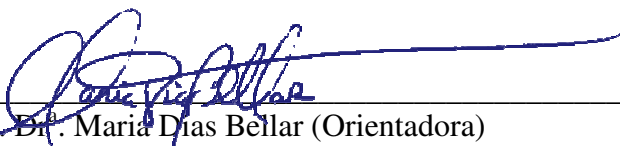
Humberto Pinheiro de Moraes

Análise Comparativa de Conversores do Sistema Monofásico para o Sistema Trifásico com Número Reduzido de Componentes

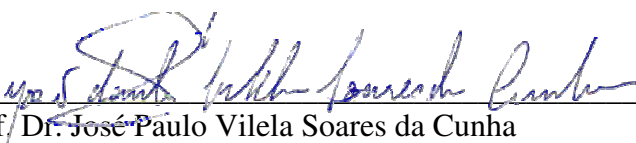
Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Aprovado em 04 de Agosto de 2009.

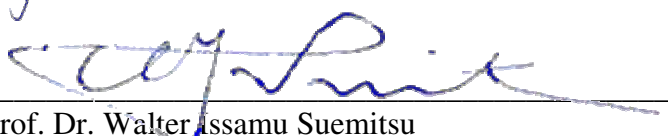
Banca Examinadora:



Prof.^a Dr.^a Maria Dias Bellar (Orientadora)
Faculdade de Engenharia, UERJ



Prof. Dr. José Paulo Vilela Soares da Cunha
Faculdade de Engenharia, UERJ



Prof. Dr. Walter Issamu Suemitsu
Escola Politécnica da UFRJ

Rio de Janeiro
2009

A Deus que me dá tudo que preciso, toda a glória.

AGRADECIMENTOS

À Maria Dias Bellar minha professora, orientadora e amiga, que contribuiu sobremaneira para a realização deste trabalho.

RESUMO

MORAES, Humberto Pinheiro. *Análise Comparativa de Conversores do Sistema Monofásico para o Sistema Trifásico com Número Reduzido de Componentes*. 2009. 103f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, 2009.

Este trabalho apresenta o estudo comparativo do desempenho de três topologias de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de componentes, para o acionamento de um motor de indução do tipo rotor gaiola de esquilo. O funcionamento de cada topologia é descrito e simulado digitalmente. O desempenho desses conversores é avaliado em diferentes modos de operação, com sequência de fase positiva ou negativa, com ênfase na qualidade de energia em termos de redução da distorção harmônica total e da melhoria do fator de potência na fonte. Com vistas à redução de custos, foi desenvolvido um protótipo experimental baseado no uso de módulo integrado de chaves semicondutoras de potência e de um microcontrolador de baixo custo. Os resultados experimentais se equiparam aos resultados obtidos por simulação.

Palavras chave: Conversores de fases. Acionamento de motores. Topologias reduzidas. Análise de conversores.

ABSTRACT

This work presents the comparative performance of three topologies of single-phase to three-phase converters with reduced number of components while driving an induction motor of type squirrel-cage. The operation of each topology is described by means of simulation results. The performance of these converters is evaluated in different modes of operation, according to the positive or negative sequence, with an emphasis on power quality in terms of reduced total harmonic distortion and improved power factor at the input source. With a viewpoint for achieving reduced costs, an experimental prototype has been developed, based on the use of integrated module of power semiconductor switches and a cheap microcontroller. Experimental results comparable to those obtained by simulations are obtained.

Keywords: Phase converters. Motor drive. Reduced topologies. Converter analysis.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Topologias convencionais de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico: (a) Circuito clássico, (b) Circuito com melhoria do fator de potência na fonte CA.....	20
Figura 2: Topologia de conversor proposta por DIVAN (1989).....	21
Figura 3 – Topologia de conversor proposta por ENJETI e CHOUDHURY (1992).....	21
Figura 4: Topologia de conversor proposta por DIVAN, CHEN e NOVOTNY (1992).....	22
Figura 5: Topologia de conversor proposta por ENJETI, RAHMAN e JAKKLI (1993).....	22
Figura 6: Topologia de conversor proposta por ENJETI e RAHMAN (1993).....	23
Figura 7: Conversor do sistema monofásico para o sistema trifásico: (a) Diagrama simplificado, (b) Topologia convencional de conversor.....	27
Figura 8: Sistemas trifásicos: (a) Fasores do circuito completo, (b) Equivalente reduzido, (c) Fasores do circuito reduzido sequência positiva, (d) Fasores do circuito reduzido sequência negativa.....	29
Figura 9: Topologias de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de componentes reduzidos: (a) Topologia 1, (b) Topologia 2, (c) Topologia 3.....	31
Figura 10 – Diagrama de controle PFC para a Topologia 2 e Topologia 3.....	32
Figura 11: Correntes da carga, Topologia 1, sequência positiva: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação do Transitório.....	37
Figura 12: Topologia 1, sequência positiva: Gráfico de torque e velocidade do motor.....	37
Figura 13: Topologia 1, sequência positiva: (a) Tensão do barramento CC (V_d), (b) Detalhe da tensão de barramento em regime permanente.....	38
Figura 14: Tensões fornecidas pelo conversor ao motor (V_{ab} , V_{ca} , V_{bc}).....	38
Figura 15: Tensão e corrente de entrada, Topologia 1, sequência positiva: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$) (b) Simulação completa indicando a corrente de partida.....	39
Figura 16: Gráfico do fator de potência de entrada. FP_ regime = 0,65.....	39
Figura 17: Correntes da carga, Topologia 1, sequência negativa: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação Completa.....	40

Figura 18: Topologia 1, sequência negativa: Gráfico de torque e velocidade do motor.....	41
Figura 19: Topologia 1, sequência negativa: (a) Tensão do barramento CC (V_d), (b) Detalhe da tensão de barramento.....	41
Figura 20: Tensão e corrente de entrada, Topologia 1, sequência negativa: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$) (b) Simulação completa indicando a corrente de partida.....	42
Figura 21: Topologia 1, sequência negativa: Gráfico do fator de potência de entrada. $FP_{regime} = 0,95$	42
Figura 22: Diagrama de controle PFC para a Topologia 2.....	43
Figura 23: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva: Detalhe do regime permanente.....	44
Figura 24: Topologia 2, sequência positiva: (a)Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão do barramento CC ($V_d = 396$).....	45
Figura 25: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2, sequência positiva: (a) Regime permanente (escala: para tensão $V_s/20$) (b) Simulação completa (corrente de partida = 3A eficaz).....	45
Figura 26: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2, sequência positiva: referência de tensão $V_{ref} = 300V$	46
Figura 27: Topologia 2, sequência positiva: Gráfico do fator de potência de entrada com $V_{ref} = 380V$	46
Figura 28: Topologia 2 sequência positiva: Potência instantânea de entrada.....	47
Figura 29: Tensões trifásicas (com $V_{ref} = 380V$), Topologia 2, sequência positiva: (a) V_{ab} , (b) V_{bc} , (c) V_{ca}	47
Figura 30: Topologia 2, sequência positiva:Tensões trifásicas filtradas (V_{ca} , V_{bc} , V_{ab}).....	48
Figura 31: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Regime permanente: com $m_c = 97\%$ e carga = 0,3pu,	48
Figura 32 – Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Regime permanente: com $m_c = 97\%$ e carga = 1pu.....	49
Figura 33: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Regime permanente: com $m_c = 90\%$ e carga = 0,3pu.....	49
Figura 34: Topologia 2, sequência negativa: Tensão do barramento CC (V_d).....	49
Figura 35: Topologia 2, sequência negativa: Gráfico de torque e velocidade do motor.....	50

Figura 36: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2, sequência negativa: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$) (b) Simulação completa.....	50
Figura 37: Topologia 2, sequência negativa: Gráfico do fator de potência de entrada.....	51
Figura 38: Topologia 2 sequência negativa: Potência instantânea de entrada.....	51
Figura 39: Topologia 2: (a) Circuito com fonte auxiliar para suprir a carga em caso de falta, (b) Diagrama de blocos do controle, com BRK de mudança para modo inversor das chaves IGBT1 e IGBT2.....	52
Figura 40: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação completa.....	53
Figura 41: Topologia 2 sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão do barramento CC (V_d), (c) Detalhe da tensão de barramento.....	54
Figura 42: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2 sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).....	55
Figura 43: Topologia 2, sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: Gráfico de tensões para a carga (V_{ab} , V_{bc} , V_{ca}).....	55
Figura 44: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: Detalhe do regime permanente.....	55
Figura 45: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) início do afundamento, (b) após afundamento, (c) trecho do afundamento.....	56
Figura 46: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) após afundamento, (b) trecho do afundamento.....	57
Figura 47: Topologia 2 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Gráfico de torque e velocidade do motor.....	57
Figura 48: Topologia 2 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Detalhe da tensão de barramento CC (V_d).....	58
Figura 49: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).....	58
Figura 50: Topologia 2, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Gráfico do fator de potência de entrada.....	58
Figura 51: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Durante afundamento de tensão: (a) início do afundamento, (b) após afundamento, (c) trecho do afundamento.....	59

Figura 52: Topologia 2 sequência negativa – Durante afundamento de tensão: (a)Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Detalhe da tensão de barramento CC (V_d).....	60
Figura 53: Tensão e corrente de entrada, Topologia2 sequência negativa – Durante afundamento de tensão: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).....	60
Figura 54: Topologia 2, sequência negativa – Durante afundamento de tensão: Gráfico do fator de potência de entrada.....	61
Figura 55: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: tensão e corrente de entrada.....	62
Figura 56: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: tensão de barramento CC.....	63
Figura 57: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: torque e velocidade do motor	63
Figura 58: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: correntes dos motores.....	64
Figura 59: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 6 motores em paralelo: tensão do barramento CC não controlada.....	64
Figura 60: Topologia 2, sequência negativa – com carga de 7 motores em paralelo: tensão e corrente de entrada.....	64
Figura 61: Topologia 2, sequência negativa – com carga de 7 motores em paralelo: tensão de barramento CC.	65
Figura 62: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 7 motores em paralelo: torque e velocidade do motor.....	65
Figura 63: Topologia 2, sequência negativa – com carga de 7 motores em paralelo: correntes dos motores.....	66
Figura 64: Topologia 2, sequência negativa – com carga de 8 motores em paralelo: tensão do barramento CC não controlada.....	66
Figura 65: Diagrama de controle PFC para a Topologia.....	67
Figura 66: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva, $m_c = 0,97$: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação completa.....	68
Figura 67: Topologia 3 sequência positiva, $m_c = 0,97$: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão de barramento CC (V_d).....	69
Figura 68: Topologia 3, sequência positiva: Gráfico do fator de potência de entrada – $FP_{regime} = 0,92$	69

Figura 69: Tensão e corrente de entrada, Topologia 3 sequência positiva: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$), (b) Simulação completa com corrente de partida de 5,5A de pico.....	70
Figura 70: Topologia 3 sequência positiva: Potência instantânea de entrada.....	70
Figura 71: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva, fase c com $+84^\circ$ na referência.....	71
Figura 72: Topologia 3, sequência positiva, fase c com $+84^\circ$ na referência: (a) Tensão e corrente de entrada, (b) Gráfico do fator de potência de entrada – $FP_{regime} = 0,85$	71
Figura 73: Topologia 3 sequência positiva – Variação da referência de tensão para 180V: (a) Tensão do barramento CC (V_d), (b) Correntes para o motor.....	72
Figura 74: Topologia 3 sequência positiva – Variação da referência de tensão para 250V, e carga do motor em 1pu: Tensão do barramento CC (V_d).....	72
Figura 75: Topologia 3 sequência positiva – Variação da referência de tensão para 250V, e carga do motor em 1pu: Correntes para o motor com desequilíbrio de 15%.....	73
Figura 76: Correntes da carga, Topologia 3, sequência negativa: Detalhe do regime permanente.....	73
Figura 77: Correntes da carga, Topologia 3, sequência negativa: Simulação completa.....	74
Figura 78: Topologia 3 sequência negativa: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão de barramento CC (V_d).....	74
Figura 79: Tensão e corrente de entrada, Topologia 3 sequência negativa: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).....	75
Figura 80: Topologia 3, sequência negativa: Gráfico do fator de potência de entrada.....	75
Figura 81: Correntes do retificador: (a) Topologia 2, (b) Topologia 3.....	75
Figura 82: Correntes do retificador: (a) Topologia 3, seq. negativa, (b) Topologia 3, seq. positiva, (c) Topologia 2, seq. positiva, (b) Topologia 2, seq. Negativa.....	76
Figura 83: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) início do afundamento, (b) após afundamento.....	77
Figura 84: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: trecho do afundamento.....	78
Figura 85: Topologia 3 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Detalhe da tensão de barramento CC (V_d).....	78
Figura 86: Tensão e corrente de entrada, Topologia 3 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).....	79

Figura 87: Topologia 3, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Gráfico do fator de potência de entrada.....	79
Figura 88: Diagrama em blocos do protótipo experimental.....	83
Figura 89: Fluxograma da rotina PFC.....	86
Figura 90: Topologia 3 sequência positiva – Ensaio experimental: (a) Circuito e fonte variável, (b) Motor em funcionamento, (c) Protótipo em funcionamento.....	87
Figura 91: Topologia 3 sequência positiva – Tensões V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} : (a) Resultado experimental (média de 64 amostras), (b) Resultado de simulação (componentes fundamentais).....	88
Figura 92: Topologia 3 sequência positiva – Correntes I_a , I_b , I_c : (a) Resultado experimental (média de 4 amostras), (b) Resultado de simulação.....	89
Figura 93: Topologia 3 sequência positiva – Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento V_d : (a) Resultado experimental (média de 64 amostras, ponteira de tensão 1:500, ganho de corrente $I = 0,5V/A$), (b) Resultado de simulação (escala de tensão $V/10$).....	89
Figura 94: Topologia 3 sequência positiva – Espectro de corrente de entrada. Calculado com o programa MatLab, com os dados fornecidos pelo osciloscópio.....	90

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Dados da máquina do protótipo.....	33
Tabela 2: Valores de capacitância e fator <i>ripple</i>	34

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D – Conversão analógica para digital (Analog to digital converter)

I/O – Entrada e saída (Input / Output)

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

PFC – Correção de fator de potência (Power Factor Correction)

PWM – Modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation)

RMS – Root Mean Square.

THD – Distorção harmônica total (Total Harmonic Distortion)

UPS – Fonte ininterrupta de energia (Uninterruptible Power Supply)

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

A – Ampère

C – Capacitância

CA – Corrente alternada

CC – Corrente contínua

f – Frequência

FP – Fator de potência total

h – Índice harmônico de série de Fourier

I_C – Corrente que atravessa o capacitor

I_L – Corrente que atravessa o indutor

I_S – Valor eficaz da corrente da fonte V_S

I_{S1} – Valor eficaz do primeiro harmônico da corrente da fonte V_S

L_S – Indutância, em Henry

P – Potência real da fonte

PI – Proporcional integral

s – Segundo

S – Potência aparente da fonte

T_e – Torque eletromagnético

T_m – Torque mecânico

V – Volt

VA – Volt-ampère

V_{Cap} – Tensão AC no capacitor

V_L – Tensão AC no indutor

V_S – Tensão da fonte

W – Watt

X_c – Reatância capacitiva, em ohms;

X_c – Reatância capacitiva, em ohms;

Φ_I – Ângulo de deslocamento entre a corrente I_{S1} e a tensão de entrada V_s .

ω – Frequência angular, em rad/s;

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	19
1. MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS.....	24
2. MODELAGEM E SIMULAÇÃO	26
2.1. Princípio de Funcionamento	26
2.2. Conversor reduzido com retificador dobrador de tensão a diodos – Topologia 1	36
2.2.1 <u>Operação na sequência positiva</u>	36
2.2.2 <u>Operação na sequência negativa</u>	40
2.3. Conversor reduzido com retificador PWM dobrador de tensão–Topologia 2	43
2.3.1. <u>Operação na sequência positiva</u>	44
2.3.2 <u>Operação na sequência negativa</u>	48
2.3.3 <u>Operação com fonte auxiliar</u>	51
2.3.4 <u>Operação com afundamento de tensão na fonte</u>	56
2.3.5 <u>Determinação do limite de operação de cada seqência</u>	61
2.4. Conversor reduzido com retificador PWM semi-controlado – Topologia 3.....	66
2.4.1. <u>Operação na sequência positiva</u>	68
2.4.2 <u>Operação na sequência negativa</u>	73
2.4.3 <u>Operação com afundamento de tensão na fonte</u>	77
2.5. Conclusões parciais	79
3. DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO.....	81
3.1. Desenvolvimento do circuito.....	81
3.2. Algoritmo de controle	84
4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
5. CONCLUSÕES	91
REFERÊNCIAS	92
ANEXO A – PIC18F452	94
ANEXO B – IRAMX16UP60A	95
ANEXO C – Programa gravado no microcontrolador PIC, compilado em C++.....	96
ANEXO D – Modelo no programa PACAD / EMTDCTM.	102

ANEXO E – Bloco de cálculo do fator de potência (FP) no programa PACAD / EMTDCTM.	107
ANEXO F – Comparação de motores monofásicos e trifásicos.....	110

INTRODUÇÃO

Já na década de 50 havia o interesse da conversão do sistema monofásico para o sistema trifásico para acionamento de máquinas e equipamentos em áreas rurais, remotas, providas apenas de fontes monofásicas de energia (HUBER, 1965) (HABERMANN, 1954). Os conversores desse período em sua maioria eram conversores de fase dos tipos rotativo e estático com capacitor defasador. A partir da década de 80 os conversores eletrônicos do sistema monofásico para o sistema trifásico começaram a ganhar relevância (MOHAN et al., 1984) (BISWAS, 1986). O avanço da eletrônica de potência fomentou a pesquisa de conversores desenvolvidos com chaves ativas para atender à necessidade da conversão do sistema trifásico para o sistema monofásico. O desenvolvimento de microcontroladores e microprocessadores contribuiu, juntamente com os avanços das chaves de potência, para o desenvolvimento de novas topologias de conversores de eletrônica de potência.

Com o desenvolvimento de áreas rurais, o aumento da complexidade dos processos industriais e da automação em fazendas e em pequenas indústrias rurais, além do uso nessas áreas de equipamentos domésticos como computadores, surge a necessidade de fonte de tensão CA estabilizada, e sem as interferências corriqueiras a sistemas rurais, como afundamentos de tensão. Essas interferências em sua maioria são causadas pelo acionamento de motores, exaustores, bombas, compactadores, equipamentos de irrigação e uma variedade de outros equipamentos agrários. Para tais aplicações, a possibilidade de melhoria no desempenho dos acionamentos de motores com redução de custos pode ter um impacto positivo para o desenvolvimento sócio-econômico nessas regiões, bem como para a qualidade do sistema de alimentação.

Quando comparados com os motores de indução monofásicos, os motores de indução trifásicos são significativamente mais eficientes e econômicos, menos ruidosos e apresentam menor corrente de partida (ver ANEXO F). Assim, o acionamento de um motor CA por meio de um conversor do sistema monofásico para o sistema trifásico é uma conveniente opção quando o motor trifásico é um importante componente e a fonte de energia disponível é monofásica.

Nas últimas décadas, as crescentes exigências por uma melhor qualidade de energia, fornecida pelo sistema elétrico, provocaram o surgimento de normas técnicas para a conexão dos equipamentos à rede elétrica. Para o atendimento a essas normas, outros aspectos de desempenho dos conversores passaram a ser considerados, tais como a redução da distorção

harmônica total (*Total Harmonic Distortion – THD%*); fator de potência próximo ao unitário; e capacidade de operação mesmo durante a ocorrência de afundamento de tensão (*ride through capability*).

A topologia mais comum de conversor do sistema monofásico para o sistema trifásico é a constituída por um retificador de entrada, e um elo CC ou barramento CC formado por capacitores seguido por um inversor trifásico, como visto na Figura 1(a). Esta topologia apresenta baixo fator de potência total e alto nível de THD%, devido ao retificador não controlado de entrada.

Com intuito de melhorar o fator de potência na entrada da fonte CA MOHAN et al. (1984) propôs o circuito mostrado na Figura 1(b), que permite controlar a corrente de entrada.

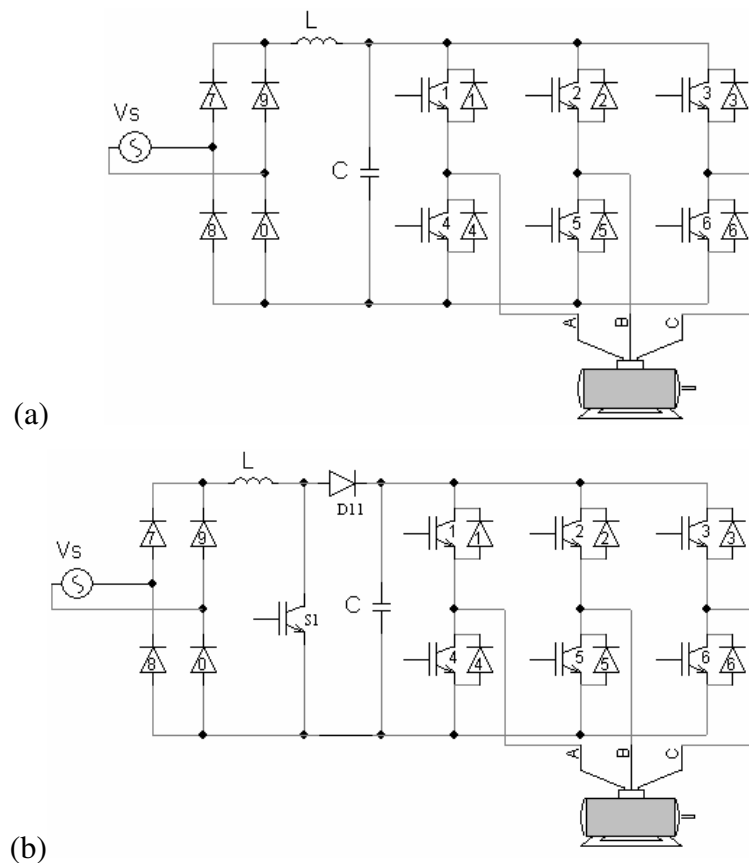


Figura 1: Topologias convencionais de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico: (a) Circuito clássico, (b) Circuito com melhoria do fator de potência na fonte CA

A partir desta proposta, diversos trabalhos têm sido publicados no âmbito dos conversores eletrônicos monofásicos para trifásicos, aplicados ao acionamento de motores trifásicos CA, com diferentes topologias e controles para o atendimento de diferentes quesitos em função das aplicações de interesse.

DIVAN (1989) propõe um conversor composto de apenas um ramo de diodos e dois ramos de chaves ativas para aplicações em fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supply* – UPS) e em acionamentos, com mais ênfase nos resultados para fontes UPS, como apresentado na Figura 2. NESBITT et al. (1991) enfatiza a aplicação deste mesmo conversor ao acionamento de motor com vistas à melhoria do fator de potência de entrada onde o controle de velocidade não é o principal foco.

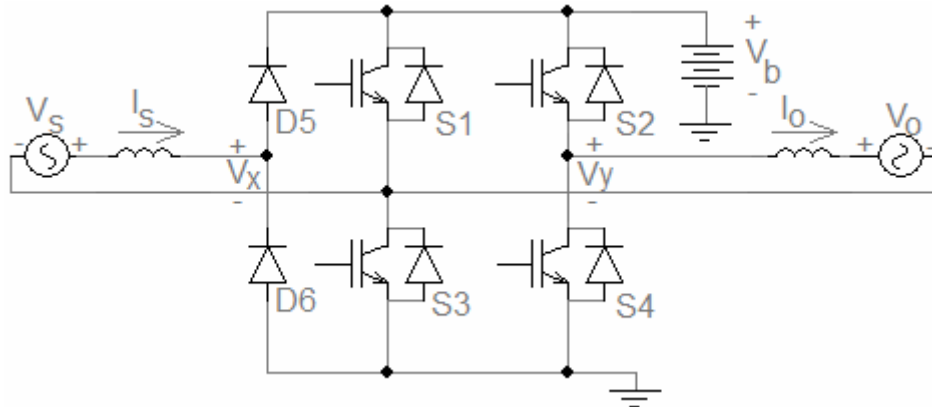


Figura 2: Topologia de conversor proposta por DIVAN (1989).

Porém, ENJETI e CHOUDHURY (1992) e DIVAN, CHEN e NOVOTNY (1992) propuseram a topologia mais reduzida em número de componentes, composta de apenas um ramo de diodos e um ramo de chaves ativas. O principal interesse dos autores ENJETI e CHOUDHURY (1992) era a aplicação no setor rural, entretanto sem a possibilidade de redução da distorção harmônica na entrada pelo fato da retificação não ser controlada, indicado na Figura 3. Porém DIVAN, CHEN e NOVOTNY (1992) identificaram dois modos de operação: com sequência de fases negativa e sequência de fases positiva, sendo que foi verificado que na sequência de fases positiva ocorria uma melhoria no fator de potência na fonte, indicado na Figura 4. Também apresentaram contribuições para a redução da corrente de partida verificada na fonte CA.

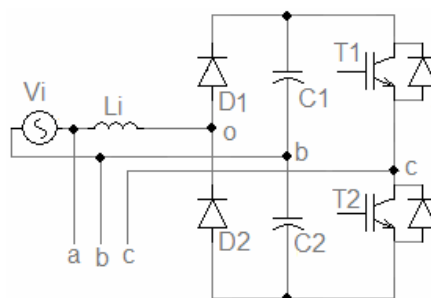


Figura 3 – Topologia de conversor proposta por ENJETI e CHOUDHURY (1992).

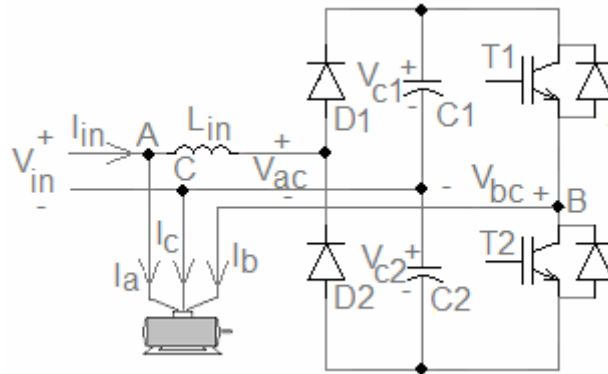


Figura 4: Topologia de conversor proposta por DIVAN, CHEN e NOVOTNY (1992).

ENJETI, RAHMAN e JAKKLI (1993) propõem várias topologias com vistas à redução do número de componentes. Neste trabalho destaca-se a topologia com apenas dois ramos ativos, e com capacidade de regular a corrente de entrada para torná-la praticamente senoidal e em fase com a tensão, a fim de obter fator de potência unitário, vista na Figura 5.

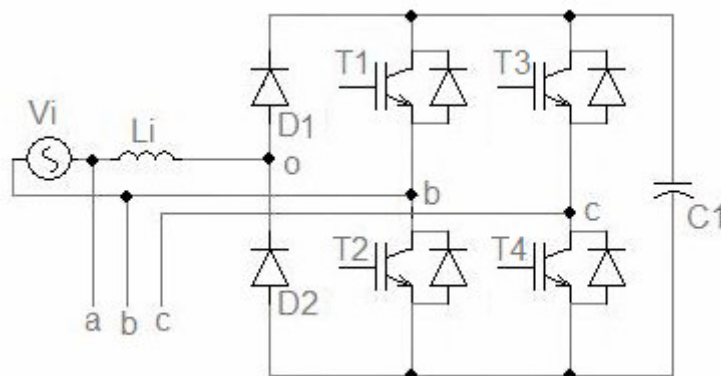


Figura 5: Topologia de conversor proposta por ENJETI, RAHMAN e JAKKLI (1993).

Neste trabalho aplicou-se o termo conversor reduzido àquelas topologias compostas de até no máximo dois ramos ativos, conforme as propostas nos artigos acima referidos. Entretanto, uma vez que um conversor convencional do sistema monofásico para o sistema trifásico é constituído de pelo menos dez chaves (quatro para o retificador e seis para o inversor trifásico), é comum na literatura apresentar-se como “reduzido” qualquer circuito com número de componentes menor que dez. Neste sentido, talvez a contribuição mais importante nos últimos anos em termos de redução no número de componentes tenha sido a proposta por ENJETI e RAHMAN (1993), onde o conversor é composto por seis chaves ativas. Com este circuito é possível realizar o controle da corrente de entrada para se obter fator de potência próximo à unidade e o controle da velocidade do motor. Neste caso um ramo

de chaves realiza a retificação e os outros dois ramos realizam a função de inversor para o motor. Portanto os controles do retificador e do inversor operam de forma independente. A desvantagem principal está no fato do inversor com apenas dois ramos apresentar alcance de operação limitado em termos de torque e velocidade quando comparado com o circuito convencional a três ramos, indicado na Figura 6.

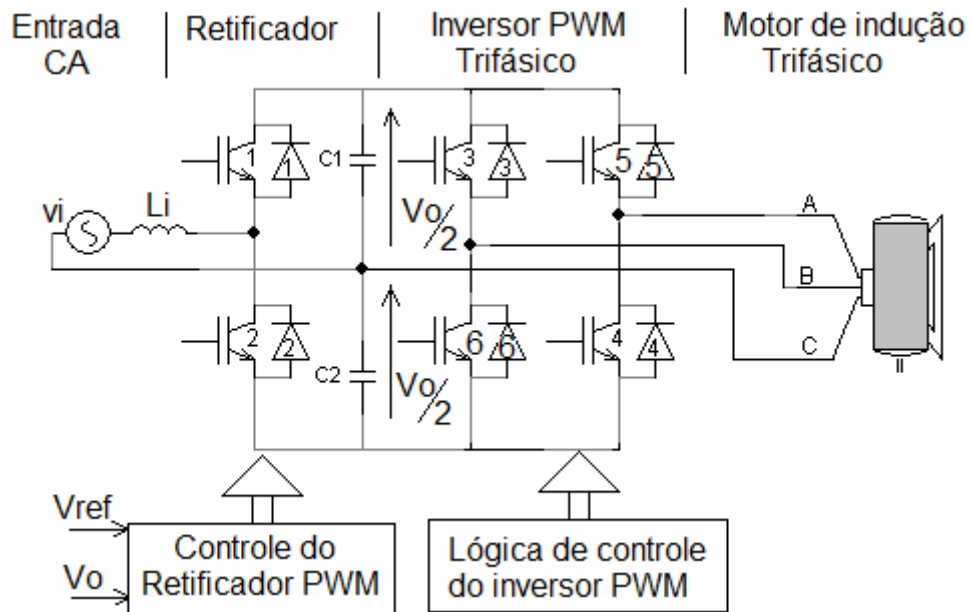


Figura 6: Topologia de conversor proposta por ENJETI e RAHMAN (1993).

Para que acionamentos de motores trifásicos a partir de rede monofásica despertem interesses para comercialização e consumo em larga escala, inicialmente devem ser considerados aspectos como: o baixo custo e a obtenção do desempenho desejado em termos de torque e velocidade. Com vistas à redução do custo, foram apresentadas algumas propostas na literatura de topologias de conversores com número reduzido de chaves ativas de potência para atender às necessidades surgidas.

Diversas outras propostas têm surgido para implementar este conversor na busca por melhorias de desempenho (TSHIVHILINGE; MALENGRET, 1998) (JACOBINA et al., 2008). Este trabalho destina-se a investigar apenas três topologias reduzidas, que serão mostradas nos capítulos a seguir.

1. MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

Com o intenso desenvolvimento da tecnologia de dispositivos semicondutores de potência nas modalidades de diodo, transistor MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), surgiram no mercado diversos tipos de módulos integrados desses componentes. Atualmente encontram-se no mercado módulos integrados contendo uma ponte completa trifásica e o circuito de acionamento das chaves (*gate drive circuit*). Isto torna atraente a busca por soluções de baixo custo dos conversores anteriormente mencionados, o que deve integrar simplicidade nos acionamentos. Por isto, o foco neste trabalho são as topologias mais reduzidas, portanto, com no máximo dois ramos de chaves. BELLAR et al. (2005) avaliou por simulação digital, diversas topologias de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico, onde foi enfatizado o dimensionamento dos componentes e a redução dos níveis da corrente de partida. Naquele trabalho foram analisadas as topologias de interesse deste trabalho, porém, apenas na operação no modo em sequência negativa. Nesta dissertação, deseja-se avaliar o desempenho das topologias reduzidas em sequência positiva e negativa, e com vistas a uma possível implementação de baixo custo e redução de volume através da utilização de um módulo integrado de potência com acionamento simples. Outro aspecto a ser considerado é a possibilidade de operação por banco de baterias no caso de haver falta na fonte CA. Este fato é de interesse no caso de ser disponível um sistema de energia renovável com armazenamento de energia.

O escopo deste trabalho é a análise de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de chaves, na aplicação em acionamento de motores CA. Também será considerada nesta análise a possibilidade de funcionamento ininterrupto, na ocorrência da falta de uma fonte CA, através do uso de uma fonte auxiliar que pode ser um banco de baterias.

Os objetivos deste trabalho são:

1. Modelagem e simulação digital dos sistemas reduzidos: geração de um modelo para os circuitos estudados no programa simulador de circuitos PSCAD/EMTDCTM;
2. Avaliação comparativa de desempenho de cada sistema quanto às aplicações de interesse. Através dos resultados de simulação comparam-se as topologias apresentadas e avalia-se quais delas oferecem condições

adequadas de funcionamento ao motor. Também será feita a escolha da topologia mais adequada para protótipo experimental baseado em módulo integrado de chaves;

3. Desenvolver uma bancada de testes para a obtenção de resultados experimentais para possibilitar a avaliação da topologia escolhida;

4. Análise dos resultados experimentais e simulados.

No capítulo 2 deste trabalho são apresentadas a teoria de funcionamento do conversor, seus componentes, a modelagem e a avaliação do circuito através de simulações.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do protótipo do conversor e mostra os módulos de acionamento do protótipo.

No capítulo 4 são apresentadas as medições que pontuam a funcionalidade do conversor, os resultados experimentais obtidos com o protótipo montado e a comparação com os resultados simulados.

A conclusão do trabalho é mostrada no capítulo 5.

2. MODELAGEM E SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas a modelagem e a simulação das topologias estudadas, ressaltando em 2.1 o princípio de funcionamento dos circuitos e suas características mais importantes. Nas seções seguintes serão apresentadas as simulações no programa PSCAD/EMTDCTM de cada topologia, analisando os modos de operação com as sequências de fase negativa e positiva, além de outros aspectos relevantes, como falta da fonte CA, operação com fonte auxiliar e simulação do limite de carga do conversor para a topologia 2, na seção 2.3. Na seção 2.4 serão apresentadas simulações da Topologia 3, com suas peculiaridades de funcionamento. E por fim na seção 2.5, será feita uma comparação prévia entre as topologias, tendo como base as simulações e alguns aspectos de funcionamento. Serão apresentados nas simulações aspectos de funcionamento como:

- Equilíbrio das correntes fornecidas ao motor (I_a, I_b, I_c);
- Desenvolvimento de torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m) e velocidade (ω);
- Controle de nível e *ripple* na tensão do barramento CC (V_d);
- Corrente e tensão de entrada do conversor (V_s, I_s) e fator de potência;
- Funcionamento nas sequências de fase positiva e negativa ($\pm 60^\circ$ em V_{cb});

2.1. Princípio de Funcionamento

Os conversores eletrônicos do sistema monofásico para o sistema trifásico são dispositivos que disponibilizam para uma carga um sistema equilibrado de tensões e correntes, a três (três fases) ou quatro (três fases e um neutro) condutores. Este trabalho analisa os conversores a três fios, especialmente destinados a alimentar motores trifásicos, como visto na Figura 7, e compostos por associações de retificador e inversor.

O conversor do sistema monofásico para o sistema trifásico convencional apresentado na Figura 7(a) pode ser caracterizado pelo arranjo da Figura 7(b), composto por um retificador monofásico em ponte completa, com filtragem LC no banco CC e inversor trifásico composto de seis chaves ativas. Para o conversor convencional, a corrente de entrada (I_s) é bastante distorcida e apresenta alto THD% (equação (1)) de corrente na fonte de entrada (V_s), e baixo fator de potência total (FP) (equação (2)).

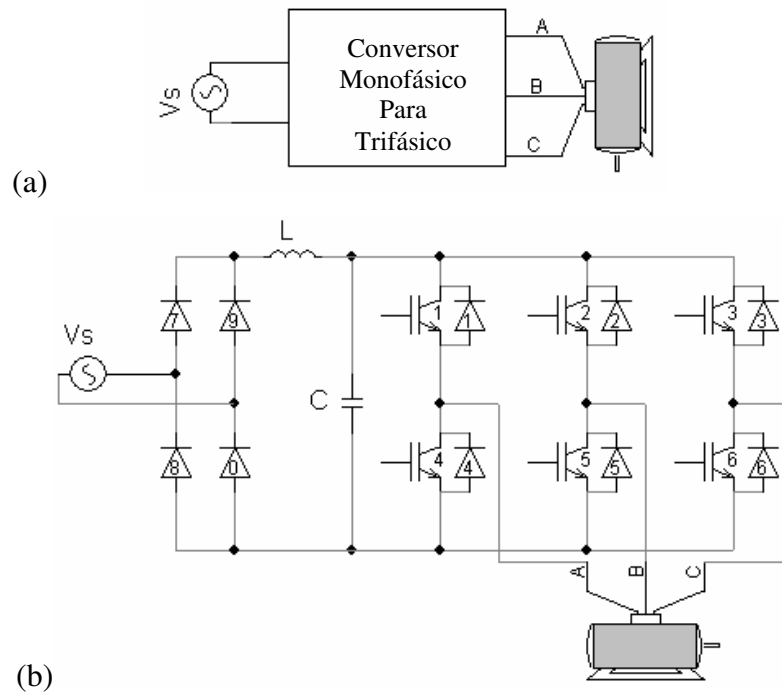


Figura 7: Conversor do sistema monofásico para o sistema trifásico: (a) Diagrama simplificado, (b) Topologia convencional de conversor.

$$THD\% = \frac{I_{dis}}{I_{S1}} * 100 = \frac{\sqrt{I_S^2 - I_{S1}^2}}{I_{S1}} * 100, \quad (1)$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_S I_{S1} \cos \Phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \Phi_1 = \frac{\cos \Phi_1}{\sqrt{1 + THD^2}}, \quad (2)$$

Onde,

I_S = valor eficaz da corrente da fonte V_S ;

I_{S1} = valor eficaz do primeiro harmônico da corrente da fonte V_S ;

P = potência real da fonte, em WATTS;

S = potência aparente da fonte, em VA;

Φ_1 = ângulo de deslocamento entre a corrente I_{S1} e a tensão de entrada V_S .

A corrente da fonte decomposta em série de Fourier pode ser expressa como somatório de componentes harmônicas múltiplas da componente fundamental, como indicado na equação (3).

$$i_S(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_{sh}(t), \quad (3)$$

Onde,

h = é o índice do harmônico de $i_S(t)$.

Os conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de chaves são topologias de conversores que fornecem à carga o mesmo sistema equilibrado que os conversores convencionais, mas com um número menor de chaves ativas em sua composição. Em outras palavras, a função destes conversores reduzidos é fornecer para a carga acionada, no caso um motor, o equivalente trifásico necessário ao seu funcionamento, com um número reduzido de componentes ativos, priorizando reduzir custos.

Existem algumas considerações referentes à fonte de alimentação e ao modo de acionamento da carga:

> DIVAN, CHEN e NOVOTNY (1992) utilizaram como fonte de entrada a tensão V_{ac} , e com essa entrada a sequência de fases **positiva** é obtida com defasagem de -60° na tensão sintetizada V_{bc} e a sequência de fases negativa é obtida com defasagem de $+60^\circ$ em V_{bc} em relação a V_{ac} .

> ENJETI e CHOUDHURY (1992) utilizaram como fonte de entrada a tensão V_{ab} , e com essa entrada a sequência de fases **positiva** é obtida com defasagem de $+60^\circ$ na tensão sintetizada V_{cb} e a sequência de fases negativa é obtida com defasagem de -60° em V_{cb} em relação a V_{ab} .

A influência da sequência de fase está ligada ao sentido de rotação dos motores, e pode ser alterada com a simples permuta de duas das três fases. Neste trabalho será adotada a tensão de entrada V_{ab} , como adotado por ENJETI e CHOUDHURY (1992).

A seguir a Figura 8(a) mostra o diagrama de fasores trifásicos de uma máquina com fator de potência indutivo. O circuito equivalente dos circuitos estudados neste trabalho é o apresentado na Figura 8(b), que se constitui de um circuito chaveado alimentado pela fonte CA V_{ab} (consumindo da fonte a corrente I_{conv}), controlando a disposição de fase V_{cb} , que comporá o sistema de alimentação da máquina. Existem duas possibilidades de acionamento deste circuito controlando a fase da tensão V_{cb} em relação à V_{ab} , que produzem tensões equilibradas capazes de acionar a máquina: com fase do harmônico fundamental a $+60^\circ$, chamada sequência positiva de fases (a, b, c) e com fase -60° , chamada sequência negativa de fases (a, c, b). Os diagramas de fasores relativos às sequências negativa e positiva estão apresentados nas figuras 8(c) e 8(d), respectivamente.

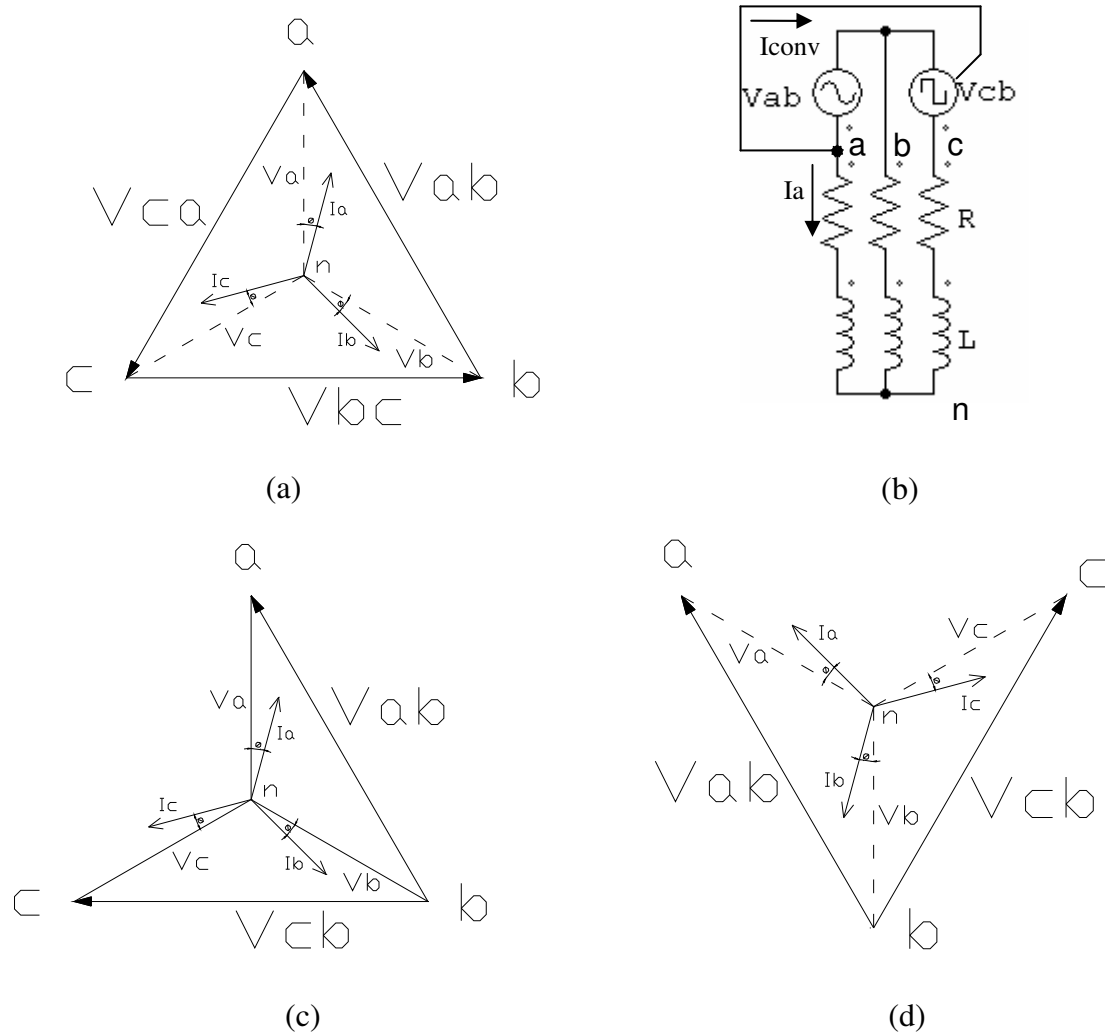


Figura 8: Sistemas trifásicos: (a) Fasores do circuito completo, (b) Equivalente reduzido, (c) Fasores do circuito reduzido sequência positiva, (d) Fasores do circuito reduzido sequência negativa.

A diferença entre as sequências de fase positiva e negativa deve-se ao posicionamento angular entre as tensões V_{cb} geradas. Observando os diagramas (c) e (d) da Figura 8, é possível constatar que o ângulo relativo entre a tensão de entrada V_{ab} e a corrente para a carga I_a é menor na sequência negativa ($\Phi - 30^\circ$), que na sequência positiva ($\Phi + 30^\circ$). Esta diferença terá influência direta no fator de potência fundamental (ângulo entre V_{ab} e $I_s = I_a + I_{conv}$) para a topologia 1 como será mostrado nas simulações. E para fator de potência indutivo ($\Phi > 0$), a sequência negativa será sempre melhor que a positiva, quanto ao Fator de Potência fundamental, uma vez que a corrente I_a terá um ângulo menor em relação à V_{ab} .

O motor simulado no programa apresenta ângulo de deslocamento Φ de $38,82^\circ$ (FP = 0,779) em seu modelo, portanto, para a sequência positiva o ângulo de deslocamento entre V_{ab} e I_a será de $68,82^\circ$ (FP fundamental = 0,361 indutivo), enquanto na sequência negativa, o ângulo será de $8,82^\circ$ (FP fundamental = 0,988 indutivo). O resultado final do fator de potência

será o resultado do ângulo entre V_{ab} e $I_s = I_a + I_{conv}$, onde a corrente para o conversor é aquela que faz a recarga os capacitores.

Foram realizadas várias simulações com algumas das topologias apresentadas por BELLAR et al. (2005), e ilustradas na Figura 2. Foram observados o funcionamento do motor de indução gaiola de esquilo e o comportamento das grandezas relevantes aos conversores reduzidos estudados. Os circuitos de acionamento estudados nas simulações são apresentados na Figura 9.

O circuito apresentado na Figura 9(a) é um conversor reduzido com retificador a diodos (**Topologia 1**), composto de um retificador dobrador de tensão, e um ramo de chaves ativas (IGBT 3 e IGBT 4). Nesta topologia o ramo de chaves ativas é acionado em malha aberta com chaveamento PWM (“*Pulse Width Modulation*”) Senoidal com índice de modulação fixo, cuja fundamental V_{cb} pode estar a $+60^\circ$ ou -60° de V_{ab} , que é a tensão de entrada do conversor. Assim, a carga será suprida por tensões trifásicas permitindo o seu funcionamento. Para esta topologia não há controle da tensão de barramento e nem da corrente de entrada. Esta corrente é dependente da carga e da sequência de fase utilizada.

O circuito apresentado na Figura 9(b) (Topologia 2), é um conversor reduzido com retificador PWM Senoidal meia ponte do tipo dobrador de tensão, composto de chaves ativas (IGBT 1, IGBT 2) e dois capacitores. Nesta topologia, o ramo ativo composto pelas chaves IGBT 3 e IGBT 4 é acionado de modo semelhante ao ramo da topologia 1 (em malha aberta com chaveamento PWM Senoidal, cuja fundamental pode estar a $+60^\circ$ ou -60° de V_{ab}). Neste caso, há controle da tensão de barramento V_d e da corrente de entrada I_s feito pelo ramo composto pelas chaves IGBT 1 e IGBT 2, controle que é denominado Correção de Fator de Potência (PFC – “*Power Factor Correction*”).

O circuito apresentado na Figura 9(c), é um conversor reduzido com retificador PWM semi-controlado (**Topologia 3**), composto de um ramo de diodos (D5, D6), um ramo de chaves ativas (IGBT 1, IGBT 2) e um capacitor de barramento. Nesta topologia o ramo ativo das chaves IGBT 3 e IGBT 4 também é acionado como na topologia 1. Há controle da tensão de barramento V_d e da corrente de entrada I_s feito pelo ramo composto pelas chaves IGBT 1 e IGBT 2, como na topologia 2. Esta topologia tem a vantagem de o barramento de tensão não ser dobrador, que faz com que a tensão instantânea na carga não alcance valores tão elevados como nas outras topologias apresentadas.

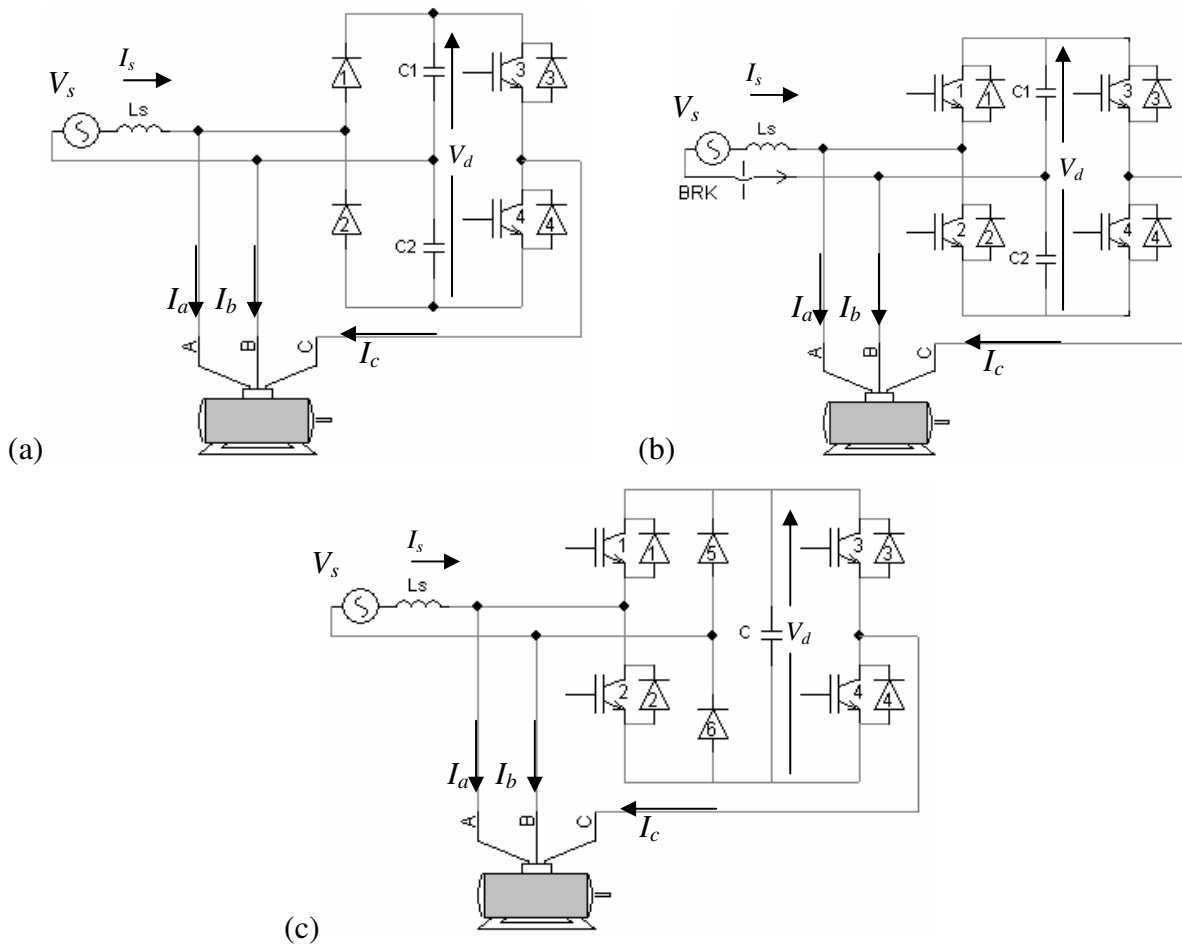


Figura 9: Topologias de conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de componentes reduzidos: (a) Topologia 1, (b) Topologia 2, (c) Topologia 3.

Para as topologias 2 e 3 o controle PFC ocorre segundo o diagrama esquemático mostrado na Figura 10, em que são feitas aquisições de tensão de barramento CC (V_d) e de corrente de entrada (I_s), que serão comparadas com as referências de tensão (V_{ref}) e de corrente (I^*) respectivamente. Também é feita aquisição do ângulo da tensão de entrada através de um circuito de detecção de passagem por zero (*crossover*), que indica o instante que a tensão passa pelo zero ($\text{kot} = 0$) em um determinado sentido. O instante determinado pelo circuito sincroniza a referência $\text{Sen}(\omega t)$, que é o sinal de referência de corrente do laço PFC.

As comparações entre as referências V_{ref} e I^* com os valores medidos V_d e I_s geram os sinais de erro que são aplicados a controladores proporcionais (P1 e P2). A saída do arranjo de controladores recebe um ganho (K3) para adequar a amplitude do sinal à entrada do modulador PWM. O sinal resultante corrige a atuação do chaveamento do ramo ativo de entrada para que a tensão do barramento CC (V_d) esteja no valor correto e que a corrente (I_s) esteja em fase com a tensão de entrada (V_s).

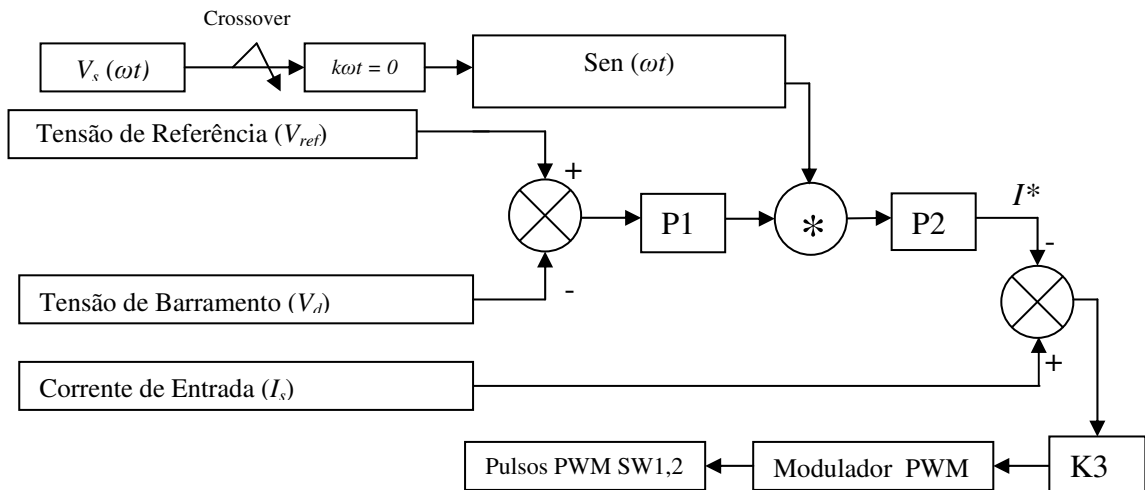


Figura 10 – Diagrama de controle PFC para a Topologia 2 e Topologia 3.

Esta estratégia de controle é a mesma aplicada ao conversor BOOST (PADILHA; BELLAR, 2003) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003), onde a tensão de barramento será sempre maior que o valor máximo do valor da fonte de alimentação.

A referência de tensão é o parâmetro de controle que fornece ao microcontrolador o nível que deverá ser mantido no barramento CC, portanto o ajuste da referência controlará o nível de tensão do barramento. Esse ajuste também está ligado à capacidade do circuito de manter a correção do fator de potência, pois se a carga do circuito for reduzida em demasia e a referência de tensão estiver baixa, o retificador não fornecerá energia suficiente ao barramento CC, e a referência de corrente não será rastreada.

Deste modo, a referência é o parâmetro que possibilita o armazenamento de energia no barramento CC e o controle do fator de potência de entrada.

Por outro lado, se a referência de tensão estiver excessivamente alta, o barramento de tensão acompanhará esta referência e a carga (motor) estará sujeita a tensões instantâneas muito grandes, ainda que a componente fundamental destas tensões estejam adequadas, e esse efeito pode causar rompimento do isolamento da carga, dos capacitores ou das chaves.

O cálculo dos componentes passivos do circuito está associado às tensões e correntes a eles relacionadas.

O cálculo do capacitor tem base em sua tensão de ripple (MORAES, 2005). Conforme visto na equação (4) do retificador dobrador, a frequência de ripple presente na tensão de cada capacitor é de 60Hz e na composição do barramento CC é 120Hz.

Lembrando da queda de tensão no capacitor, definida por:

$$V_{Cap} = X_C * I_C, \quad (4)$$

$$X_C = (\omega * C)^{-1}, \quad (5)$$

$$\omega = 2 * \pi * f, \quad (6)$$

Onde,

C = capacitância, em Farads;

X_C = reatância capacitiva, em ohms;

f = frequência, em Hz;

ω = frequência angular, em rad/s;

I_C = corrente que atravessa o capacitor, em Ampères;

V_{Cap} = tensão AC no capacitor, em volts;

De onde vem a equação (7), em que para componentes harmônicas de f , basta substituir f por nf , sendo n o n° do harmônico.

$$C = \frac{I_C}{\omega * V_{Cap}} \quad (7)$$

A tensão V_{Cap} pode ser dada em função da tensão do barramento (V_d), sob o parâmetro RF (fator de ripple):

$$V_{Cap} = RF * V_d. \quad (8)$$

Tabela 1: Dados da Máquina do protótipo

Motor de indução tipo Gaiola de Esquilo WEG	
F	60Hz
kW (Hp)	0,12 (0,16)
RPM	1720
Tensão	220 // 380
Corrente	0,891 // 0,516
I_p/I_n	4,5
Rend.	57,00%
cos (ϕ)	0,62
Isol	B D t

Considerando como carga a máquina cujos dados estão na Tabela 1, e aplicando o cálculo à máquina em questão:

$$C_1 = \frac{0,891 * \sqrt{2}}{2 * \pi * 60 * 220 * \sqrt{2} * RF}, \quad (9)$$

onde a tensão $220\sqrt{2}$, é a tensão CC sobre o capacitor C_1 (metade do barramento), e a corrente $0,891\sqrt{2}$, é a corrente que atravessa o mesmo.

Fazendo variar o fator de ripple tem-se uma variedade de valores para o capacitor do barramento.

Tabela 2: Valores de Capacitância e fator ripple

Fator de <i>Ripple</i> (%)	Valor de C (micro Farads)
1	1074,33
1,5	716,22
2	537,16
5	214,87
10	107,43
15	71,62

O cálculo do Indutor de entrada é feito estabelecendo como critério a queda de tensão no indutor de filtro, na entrada, e pode-se calculá-lo, com base nos parâmetros de circuito elétrico. Conhecendo a relação de impedância de um indutor para uma frequência fixa (equação (10)), pode-se determinar o valor da indutância associada com a aplicação do seguinte formulário:

$$X_L = \omega L_s = \frac{V_L}{I_L}, \quad (10)$$

$$L_s = \frac{V_L}{I_L * \omega}, \quad (11)$$

$$\omega = 2 * \pi * f, \quad (12)$$

$$V_L = k * V_s, \quad (13)$$

Onde,

L_s = indutância, em Henry;

X_c = reatância capacitiva, em ohms;

f = frequência, em Hz;

ω = frequência angular, em rad/s;

I_L = corrente que atravessa o indutor, em Ampères;

V_L = tensão AC no indutor, em volts;

k = fator percentual de queda de tensão;

V_s = tensão da fonte, em volts;

De onde vem:

$$I_L = I_{TOTAL} = \frac{S_{TOTAL}}{V_s} \quad (14)$$

Por exemplo, para uma máquina de 1HP (746W), tensão nominal 220V, fator de potência igual a 0,77, considerando uma queda de tensão (V_s) admissível de 2% da tensão de

entrada ($k = 0,02$), tem-se o indutor L_s com o procedimento mostrado nas equações (10) a (14):

$$V_L = 0,02 * 220V = 4,4V , \quad (15)$$

$$I_L = \frac{746W / 0,77}{220V} = 4,403A , \quad (16)$$

$$L_s = \frac{4,4V}{4,403A * (2 * \pi * 60)} = 2,65mH . \quad (17)$$

Os cálculos acima não estão considerando o rendimento do motor, que não é ideal. Se for considerado o rendimento, há que se acrescentar na equação (14) o índice η , que aumentará a corrente necessária a manter o motor.

$$I_L = \frac{S_{TOTAL}}{\eta * V_s} \quad (18)$$

Isto alteraria o dimensionamento de L_s para o mesmo motor, se o rendimento fosse, por exemplo, de 90%:

$$L_s = 2,38mH \quad (19)$$

No caso da máquina com os dados da Tabela 1, obtém-se:

$$L_s = 7,4mH . \quad (20)$$

Para a modelagem foram consideradas também as ordens de grandeza dos componentes físicos, de modo que o modelo pudesse ser reproduzido em bancada. Foram listados os componentes que comporiam o protótipo e adequados às necessidades dos circuitos. Assim, para a indutância L_s existiam os valores de 2,7mH, 4,4mH e 10mH, dentre os quais o mais adequado, segundo os cálculos era o de 2,7mH, exceto para a topologia 2, que foi utilizado $L_s = 10mH$, para melhorar a eficiência do circuito de controle. Os valores de capacitância disponíveis em bancada eram de 330 μF , 660 μF e 990 μF , e foi escolhida capacitância de 990 μF para cada banco (C1 e C2), para possibilitar o menor ripple possível na tensão de barramento CC. Para a escolha da carga simulada, foi analisada uma hélice acoplada ao eixo do motor, cujo teste com fonte trifásica mostrou que esta carga era equivalente a 30% (0,3pu) da carga nominal, e proporcional ao quadrado da velocidade, como característica de escoamento viscoso.

2.2. Conversor reduzido com retificador dobrador de tensão a diodos – Topologia 1

A **Topologia 1**, foi avaliada por simulação e por experimentos, cujos resultados foram apresentados por MORAES, PADILHA, BELLAR, (2007) no 9º congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência.

Aqui serão apresentadas as simulações desta topologia, com as sequências de fase positiva e negativa, considerando as condições de níveis de tensão, de corrente e de carga testadas para as demais topologias. Para as simulações desta seção, as chaves e diodos são ideais e os parâmetros utilizados são os que seguem:

- $V_s = 127V$ eficazes; $L_s = 2,7mH$; $C_1 = C_2 = 990\mu F$;
- Carga no simulador de circuitos: Motor trifásico, Rotor Gaiola, potência de 120W (0,16cv), FP = 0,78 e corrente de 0,891A. Carga com torque proporcional ao quadrado da velocidade, em 0,3pu.

2.2.1 Operação na sequência positiva

Foi simulado o circuito da Topologia 1 com sequência de fase positiva, ou seja, com V_{cb} deslocada de $+60^\circ$ em relação a V_{ab} . O ramo ativo (IGBT 3 e IGBT 4) é acionado em malha aberta com chaveamento PWM com índice de modulação fixo em 97%. Nas figuras a seguir será apresentado o comportamento de algumas grandezas relevantes ao funcionamento do motor simulado.

Na Figura 11 estão as correntes que seguem para o motor, as quais apresentam desequilíbrio de 20% entre as correntes, especialmente a corrente da fase a (I_a). Este desequilíbrio foi calculado de acordo com o critério adotado por SODERHOLM e HERTZ (1990), em que a diferença entre a média das correntes e seus valores individuais, resulta no desequilíbrio (a corrente média é $I_m = (I_a + I_b + I_c)/3$ e o desequilíbrio de corrente I_a é $\Delta I_a = (I_m - I_a) / I_m$). Ainda é conveniente observar a razão de três vezes da corrente de partida na Figura 11(b).

Na Figura 12 estão mostrados os gráficos de velocidade, torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m), onde a velocidade de regime alcançou 0,928pu.

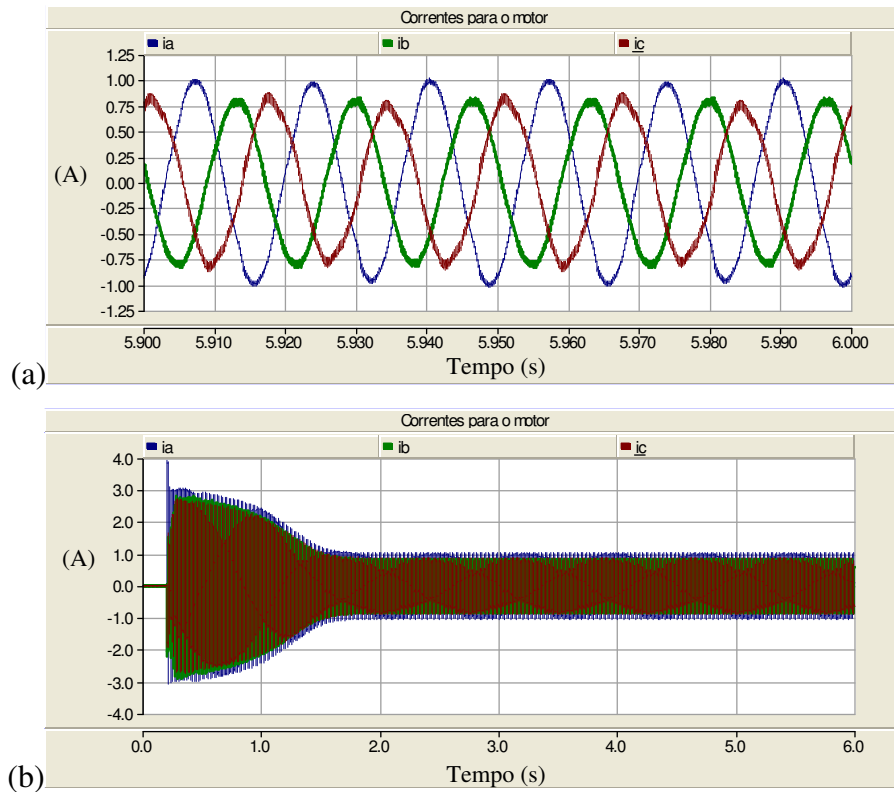


Figura 11: Correntes da carga, Topologia 1, sequência positiva: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação do Transitório.

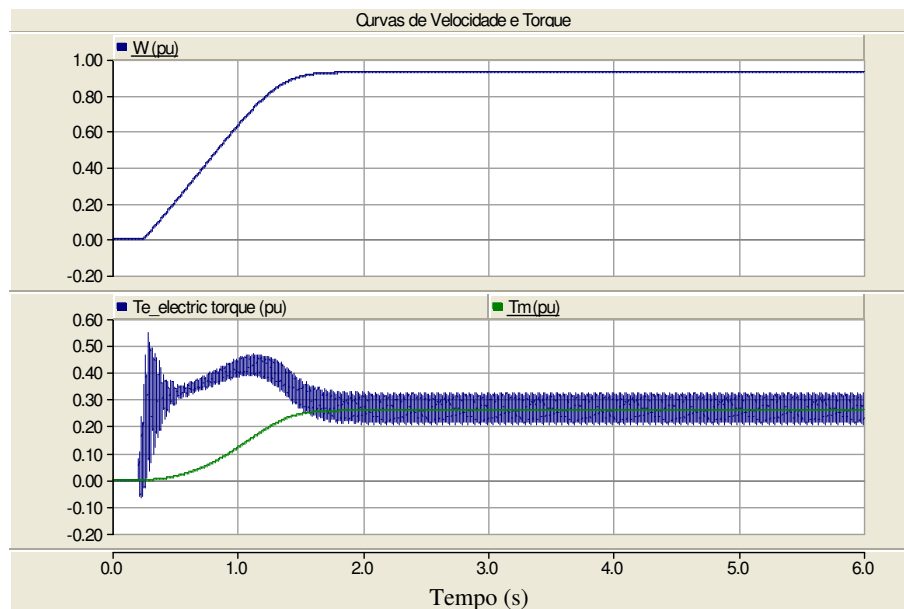


Figura 12: Topologia 1, sequência positiva: Gráfico de torque e velocidade do motor.

Na Figura 13 é mostrada a tensão de barramento CC que atingiu 347V na média. Aqui é importante observar que o *ripple* em V_d está na frequência de $2\omega_0 = 120\text{Hz}$, como característica de um retificador a diodos. O *ripple* é maior durante a partida do motor, quando o motor demanda mais energia do conversor.

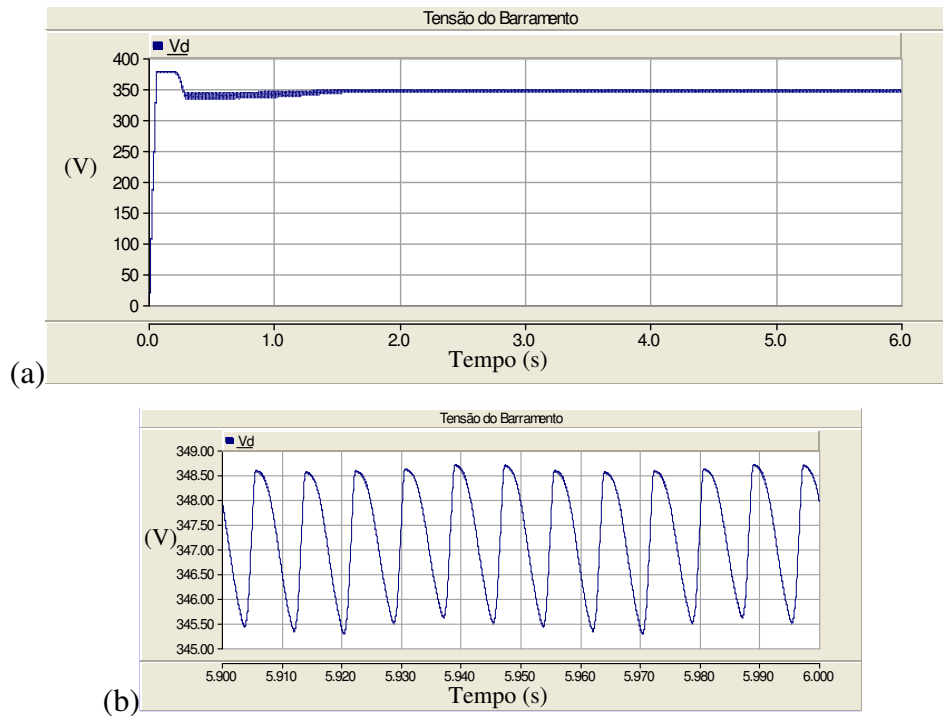


Figura 13: Topologia 1, seqüência positiva: (a) Tensão do barramento CC (V_d), (b) Detalhe da tensão de barramento em regime permanente.

Na Figura 14 são mostradas as tensões fornecidas pelo conversor ao motor. Verifica-se que a tensão V_{ca} apresenta valor instantâneo com o dobro da tensão de barramento. Este fato pode ser um inconveniente se a isolamento do motor não estiver especificada para esta classe de isolamento de tensão.

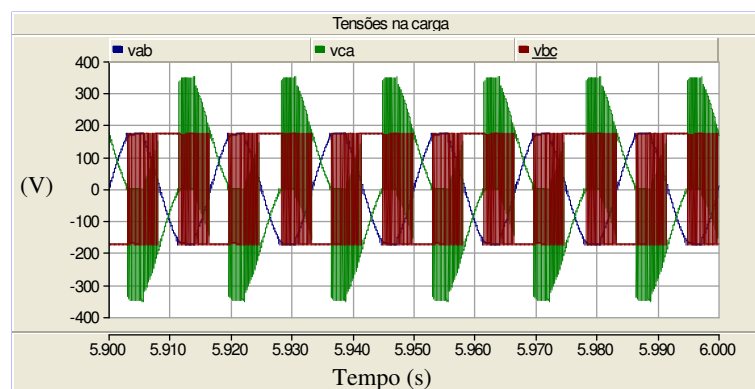


Figura 14: Tensões fornecidas pelo conversor ao motor (V_{ab} , V_{ca} , V_{bc}).

Na Figura 15 são mostradas a tensão e a corrente da fonte de alimentação. Notam-se os picos de corrente característicos do retificador a diodos. E observa-se que os picos na corrente de entrada durante a partida atingem valor de 7,5A de pico, estabilizando em cerca de 3A durante o regime permanente. Nota-se também que a composição da corrente da fonte é

feita com a corrente do motor acrescida da corrente para o conversor ($I_s = I_a + I_{conv}$), onde a corrente para o conversor são os picos de corrente que fazem recarga dos capacitores do banco CC.

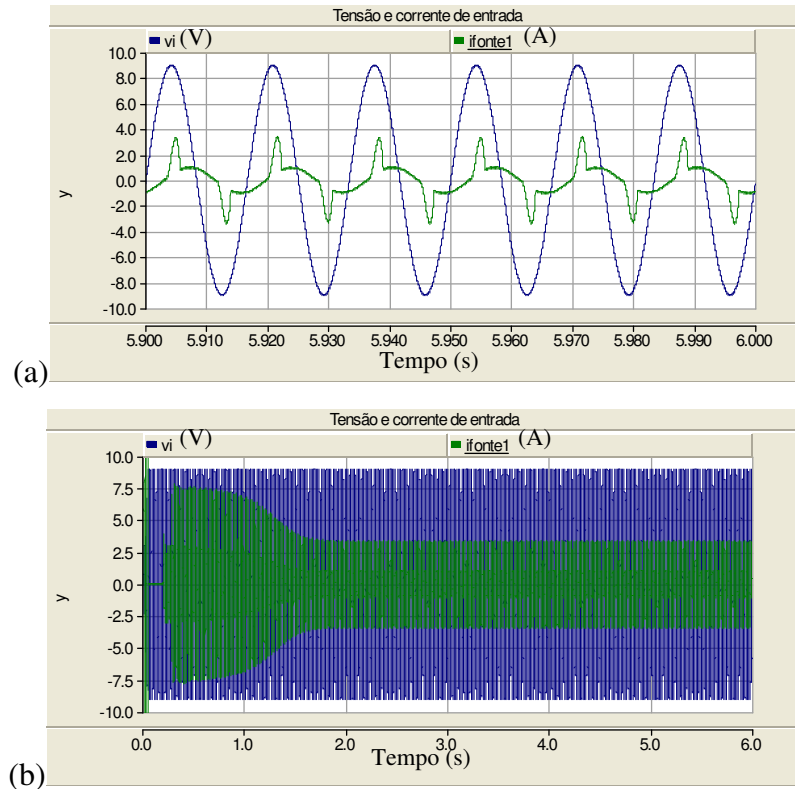


Figura 15: Tensão e corrente de entrada, Topologia 1, sequência positiva: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$)
(b) Simulação completa indicando a corrente de partida.

A medição do fator de potência é feita a partir do tempo de ativação do controle 0,2s de simulação, e é apresentada graficamente na Figura 16. No ANEXO E é mostrado o bloco de cálculo do fator de potência no programa PSCAD / EMTDC™.

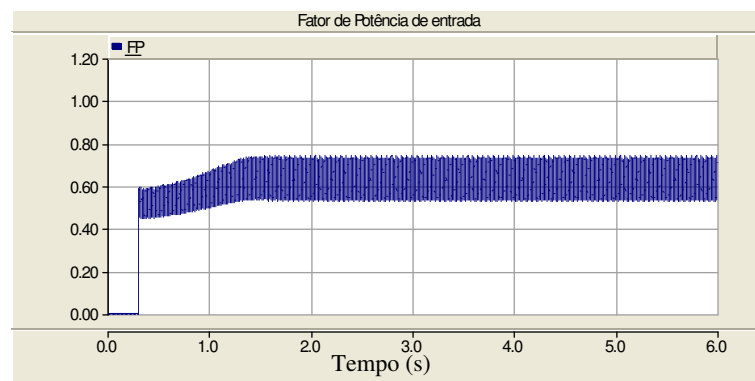


Figura 16: Gráfico do fator de potência de entrada. FP_regime = 0,65

2.2.2 Operação na sequência negativa

O mesmo circuito da seção anterior foi simulado com sequência de fase negativa, ou seja, com V_{cb} deslocada de -60° em relação a V_{ab} . O ramo ativo (IGBT 3 e IGBT 4) é acionado em malha aberta com chaveamento PWM com índice de modulação fixo em 97%. Nas figuras a seguir será apresentado o comportamento de grandezas relevantes ao funcionamento do motor simulado, para fins de comparação entre os modos de operação.

Na Figura 17 estão as correntes que seguem para o motor, cabendo ressaltar um melhor equilíbrio entre as correntes, em relação ao acionamento com sequência de fase positiva. Neste caso o fator de desequilíbrio obtido foi de 11%, enquanto que na sequência positiva o fator obtido foi de 20%. Permanece aqui a razão de três vezes da corrente de partida mostrada na Figura 17(b).

Como se pode observar na Figura 18, a mudança na sequência de fases no motor muda o sentido da velocidade, que em regime atinge 0,93pu. Observa-se que o sentido da velocidade aparece invertido devido à inversão da sequência de fases no motor.

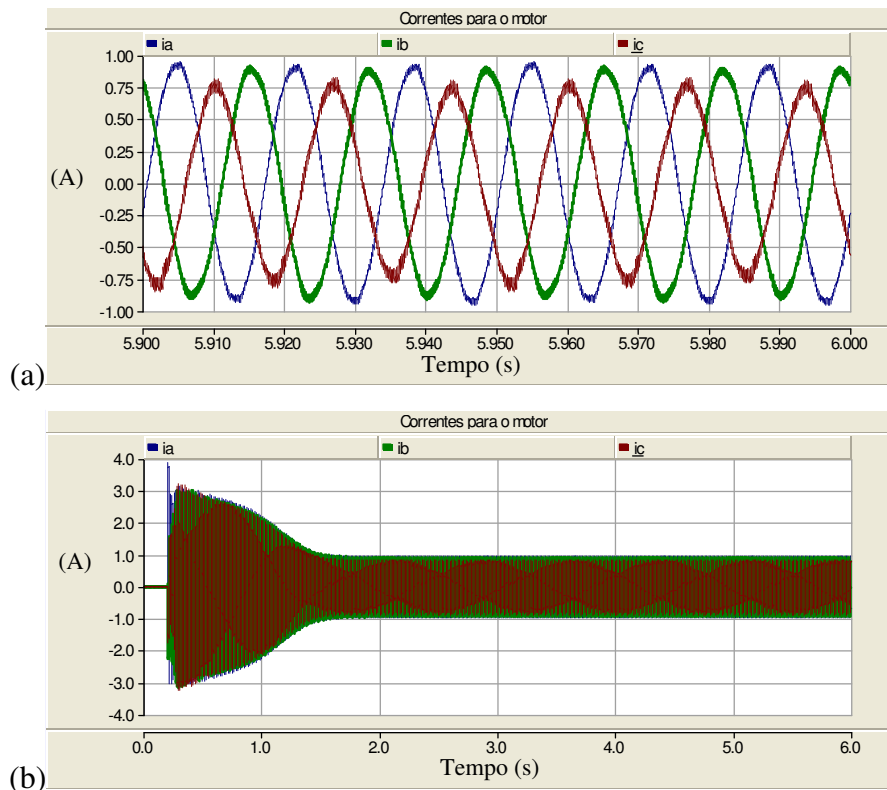


Figura 17: Correntes da carga, Topologia 1, sequência negativa: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação Completa.

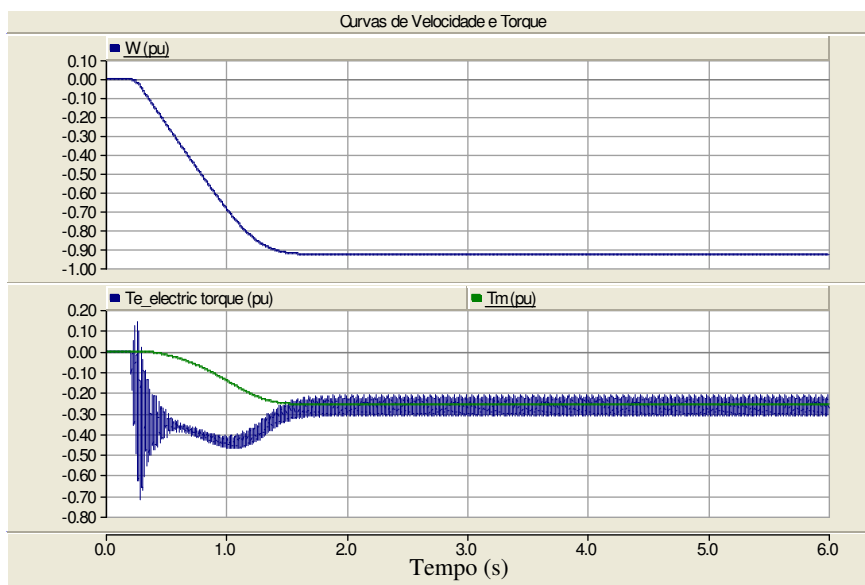


Figura 18: Topologia 1, sequência negativa: Gráfico de torque e velocidade do motor.

A Figura 19 apresenta a tensão de barramento V_d e o detalhe do comportamento do *ripple* de tensão, onde nota-se que não existe diferença significativa para o mesmo item da seção anterior.

As tensões fornecidas ao motor têm aspectos semelhantes aos da seção anterior, ou seja, ainda com V_{ca} com tensão instantânea com o dobro da tensão do barramento, motivo pelo qual a figura deste item foi suprimida.

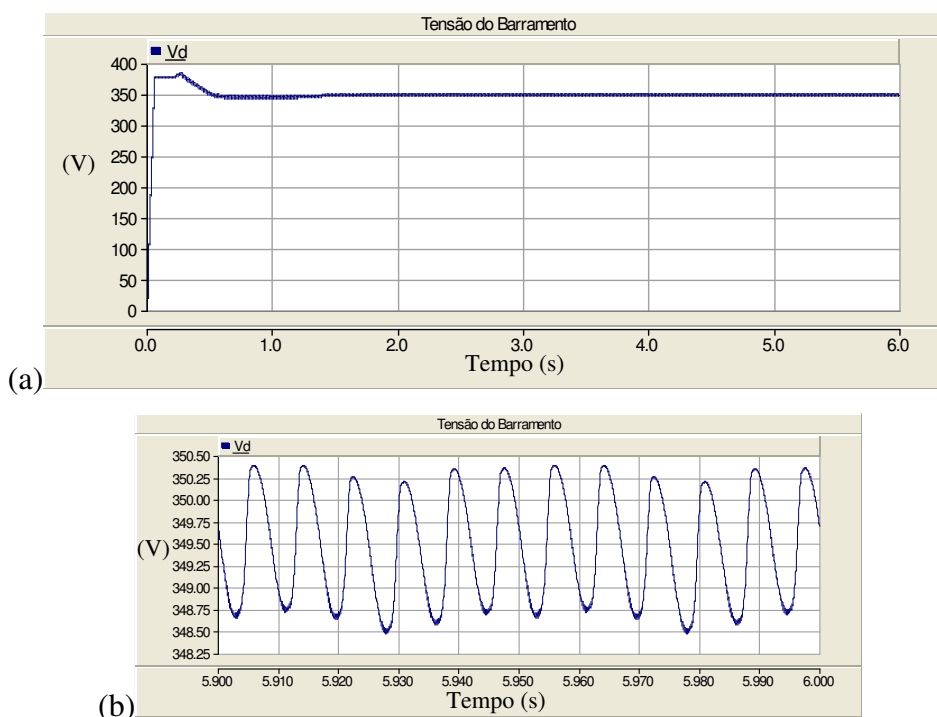


Figura 19: Topologia 1, sequência negativa: (a) Tensão do barramento CC (V_d), (b) Detalhe da tensão de barramento.

Na Figura 20 nota-se que a corrente de partida é menor que na sequência de fase positiva 4A de pico (contra 7,5A de pico), e o mesmo ocorre com a corrente de regime (2A de pico, contra 3A de pico).

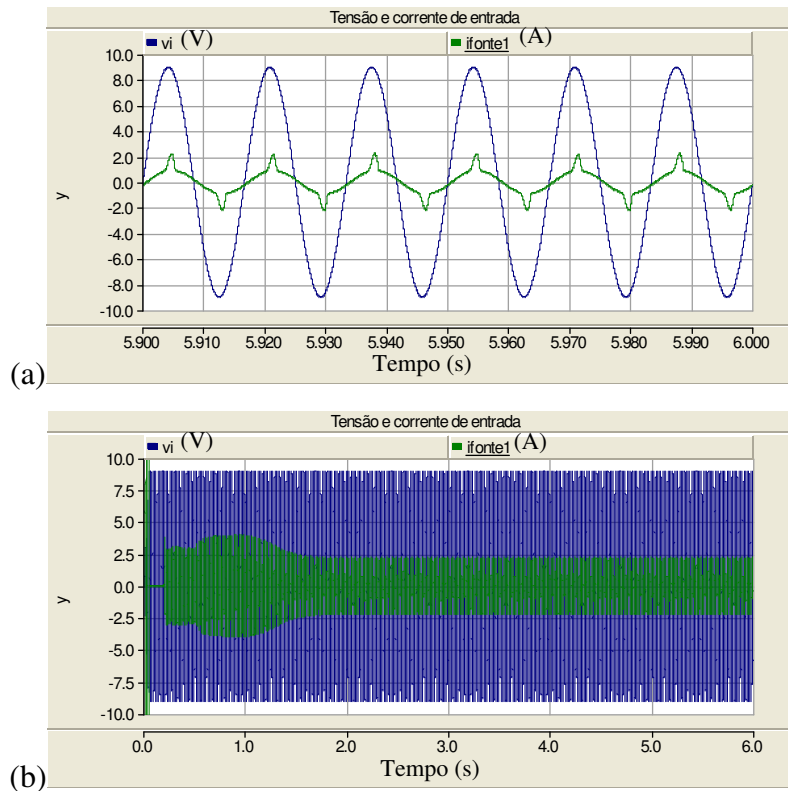


Figura 20: Tensão e corrente de entrada, Topologia 1, sequência negativa: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$)
(b) Simulação completa indicando a corrente de partida.

O fator de potência é mostrado na Figura 21 e é superior ao encontrado na seção anterior, por motivo já explicado no item 2.1.

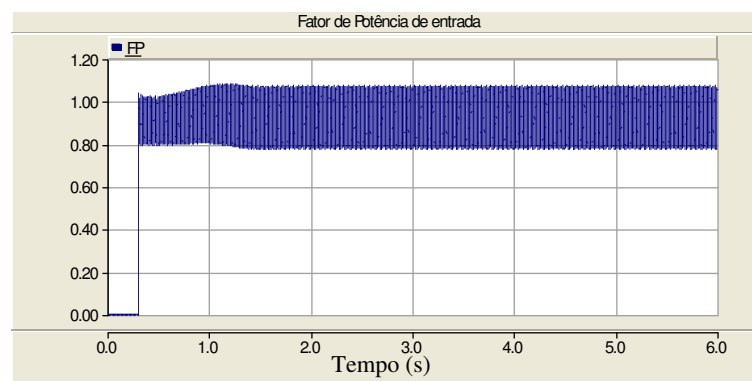


Figura 21: Topologia 1, sequência negativa: Gráfico do fator de potência de entrada. $FP_{regime} = 0,95$

2.3. Conversor reduzido com retificador PWM dobrador de tensão – Topologia 2

Nesta seção serão apresentadas as simulações da topologia 2 (Figura 2(b)) com as sequências de fase negativa e positiva, entre outras particularidades. Para as simulações desta seção as chaves e diodos são ideais e, os parâmetros utilizados são os que seguem:

- $V_s = 127V$ eficazes; $L_s = 10mH$; $C_1 = C_2 = 990\mu F$;
- Carga: Motor trifásico, Rotor Gaiola, potência de 120W (0,16cv), FP = 0,78 e corrente de 0,891A. Carga com torque proporcional ao quadrado da velocidade, em 0,3pu.

O ramo ativo (IGBT 3 e IGBT 4) é acionado em malha aberta com chaveamento PWM com índice de modulação fixo em 97%.

Para esta topologia, o controle com compensadores proporcionais foi ajustado para tensão de referência de $V_{ref} = 380V$. O ganho proporcional aplicado ao erro de tensão é 0,01, e este sinal modula uma senóide de 1,6v de pico, para ser comparada com o sinal de corrente de entrada com ganho de 0,25. Depois da comparação, o erro de corrente recebe ganho 4 para adequar a amplitude do sinal à entrada do modulador PWM. Estes valores foram ajustados para serem compatíveis com os níveis do microcontrolador escolhido que, neste caso, funciona na faixa de 0V a 5V.

O esquema do controle de acionamento está mostrado no diagrama da Figura 22. Nesta figura é importante notar que o ângulo θ da senóide de amplitude 1,6V está sincronizado com a tensão da fonte CA, através de um Laço de Captura de Fase (PLL – “Phase Locked Loop”).

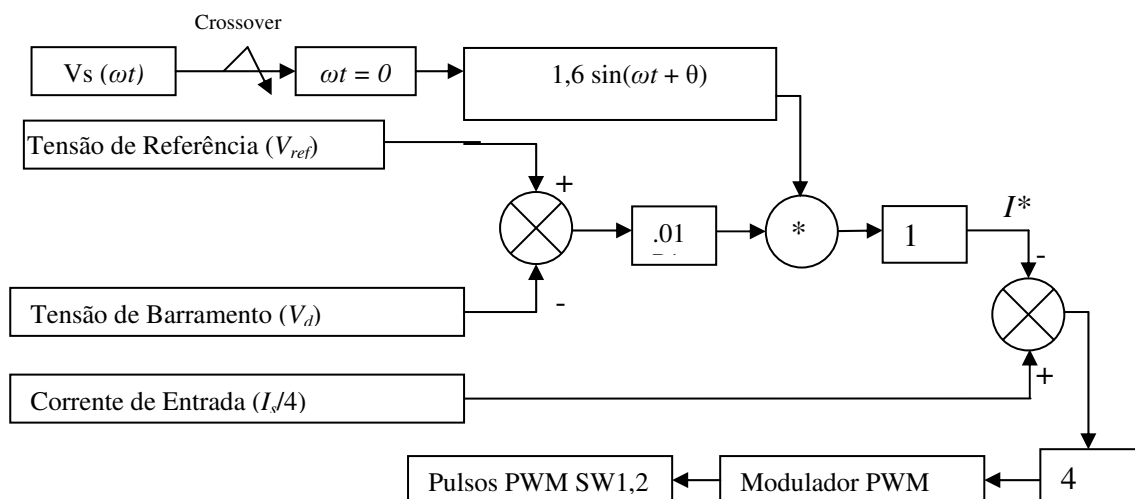


Figura 22: Diagrama de controle PFC para a Topologia 2

Nesta topologia foi incrementado o valor do indutor de entrada (L_s de 2,7mH para 10mH) para melhorar a eficiência do PFC. O incremento em relação às demais topologias foi necessário para manter a corrente de entrada senoidal, por se tratar de um motor de potência fracionária, o nível de corrente é baixo.

Nas figuras a seguir será apresentado o comportamento de algumas grandezas relevantes ao funcionamento do motor simulado.

2.3.1. Operação na sequência positiva

Na Figura 23 estão as correntes que seguem para o motor, cabendo ressaltar que o desequilíbrio entre as correntes é menor que o observado nas seções anteriores, e igual a 5,4%. A razão de três vezes da corrente de partida é a mesma que na seção anterior, motivo pelo qual a figura foi suprimida. Variando-se o índice de modulação da fase c de 97% para 90%, obtém-se um fator de desequilíbrio igual a 3,3%.

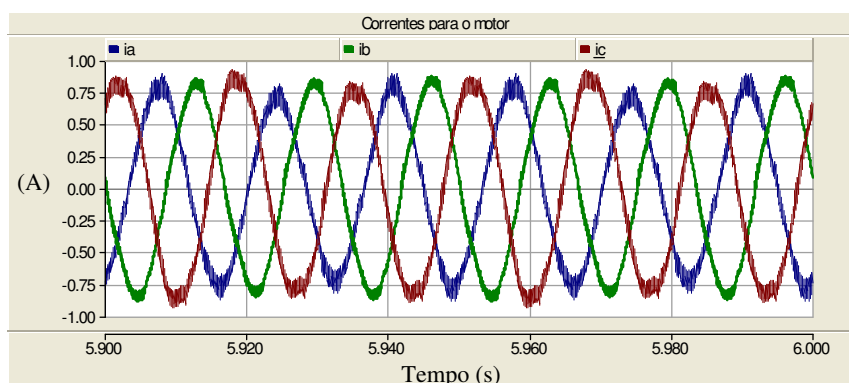


Figura 23: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva: Detalhe do regime permanente

Na Figura 24 estão mostrados os gráficos de velocidade, torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m), e tensão de barramento CC. A velocidade de regime alcançou 0,928pu, e a tensão do barramento atingiu 396V na média. O *ripple* em V_d também está na frequência de $2\omega_0 = 120\text{Hz}$.

Com o PFC, a corrente de entrada rastreia a tensão de entrada mantendo-se em fase, com formato senoidal, com valor eficaz de 1A, como mostrado na Figura 25(a). Durante a partida, a corrente de entrada mantém um fator de três vezes a corrente de regime, como observado na Figura 25(b).

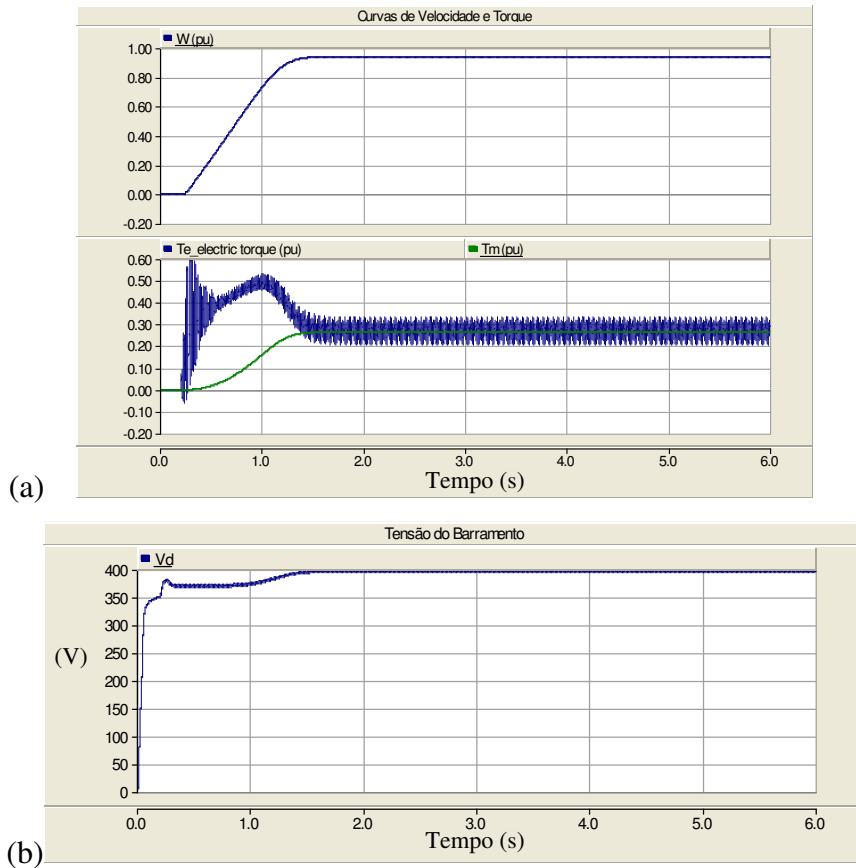


Figura 24: Topologia 2, sequência positiva: (a)Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão do barramento CC ($V_d = 396$).

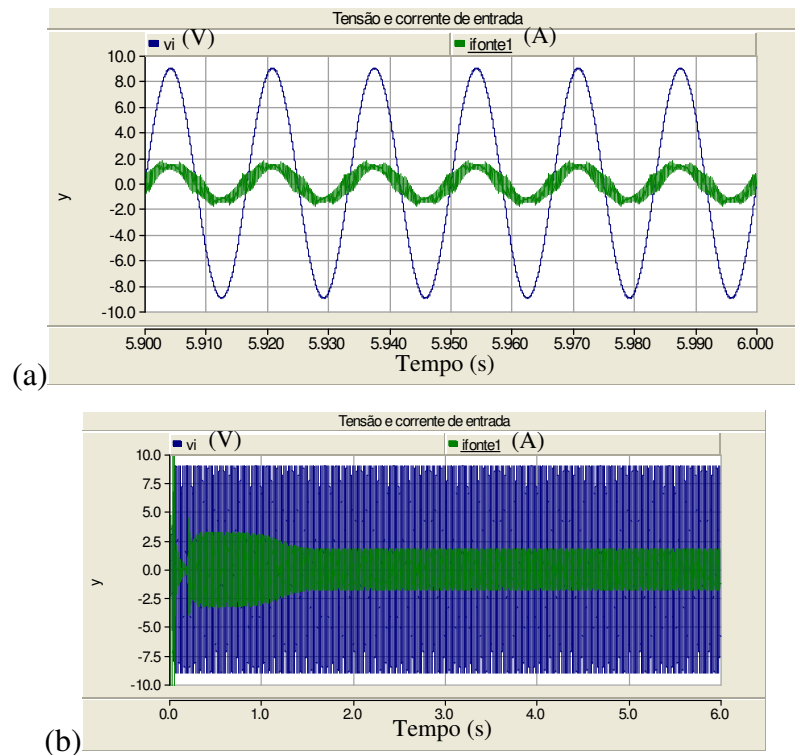


Figura 25: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2, sequência positiva: (a) Regime permanente (escala: para tensão $V_s/20$) (b) Simulação completa (corrente de partida = 3A eficaz)

Nesta topologia, com referência abaixo do dobro da tensão de pico ($V_{ref} = 300V$), a corrente de entrada não é senoidal pois, como não há grande solicitação de corrente pela carga, o laço de controle não faz com que o circuito armazene mais energia nos capacitores, a fim de manter a corrente de entrada senoidal, uma vez que a tensão de referência já foi alcançada. Desta maneira, o controle de fator de potência fica prejudicado, como se pode observar na Figura 26. É importante ressaltar que é desejável que a tensão de barramento CC seja a menor possível de modo a adequar-se aos limites de tensão dos módulos integrados de potências disponíveis no mercado.

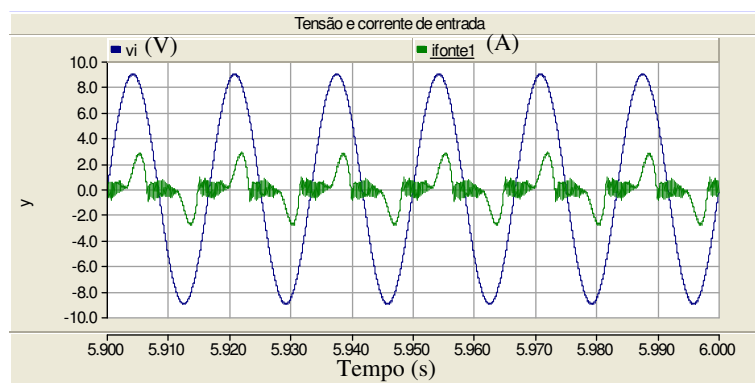


Figura 26: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2, sequência positiva: referência de tensão $V_{ref} = 300V$.

Na Figura 27, é mostrado o fator de potência (FP) de entrada para a tensão de referência $V_{ref} = 380V$, e observa-se um valor médio durante o regime permanente de $FP = 0,95$. O FP é calculado conforme mostrado no diagrama de blocos do ANEXO E.

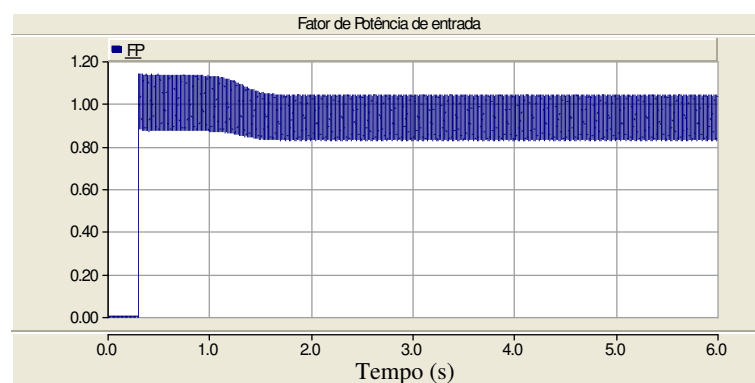


Figura 27: Topologia 2, sequência positiva: Gráfico do fator de potência de entrada com $V_{ref} = 380V$.

Na Figura 28 observa-se potência instantânea, evidenciando que o fator de potência se aproxima do unitário, a medida que o gráfico de potência instantânea fica com menos área negativa.

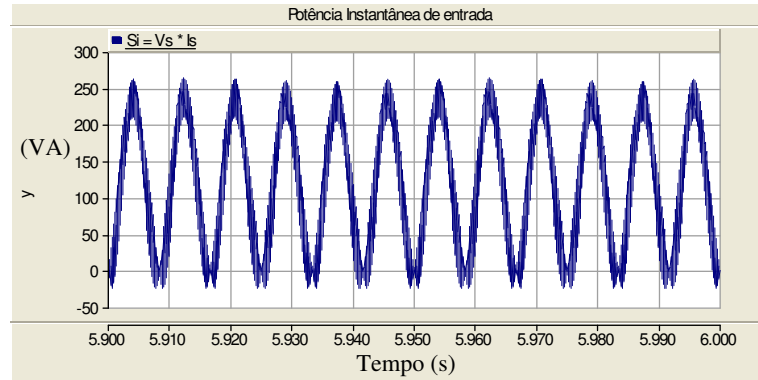


Figura 28: Topologia 2 sequência positiva: Potência instantânea de entrada.

A Figura 29 mostra os gráficos das tensões aplicadas ao motor: V_{ab} na Figura 29 (a), V_{bc} na Figura 29 (b) e V_{ca} na Figura 29 (c). Nesta figura observa-se que as tensões são chaveadas e com valores instantâneos diferentes, como a tensão V_{ca} , que tem valor de pico igual ao dobro das outras, entretanto a componente fundamental das tensões é equilibrada, como mostra a Figura 30. A obtenção desta componente fundamental foi feita por um filtro tipo *Butterworth* de terceira ordem, disponível no PSCAD.

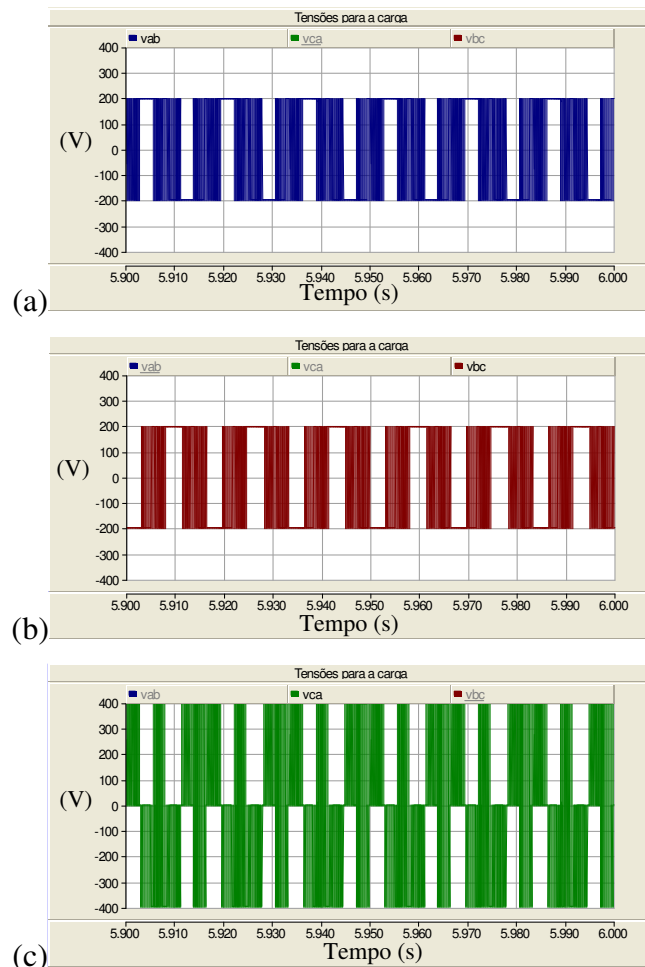


Figura 29: Tensões trifásicas (com $V_{ref} = 380V$), Topologia 2, sequência positiva: (a) V_{ab} , (b) V_{bc} , (c) V_{ca} .

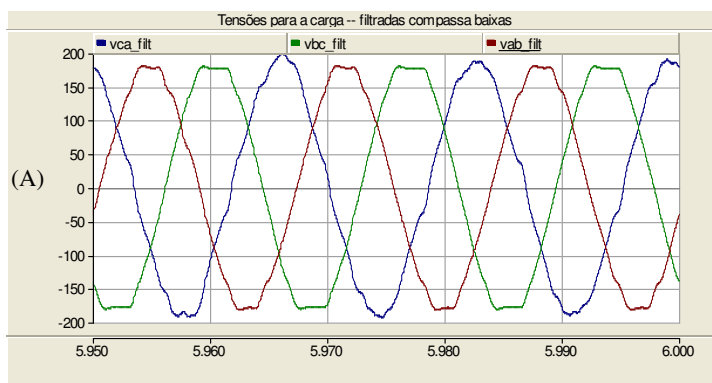


Figura 30: Topologia 2, sequência positiva: Tensões trifásicas filtradas (V_{ca} , V_{bc} , V_{ab})

2.3.2 Operação na sequência negativa

Na topologia 2, para o mesmo ajuste da sequência positiva, as correntes não mantêm as mesmas amplitudes, com fator de desequilíbrio de 22%, como se observa na Figura 31, onde I_c é maior que as demais, o que pode ser melhorado com o controle do índice de modulação da fase c (m_c), ou com a utilização de plena carga (1pu) no motor. Operando a plena carga (1pu), mantendo o índice de modulação da fase c em 97%, percebe-se um melhor equilíbrio entre as formas de onda das correntes e uma operação mais eficiente do conversor, com fator de desequilíbrio de 4,6%, observado na Figura 32. Isto indica que a operação com carga reduzida compromete a qualidade quanto aos perfis de corrente obtidos.

Variando-se o índice de modulação da fase c , de 97% para 90%, mantendo-se a carga em 0,3pu, obtém-se fator de desequilíbrio de 10%, como mostrado na Figura 33.

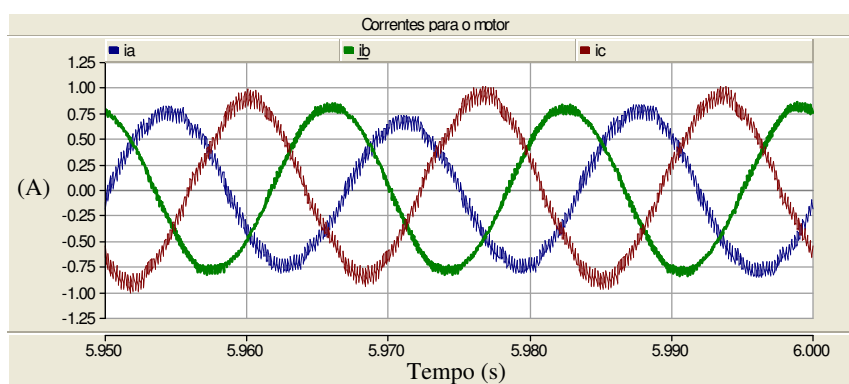


Figura 31: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Regime permanente: com $m_c = 97\%$ e carga = 0,3pu,

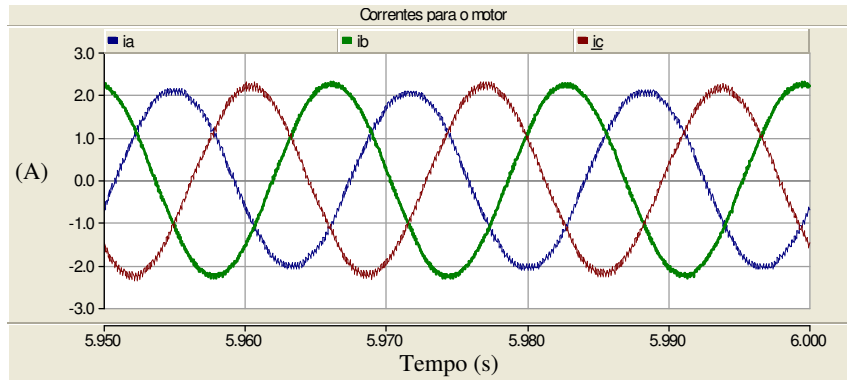


Figura 32 – Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Regime permanente: com $m_c = 97\%$ e carga = 1pu.

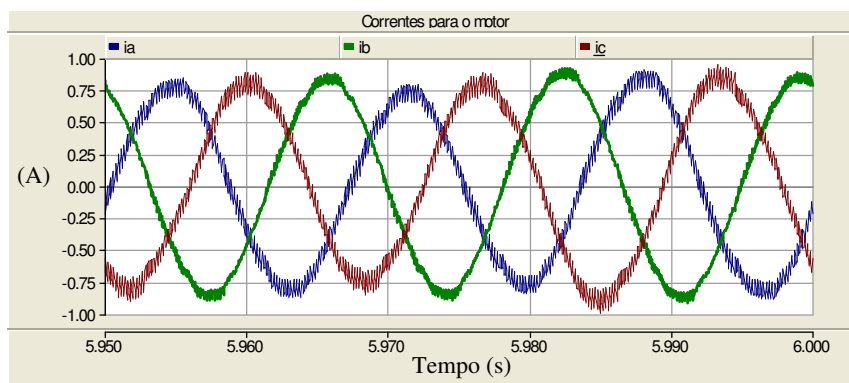


Figura 33: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Regime permanente: com $m_c = 90\%$ e carga = 0,3pu.

Com o novo ajuste do índice de modulação para 90% e carga igual a 0,3pu, foram obtidos os demais gráficos de simulação. Na Figura 34 está a tensão do barramento (V_d). Na Figura 35 estão mostrados os dados de velocidade e torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m). O comportamento destas grandezas foi similar aos mostrados na mesma topologia com sequência de fases positiva, com a exceção do sentido da velocidade.

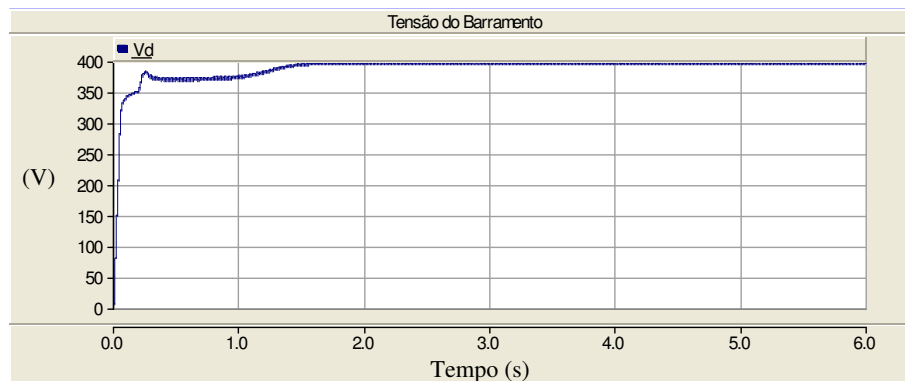


Figura 34: Topologia 2, sequência negativa: Tensão do barramento CC (V_d).

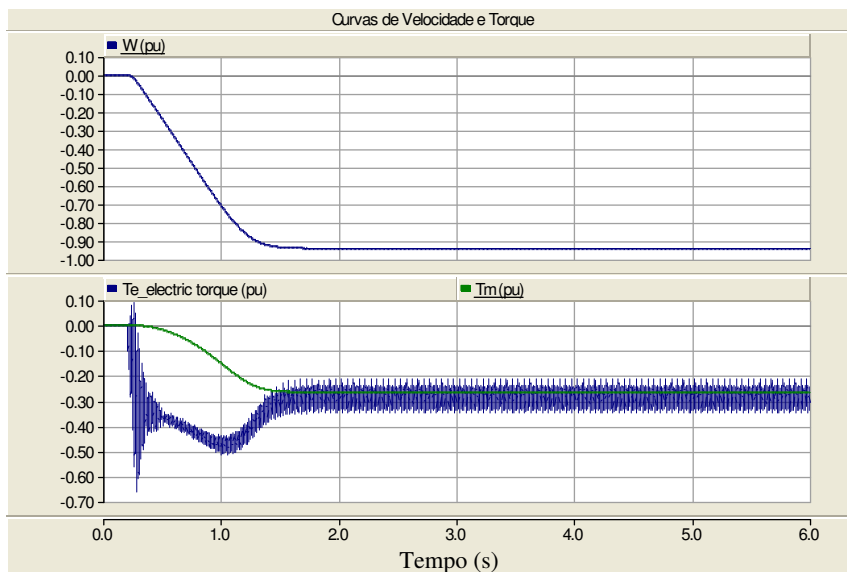


Figura 35: Topologia 2, sequência negativa: Gráfico de torque e velocidade do motor.

Na Figura 36 estão os gráficos de tensão e corrente de entrada. O comportamento destas grandezas também foi similar aos mostrados na mesma topologia com sequência de fases positiva, tal qual ocorreu para velocidade, torque e tensão de barramento CC (V_d). A corrente de entrada I_s manteve valor eficaz de 1A em regime permanente, com corrente de partida em torno de 3A, como no subitem anterior.

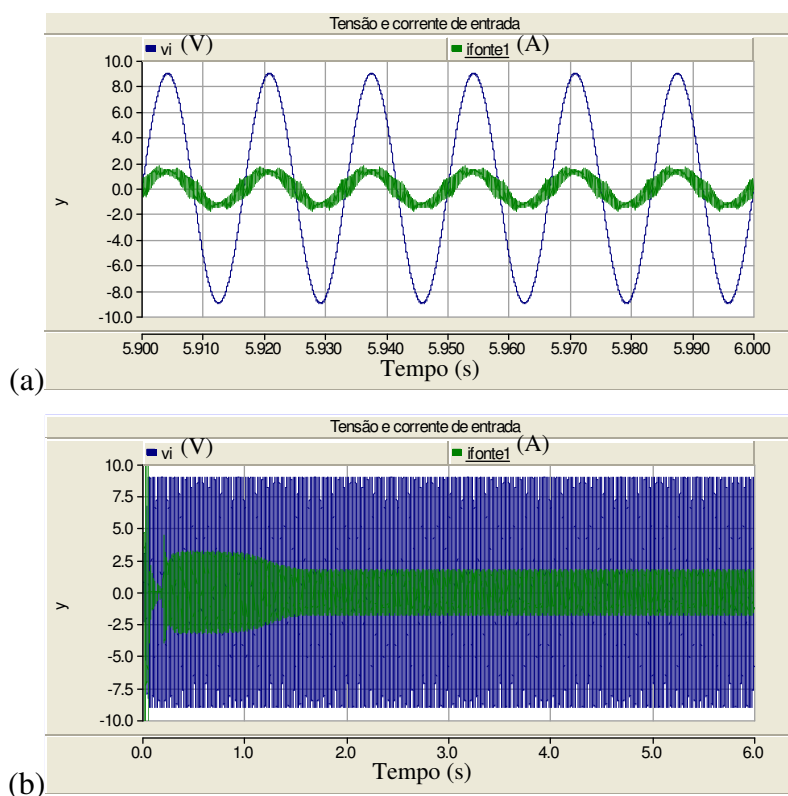


Figura 36: Tensão e corrente de entrada, Topologia 2, sequência negativa: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$)
(b) Simulação completa

Seguindo as outras grandezas, o fator de potência foi similar à outra sequência, com valor médio durante o regime permanente de $FP = 0,95$, mostrado na Figura 37. Cabe observar que o valor do fator de potência é maior durante a partida do motor, por causa do maior fluxo de corrente pelo indutor de entrada, o que torna mais eficiente o PFC.

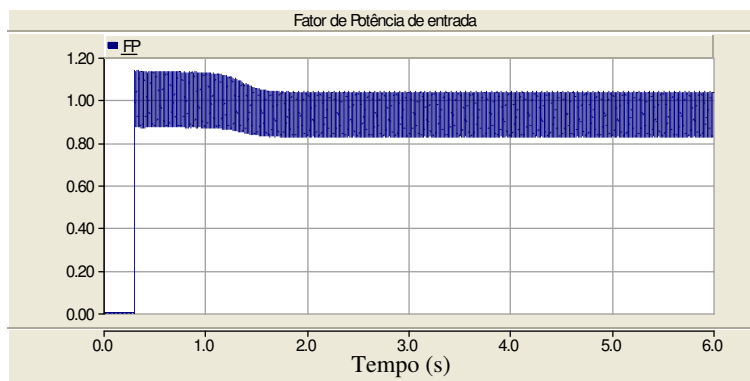


Figura 37: Topologia 2, sequência negativa: Gráfico do fator de potência de entrada.

Na Figura 38 observa-se potência instantânea, evidenciando que o fator de potência se aproxima do unitário, a medida que o gráfico de potência instantânea tem menor área negativa.

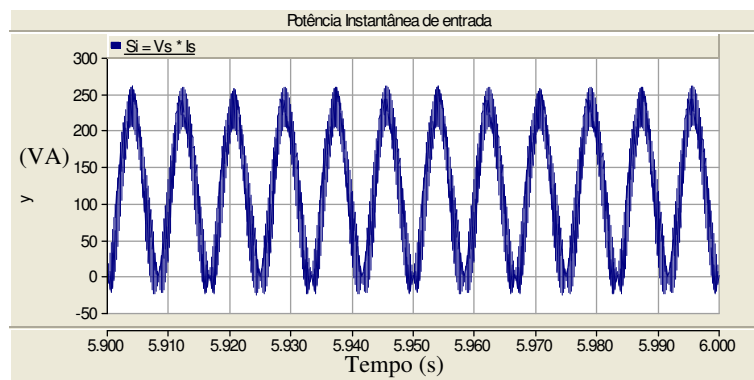


Figura 38: Topologia 2 sequência negativa: Potência instantânea de entrada.

2.3.3 Operação com fonte auxiliar

Em caso de faltas momentâneas da rede de alimentação ou para o funcionamento do conversor isolado da rede, tal qual numa geração de energia independente, é interessante que o conversor possa suprir a carga através de uma fonte auxiliar, que pode ser um banco de baterias, um gerador monofásico acionado por uma roda d'água, um painel solar, etc.(MACHADO; BUSSO; POMILIO, 2006). Desta maneira a carga continua a ser

alimentada mesmo na ausência da rede da concessionária, sendo necessário investigar o comportamento da topologia estudada para tal situação.

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação da perda da fonte da concessionária e da associação de uma fonte auxiliar pelo algoritmo de controle.

Nessas simulações, até o instante 2,999s, o controle do retificador (IGBT 1 e IGBT 2) funciona com PFC ajustado para $V_{ref} = 380V$, e o ramo do inversor (IGBT 3 e IGBT 4) com índice de modulação de 97%. Em $t = 2,999s$ ocorre falta da fonte CA (retirada por contato de relé). A fonte auxiliar é conectada no barramento CC em $t = 3,03s$, isto é, 31ms após a falta. É importante notar que existem dispositivos tipo relé de estado sólido com operação em 100us, tais como o SC744110.

A partir da conexão da fonte auxiliar, o ramo ativo com IGBT1 e IGBT2 passa a ser chaveado no modo inversor. Isto é feito conforme a Figura 39.

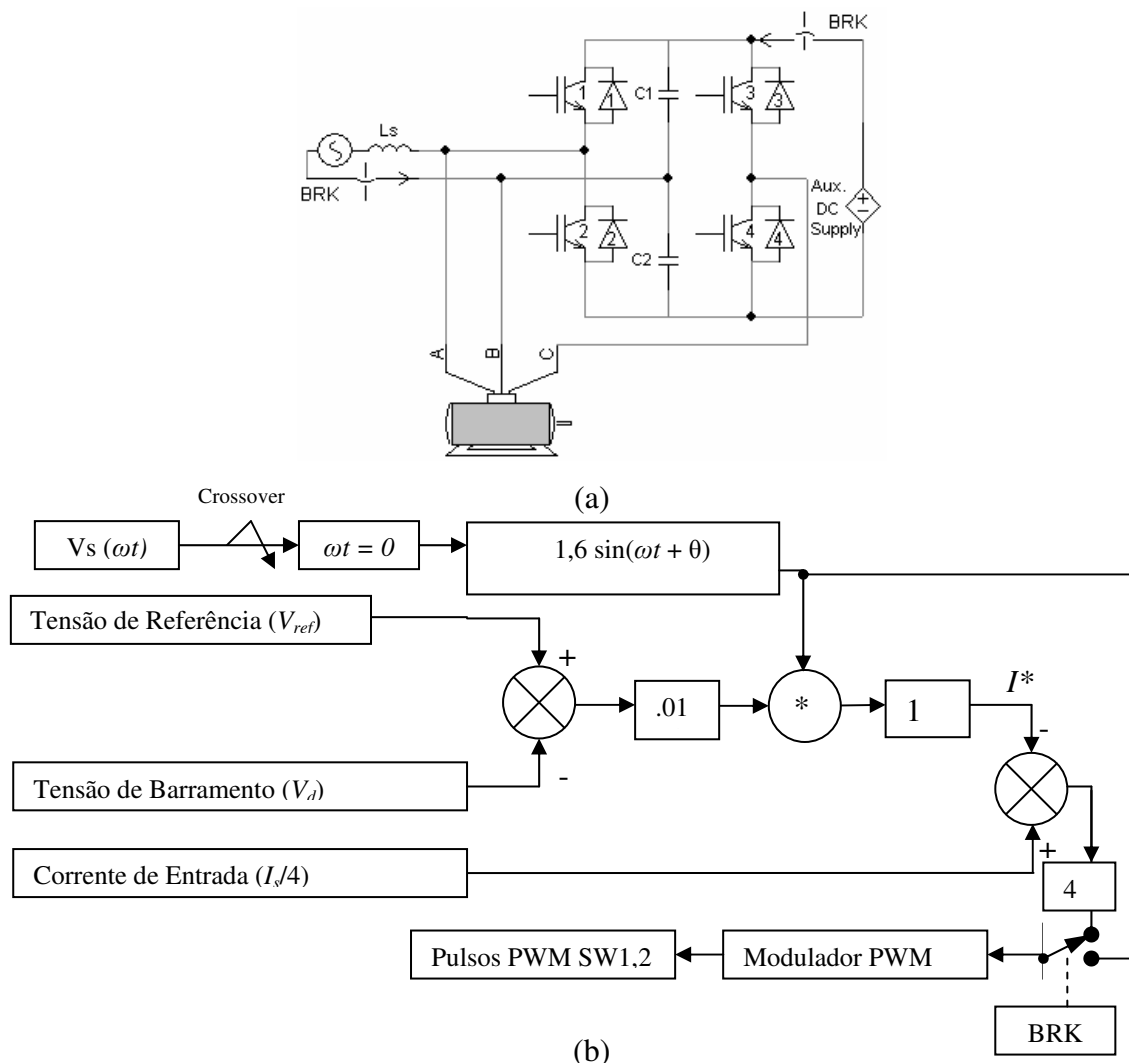


Figura 39: Topologia 2: (a) Circuito com fonte auxiliar para suprir a carga em caso de falta, (b) Diagrama de blocos do controle, com BRK de mudança para modo inversor das chaves IGBT1 e IGBT2.

Na Figura 40 estão mostradas as correntes para o motor trifásico, na falta da fonte CA e acionado pelo conversor funcionando com a fonte auxiliar. Em um caso prático, a fonte auxiliar poderia ser um banco de baterias ou proveniente de um conjunto de painéis solares, ou de outra fonte do tipo renovável. Nota-se uma correta defasagem entre as correntes, e conclui-se o correto funcionamento do motor, fato comprovado com a Figura 41(a), que apresenta o gráfico com a velocidade e o torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m) desenvolvidos pela máquina. A velocidade alcançada depois da mudança de fontes foi de 0,933pu. As Figuras 41(b) e (c) mostram o comportamento da tensão V_d .

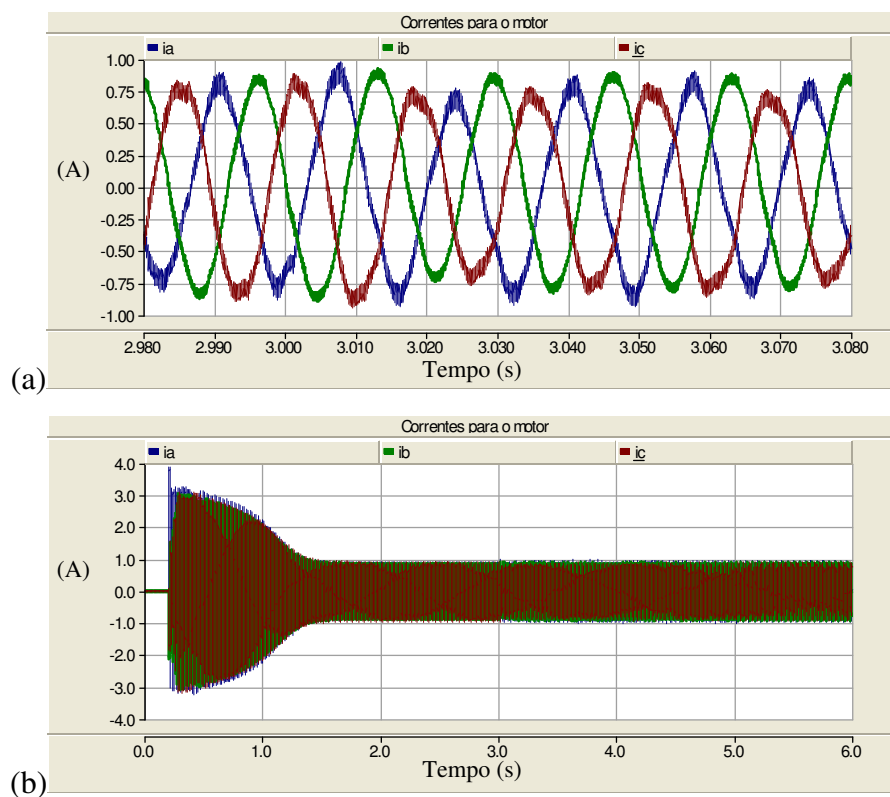


Figura 40: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s:

(a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação completa.

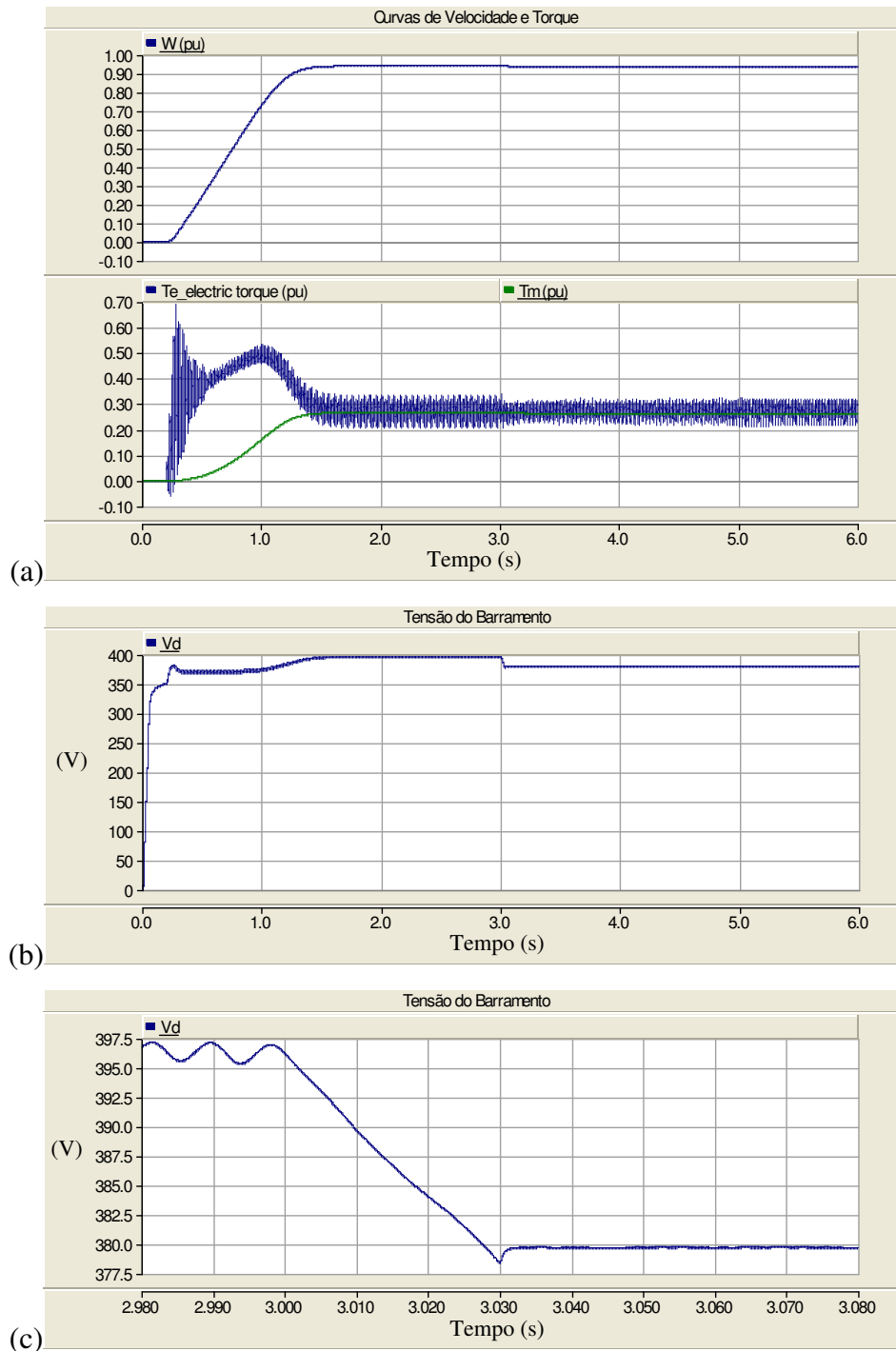


Figura 41: Topologia 2 sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: (a)Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão do barramento CC (V_d), (c) Detalhe da tensão de barramento.

No momento em que o ramo ativo (IGBT1 e IGBT2) é ativado no modo inversor, sintetizando a tensão da rede com modulação PWM, com fase 0° , a tensão no ponto de conexão da fonte CA passa a ser PWM, e a corrente da fonte é anulada, como é mostrado na Figura 42.

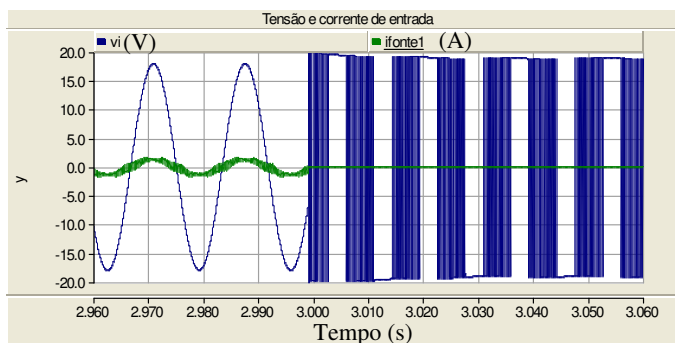


Figura 42: Tensão e corrente de entrada, Topologia2 sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$)

Na Figura 43 estão apresentadas as tensões aplicadas ao motor: V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} . Nesta figura observa-se que as tensões têm valor de componente fundamental equilibrada em 127V eficazes.

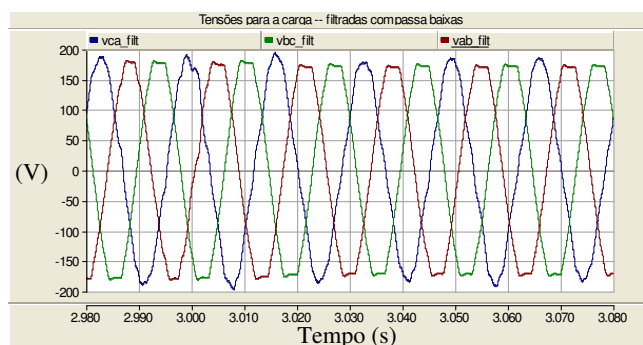


Figura 43: Topologia 2, sequência positiva – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: Gráfico de tensões para a carga (V_{ab} , V_{bc} , V_{ca}).

A sequência negativa teve desempenho idêntico após a entrada da fonte CC em funcionamento. Na Figura 44 vale notar que o valor da corrente I_c , maior que as outras correntes para o índice de modulação 97%, após a entrada da fonte CC estabiliza e mantém um melhor equilíbrio, como ocorre na sequência de fase positiva.

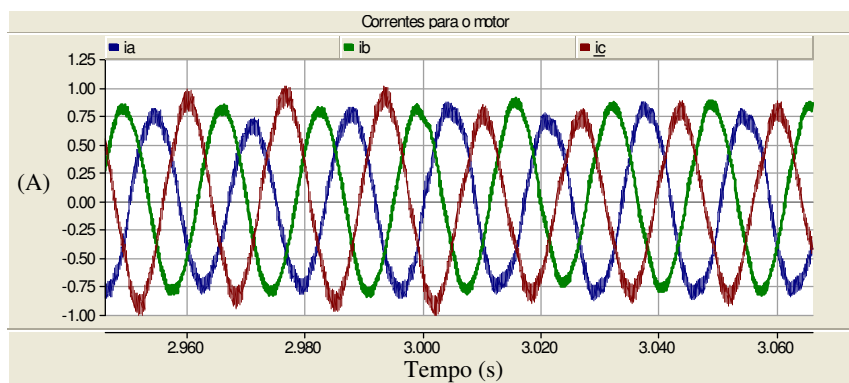


Figura 44: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – funcionamento com fonte auxiliar, após 3,03s: Detalhe do regime permanente

2.3.4 Operação com afundamento de tensão na fonte

Como mencionado anteriormente, afundamentos de tensão são problemas corriqueiros a sistemas rurais, pelos acionamentos, em geral de máquinas, no ramo alimentador. Por isso é conveniente ensaiar a topologia em questão para investigar seu comportamento frente a um afundamento de tensão do ramo alimentador (fonte da concessionária). Foi aplicado neste trabalho um afundamento padrão de 30% na tensão de entrada por 300ms tal qual aplicado por BELLAR et al. (2004), justificado por ser típico esse valor de afundamento e o período de 300ms suficiente para que atuem as proteções de correção de TAP de transformadores.

Na Topologia 2, com controle com compensadores proporcionais, ajuste de tensão de referência em $V_{ref} = 380V$ e índice de modulação igual a 97%, foi simulado queda de 30% na tensão na fonte CA para afundamento de tensão. A queda de tensão foi iniciada aos 2,9999s de simulação e mantida por 300ms.

É observado nos dois modos de operação (sequências de fase positiva e negativa) que o motor sofre desequilíbrio de correntes, mas o controle do retificador mantém a correção do fator de potência. As figuras 45 a 50 mostram os gráficos obtidos para simulação em sequência positiva, e as figuras 51 a 54 mostram os resultados para sequência negativa.

As Figuras 45 e 46 mostram o comportamento das correntes do motor na sequência positiva e pode ser observado que durante o afundamento de tensão, as correntes ficam desequilibradas por causa do índice de modulação fixo. Por outro lado, se o índice de modulação acompanhasse a queda da fonte, as correntes seriam mais equilibradas, porém a variação na velocidade seria muito mais acentuada do que mostra na Figura 47.

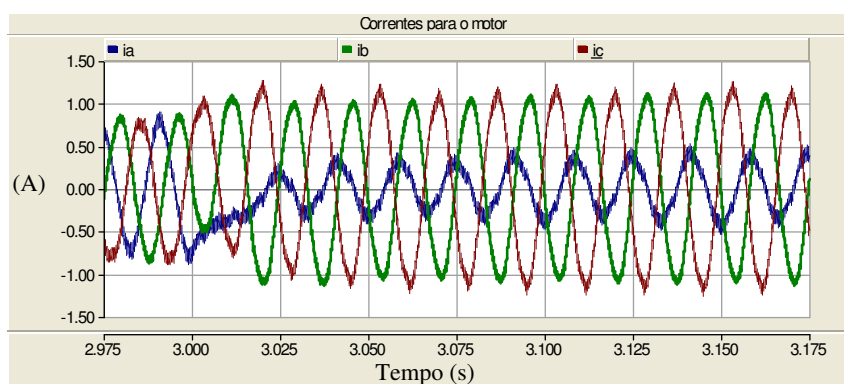


Figura 45: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) início do afundamento, (b) após afundamento, (c) trecho do afundamento.

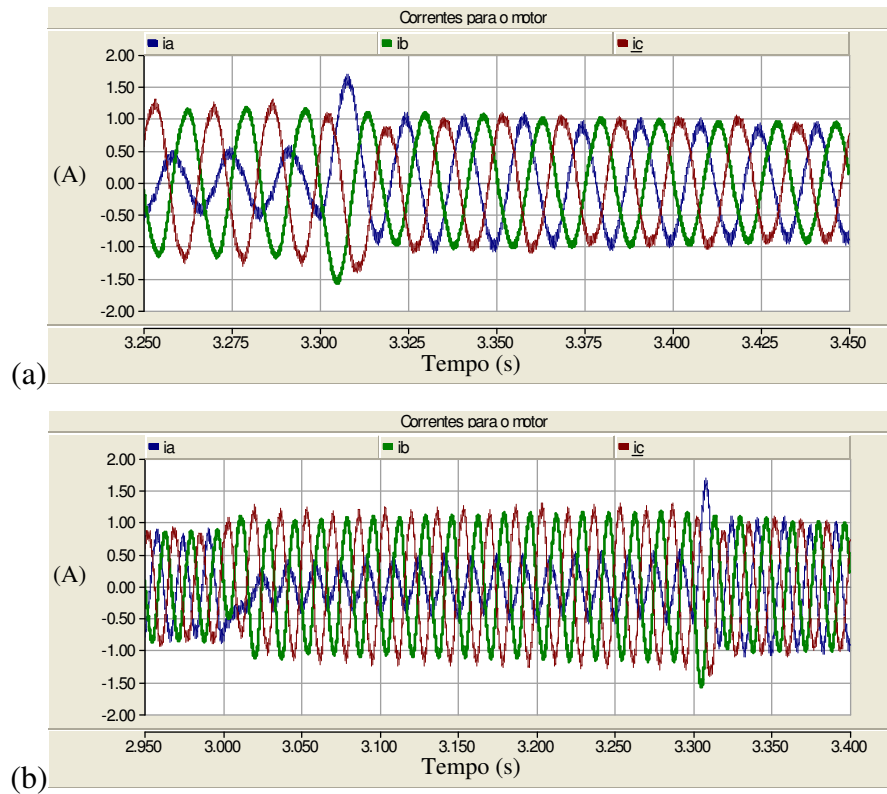


Figura 46: Correntes da carga, Topologia 2, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) após afundamento, (b) trecho do afundamento.

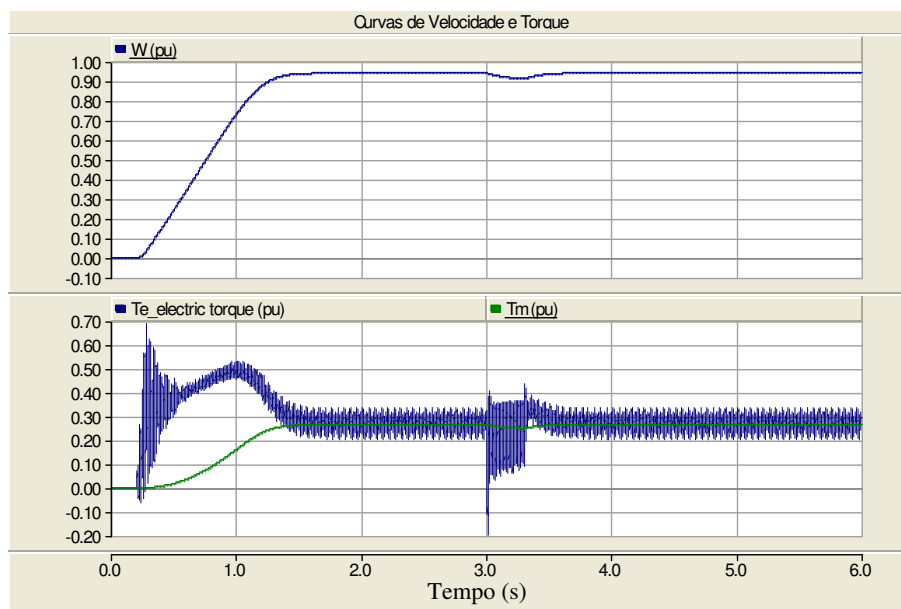


Figura 47: Topologia 2 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Gráfico de torque e velocidade do motor.

A Figura 48 mostra o afundamento consequente na tensão do barramento, e sua recuperação logo depois de cessado o afundamento.

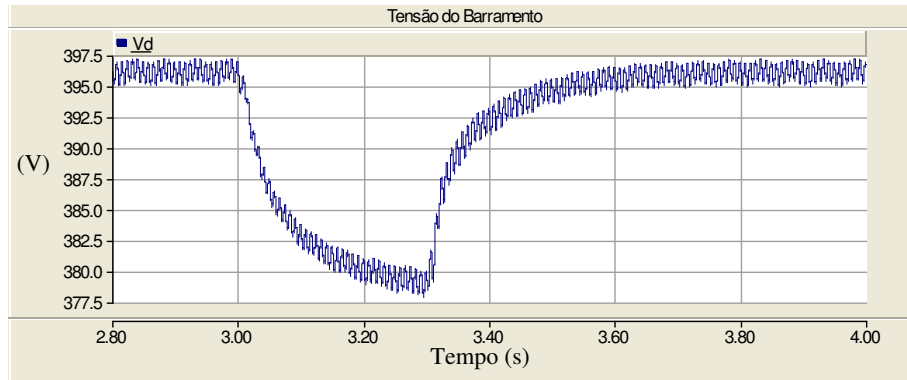


Figura 48: Topologia 2 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Detalhe da tensão de barramento CC (V_d).

Na Figura 49 é mostrado que a corrente de entrada sofre desequilíbrio, mas o controle do retificador mantém a corrente de entrada em fase com a tensão da fonte.

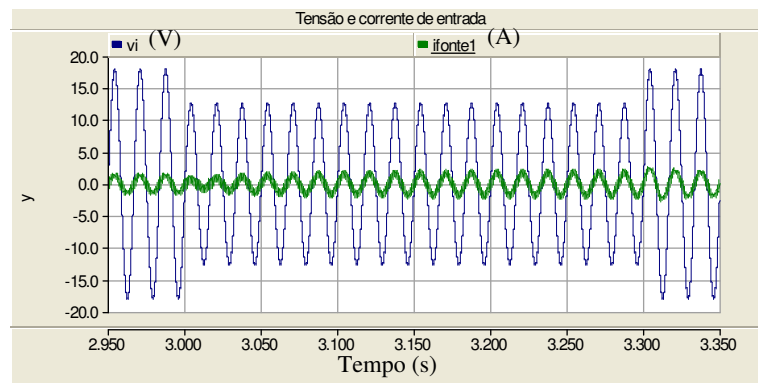


Figura 49: Tensão e corrente de entrada, Topologia2 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).

Na Figura 50, observa-se que o fator de potência é mantido em torno de 0,95, antes e após afundamento.

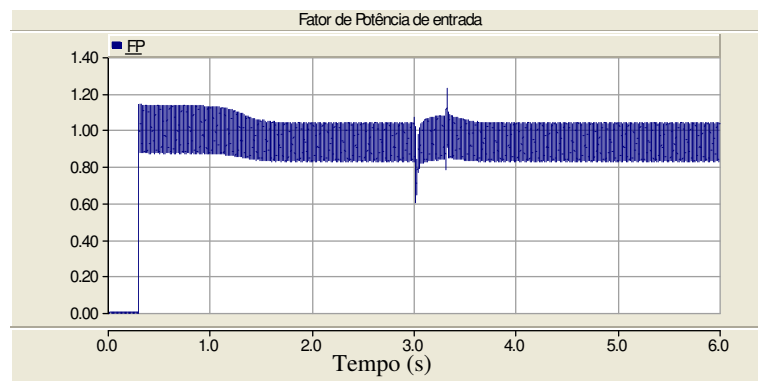


Figura 50: Topologia 2, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Gráfico do fator de potência de entrada.

Para a sequência de fase negativa, observa-se comportamento semelhante ao obtido com a sequência positiva. As correntes mostradas na Figura 51 estão desequilibradas, porém com fase diferente da apresentada com sequência de fase positiva.

A velocidade desta sequência de funcionamento apresenta sentido invertido, como mostra a Figura 52(a), e o afundamento reflete também na velocidade, como na sequência positiva.

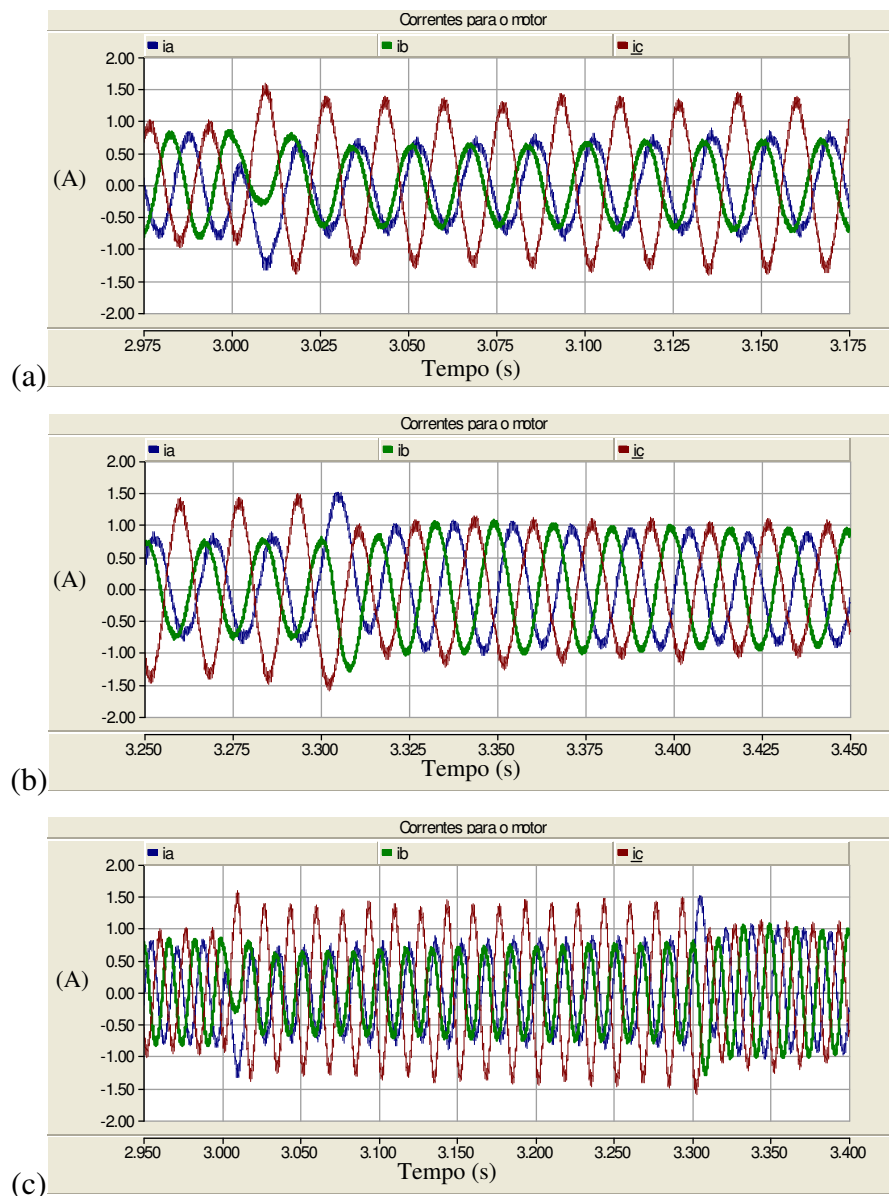


Figura 51: Correntes da carga, Topologia 2, sequência negativa – Durante afundamento de tensão: (a) início do afundamento, (b) após afundamento, (c) trecho do afundamento.

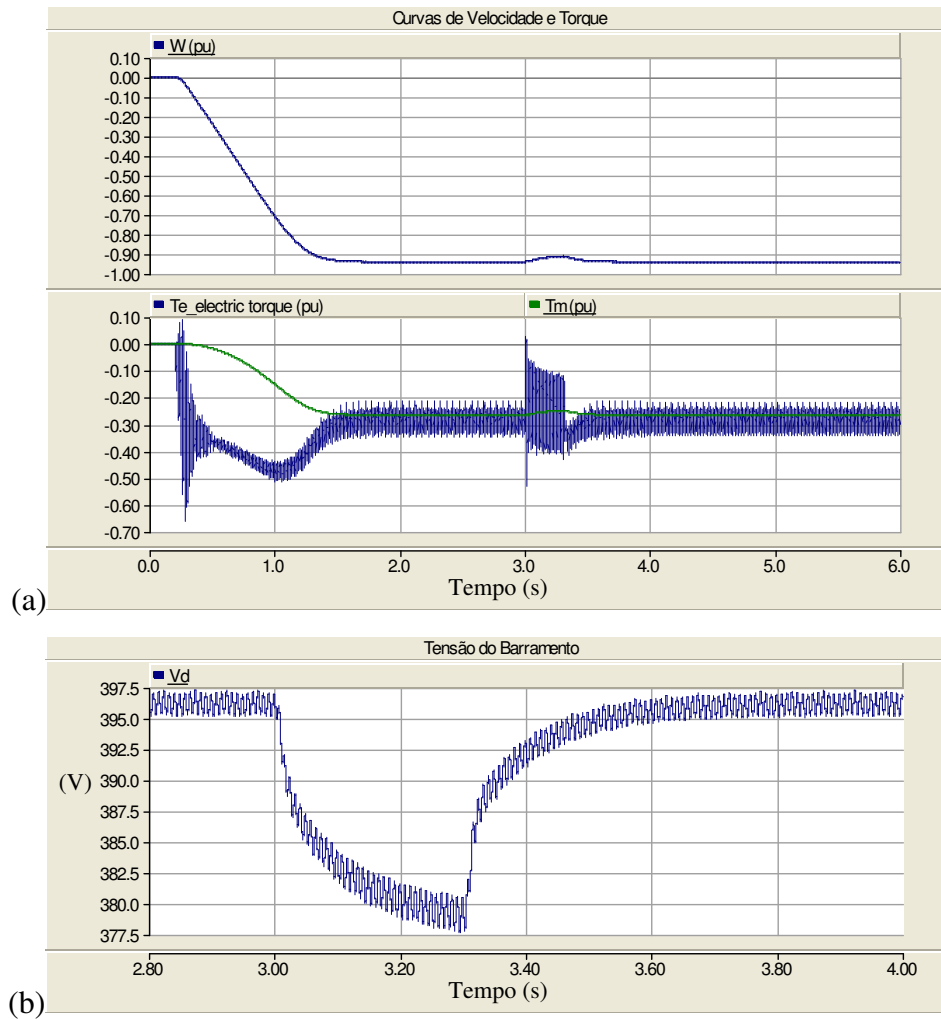


Figura 52: Topologia 2 sequência negativa – Durante afundamento de tensão: (a)Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Detalhe da tensão de barramento CC (V_d).

Na Figura 53 é mostrado que a corrente de entrada também sofre desequilíbrio durante o afundamento, mas o controle do retificador mantém a corrente de entrada em fase com a tensão da fonte.

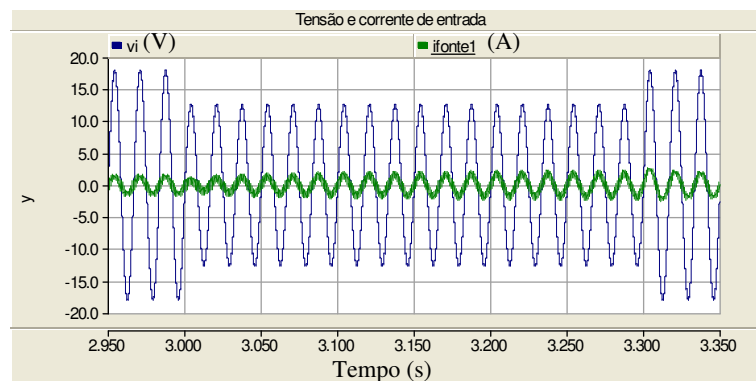


Figura 53: Tensão e corrente de entrada, Topologia2 sequência negativa – Durante afundamento de tensão: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).

Tal qual na sequência positiva, antes e após afundamento o FP é mantido em torno de 0,95, como mostra a figura a seguir.

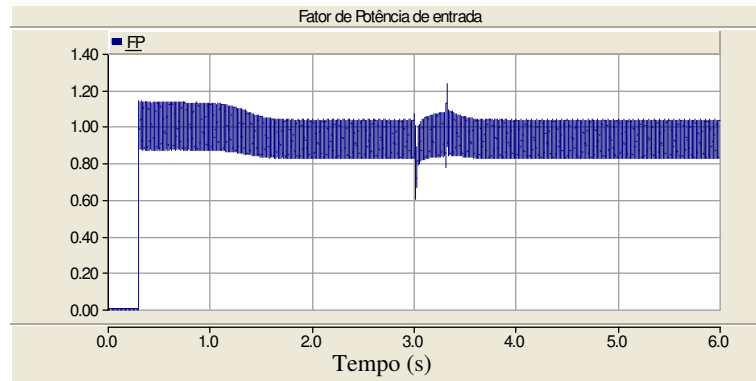


Figura 54: Topologia 2, sequência negativa – Durante afundamento de tensão: Gráfico do fator de potência de entrada.

2.3.5 Determinação do limite de operação de cada sequência

Na seção 2.3.2 a topologia 2, operando a plena carga (1pu) na sequência negativa, mostrou um melhor equilíbrio entre as formas de onda das correntes e uma operação mais eficiente do conversor, indicando que a operação com carga reduzida empobrece o funcionamento.

Isto ocorre porque quanto maior a carga mais corrente flui pelo indutor de entrada L_s , e mais eficaz fica o controle de corrente de entrada I_s . Entretanto há um limite operacional para este conversor e para o controle PFC. Nesta seção são apresentadas as simulações da topologia quanto a sobrecargas e limites operacionais que mantém as propriedades do conversor, objetivando a comparação entre as topologias com sequência positiva e negativa.

Para verificar a capacidade máxima do modelo em cada sequência, foi seguido o seguinte procedimento:

- >Aumentada a carga do motor até 1pu (120W ou 1/6cv);
- >Associados outros motores ao conversor em paralelo com o primeiro; compensado o ganho do controlador de corrente para cada motor acrescido, até o limite da instabilidade do sistema.

Para ambas sequências a tensão de entrada $V_s = 127V$, e a tensão de referência do controle $V_{ref} = 380V$. Foi obtido para as duas sequências fato de potência unitário ($FP = 1$), e os resultados que se seguem.

- ✓ Para a seqüência positiva, foi possível acoplar 5 motores em paralelo (potência de 5x120W, ou 5/6cv).
 - $V_d = 375V$, com 31Vpp de ripple.
 - velocidade = 0,72pu

- ✓ Para a seqüência negativa, foi possível acoplar 7 motores em paralelo (potência de 7x120W, ou 7/6cv).
 - $V_d = 355V$, com 40Vpp de ripple.
 - velocidade = 0,61pu

Foram comparados os seguintes itens na simulação: corrente do motor, corrente de entrada, tensão de barramento, velocidade e torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m). O resultado da comparação foi que esta topologia quando acionada com seqüência de fase negativa, pode operar com mais carga (ou com um fator de sobrecarga maior) que o acionamento com a seqüência positiva, como será apresentado nas figuras a seguir.

Para a seqüência positiva os resultados estão mostrados nas figuras 55 a 59 e para a seqüência negativa os resultados estão mostrados nas figuras 60 a 64.

Na Figura 55 estão mostradas a tensão e corrente de entrada para circuito com 5 motores em paralelo, cada um com 1pu de carga.

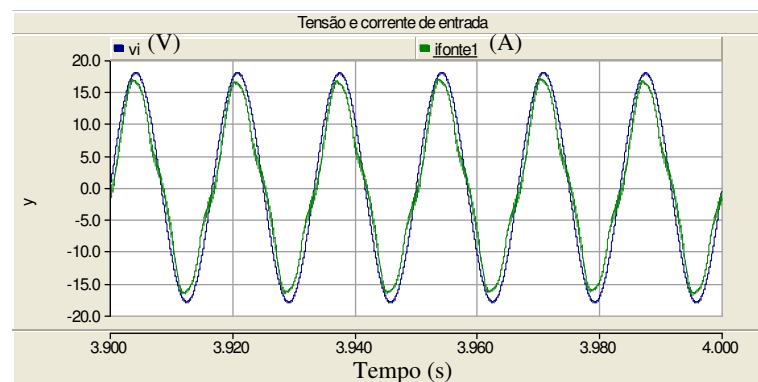


Figura 55: Topologia 2, seqüência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: tensão e corrente de entrada.

Na Figura 56 está a tensão de barramento, que é controlada em $V_d = 375V$, com 31Vpp de ripple

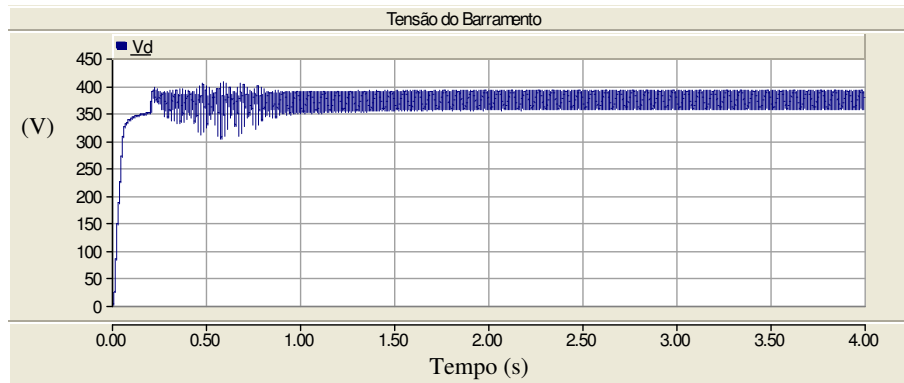


Figura 56: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: tensão de barramento CC.

Na Figura 57 estão mostrados os dados de velocidade e torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m) do conjunto dos 5 motores da carga. A velocidade de regime atingida foi de 0,72pu.

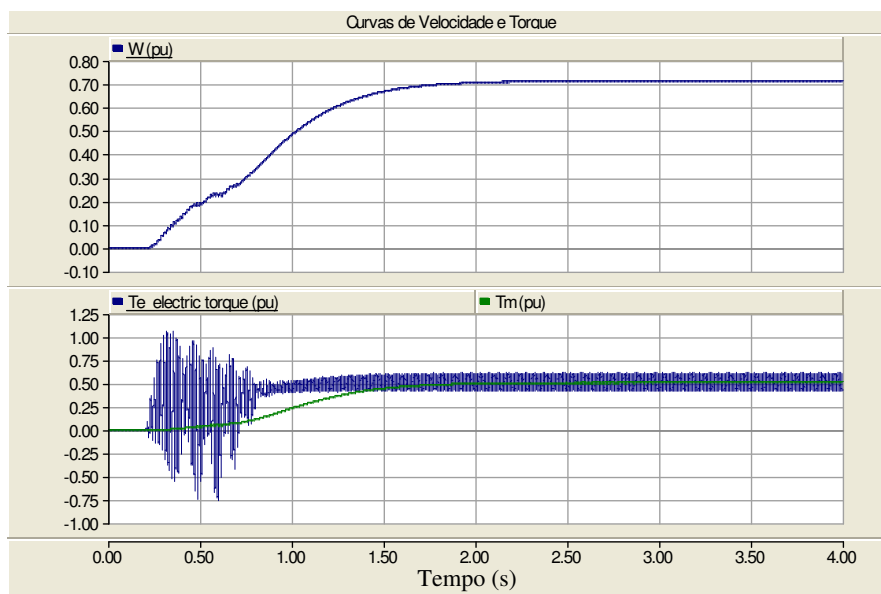


Figura 57: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: torque e velocidade do motor

Na Figura 58 estão as correntes para a carga com fator de desequilíbrio de 18,4%. Apesar da assimetria apresentada pelas correntes, os motores funcionam e o conversor apresenta fator de potência próximo ao unitário.

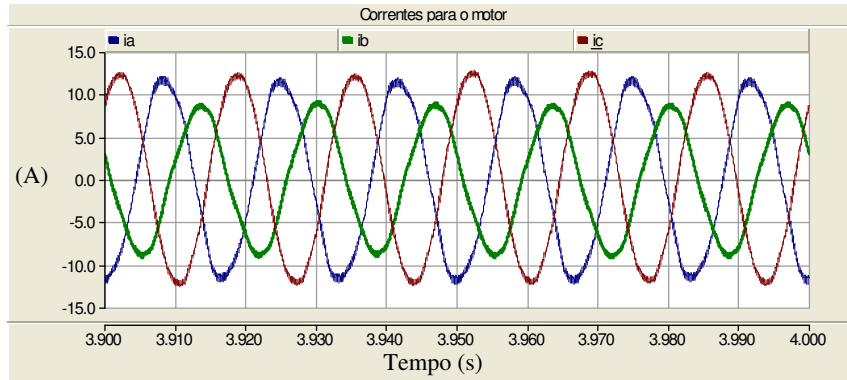


Figura 58: Topologia 2, seqüência positiva – com carga de 5 motores em paralelo: correntes dos motores.

Na Figura 59 está a tensão do barramento CC para operação desta topologia com 6 motores em paralelo, e observa-se que a tensão do barramento não é controlada, indicando que o limite de paralelismo destes motores para esta seqüência de acionamento são 5 motores.

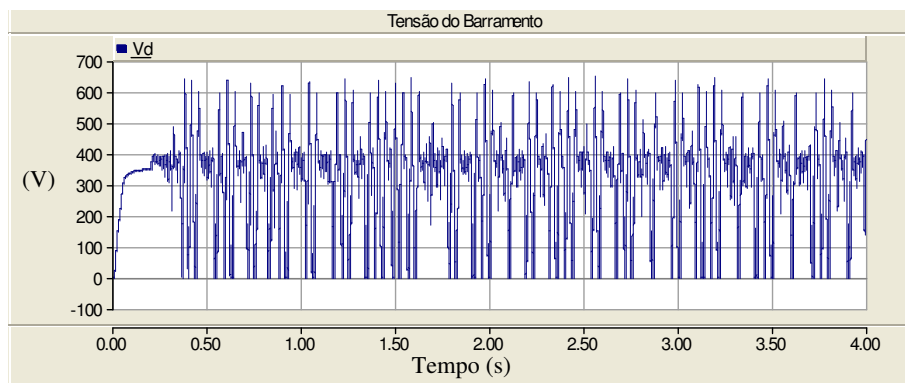


Figura 59: Topologia 2, seqüência positiva – com carga de 6 motores em paralelo: tensão do barramento CC não controlada.

Para a seqüência negativa os resultados estão apresentados nas figuras a seguir.

Na Figura 60 estão mostradas a tensão e corrente de entrada para circuito com 7 motores em paralelo, cada um com 1pu de carga.

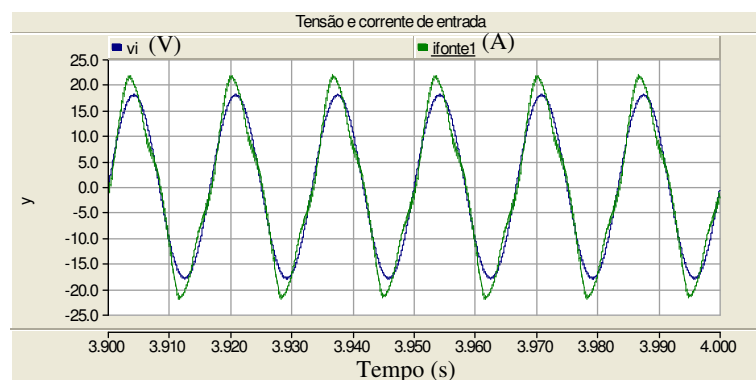


Figura 60: Topologia 2, seqüência negativa – com carga de 7 motores em paralelo: tensão e corrente de entrada.

Na Figura 61 está a tensão de barramento, que é controlada em $V_d = 355V$, com 40Vpp de ripple.

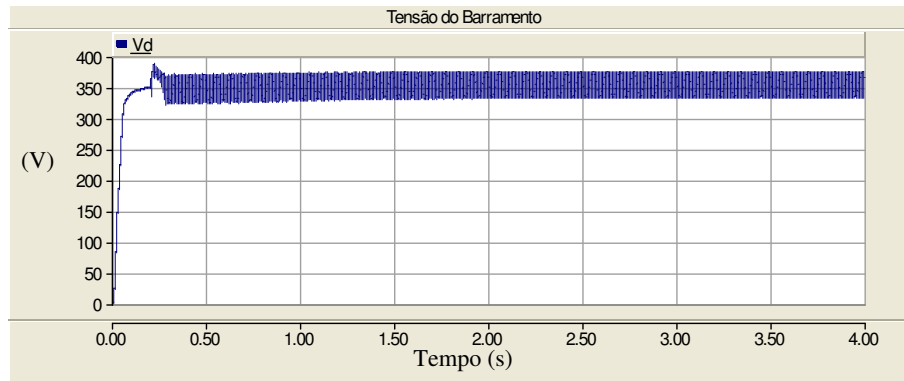


Figura 61: Topologia 2, sequência negativa – com carga de 7 motores em paralelo: tensão de barramento CC.

Na Figura 62 estão mostrados os dados de velocidade e torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m) do conjunto dos 7 motores da carga. A velocidade de regime atingida foi de 0,61pu.

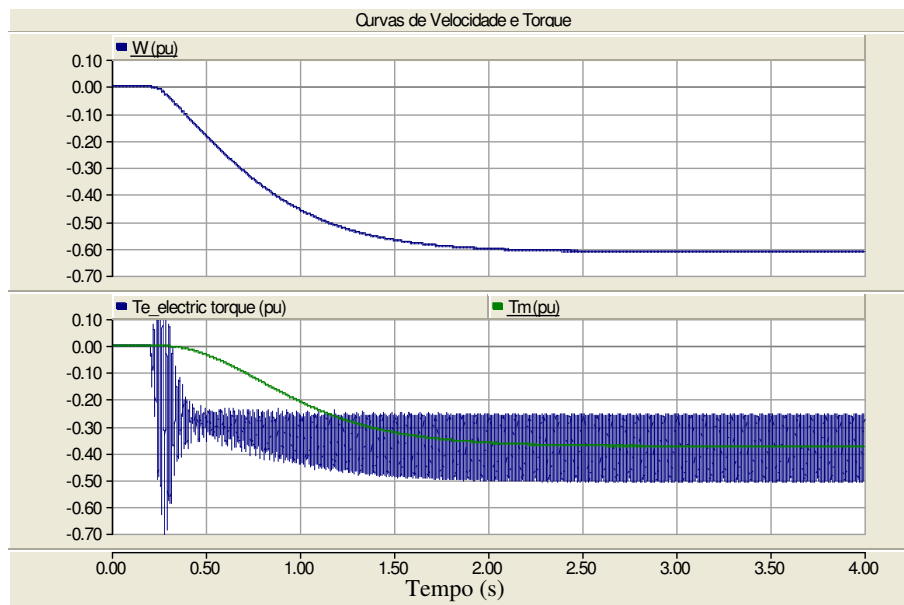


Figura 62: Topologia 2, sequência positiva – com carga de 7 motores em paralelo: torque e velocidade do motor

Na Figura 63 estão as correntes para a carga com fator de desequilíbrio de 25%, maior que na topologia com sequência positiva, que pode ser também percebido pelo maior *ripple* no torque eletromagnético T_e . Apesar da assimetria apresentada pelas correntes, os motores funcionam e o conversor apresenta fator de potência próximo ao unitário.

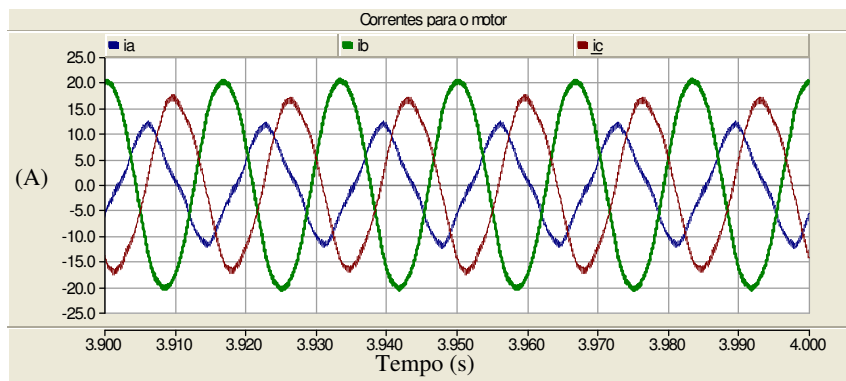


Figura 63: Topologia 2, seqüência negativa – com carga de 7 motores em paralelo: correntes dos motores

Na Figura 64 está a tensão do barramento CC para operação desta topologia com 8 motores em paralelo, e observa-se que a tensão do barramento não é controlada, indicando que o limite de paralelismo destes motores para esta seqüência de acionamento são 7 motores.

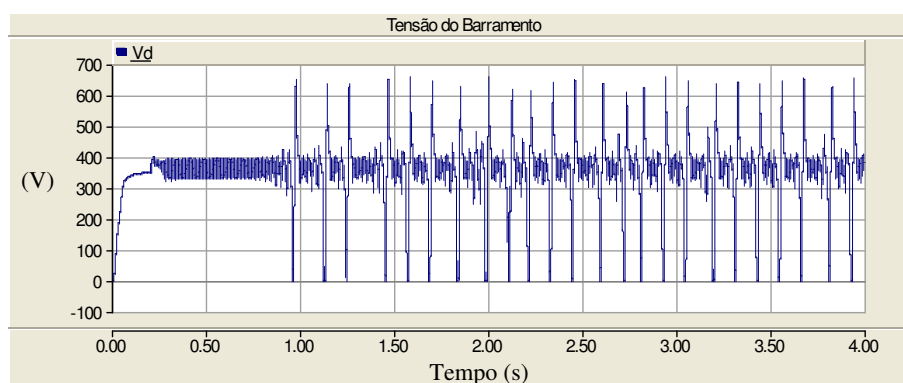


Figura 64: Topologia 2, seqüência negativa – com carga de 8 motores em paralelo: tensão do barramento CC não controlada

Com o exposto, nota-se que a operação com seqüência de fase negativa é mais robusta a sobrecargas que a positiva, devendo ser escolhida para instalações em que a carga não seja fixa, ou que sofra incrementos ao longo da operação.

2.4. Conversor reduzido com retificador PWM semi-controlado – Topologia 3

Nesta topologia o ramo ativo das chaves IGBT 3 e IGBT 4 também é acionado por PWM senoidal com índice de modulação fixo em 97%. O controle PFC é realizado com o

ramo composto pelas chaves IGBT 1 e IGBT 2, como na topologia 2, permitindo o controle da tensão de barramento CC (V_d) e da corrente de entrada I_s .

Para as simulações desta seção, as chaves e diodos são ideais, e os parâmetros utilizados são os que seguem:

- $V_{in} = 127V$ eficazes; $L_s = 2,7mH$; $C_1 = C_2 = 990\mu F$;
- Carga no simulador de circuitos: Motor trifásico, Rotor Gaiola, potência de 120W (0,16cv), FP = 0,78 e corrente de 0,891A. Carga com torque proporcional ao quadrado da velocidade, em 0,3pu.

Para esta topologia, os controladores proporcionais foram ajustados para tensão de referência de $V_{ref} = 305V$ ($boost = 1,7x$). O ganho proporcional aplicado ao erro de tensão foi aumentado em relação à topologia 2 de 0,01 para 0,0125, e este sinal modula uma senóide de 1,6v de pico, para ser comparada com o sinal de corrente de entrada com ganho de 0,25. Depois da comparação, o erro de corrente recebe ganho 4 para adequar a amplitude do sinal à entrada do modulador PWM. O esquema do controle fica conforme mostrado no diagrama da Figura 65.

O ajuste dos compensadores proporcionais foi melhorado quando aumentados os ganhos de tensão, melhorando a resposta do compensador à variação da tensão do barramento.

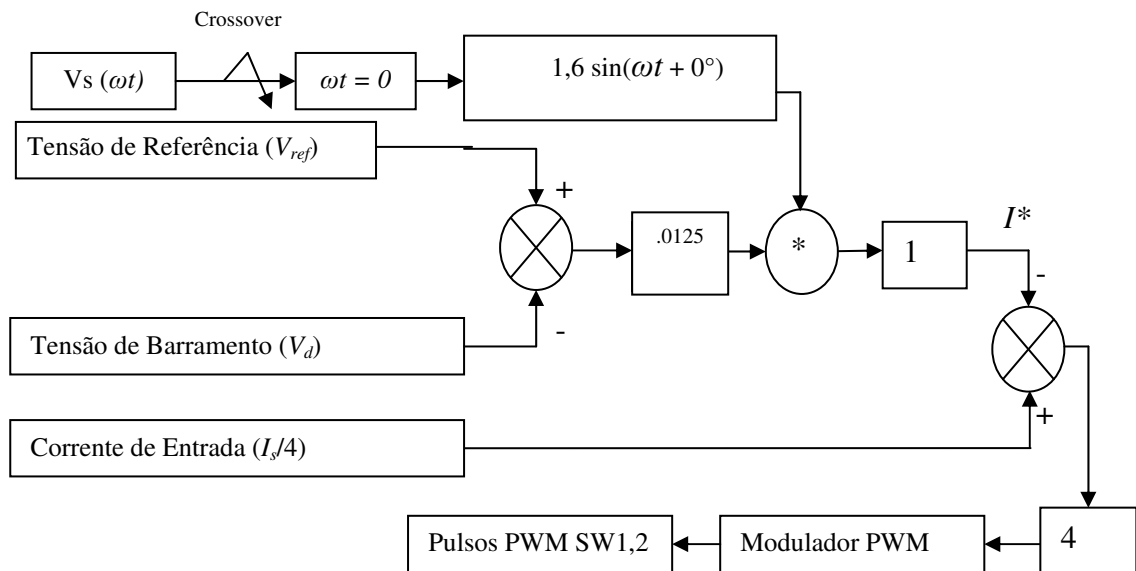


Figura 65: Diagrama de controle PFC para a Topologia 3

2.4.1 Operação na sequência positiva

Nas figuras a seguir será apresentado o comportamento de algumas grandezas relevantes ao funcionamento do motor simulado para acionamento na sequência de fase positiva.

Na Figura 66 é observado desequilíbrio de correntes na carga, na ordem de 29%, durante todo o regime permanente, e com a corrente I_c bastante distorcida.

Embora este resultado, o motor desenvolve os níveis de torque (eletromagnético – T_e e mecânico – T_m) e velocidade requisitados pela carga, conforme mostra a Figura 67. Observe-se na Figura 67(b) que a tensão de barramento é limitada em 316V, com erro de regime de 3,6%. Serão abordadas a seguir algumas formas de melhorar a forma de onda das correntes do motor.

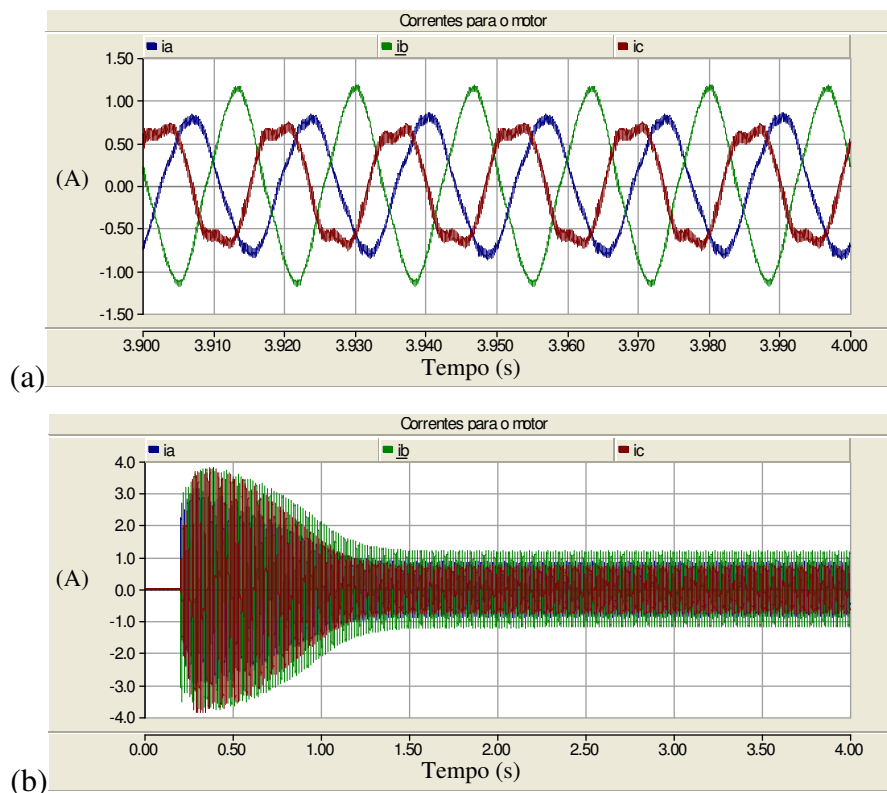


Figura 66: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva, $m_c = 0,97$: (a) Detalhe do regime permanente, (b) Simulação completa.

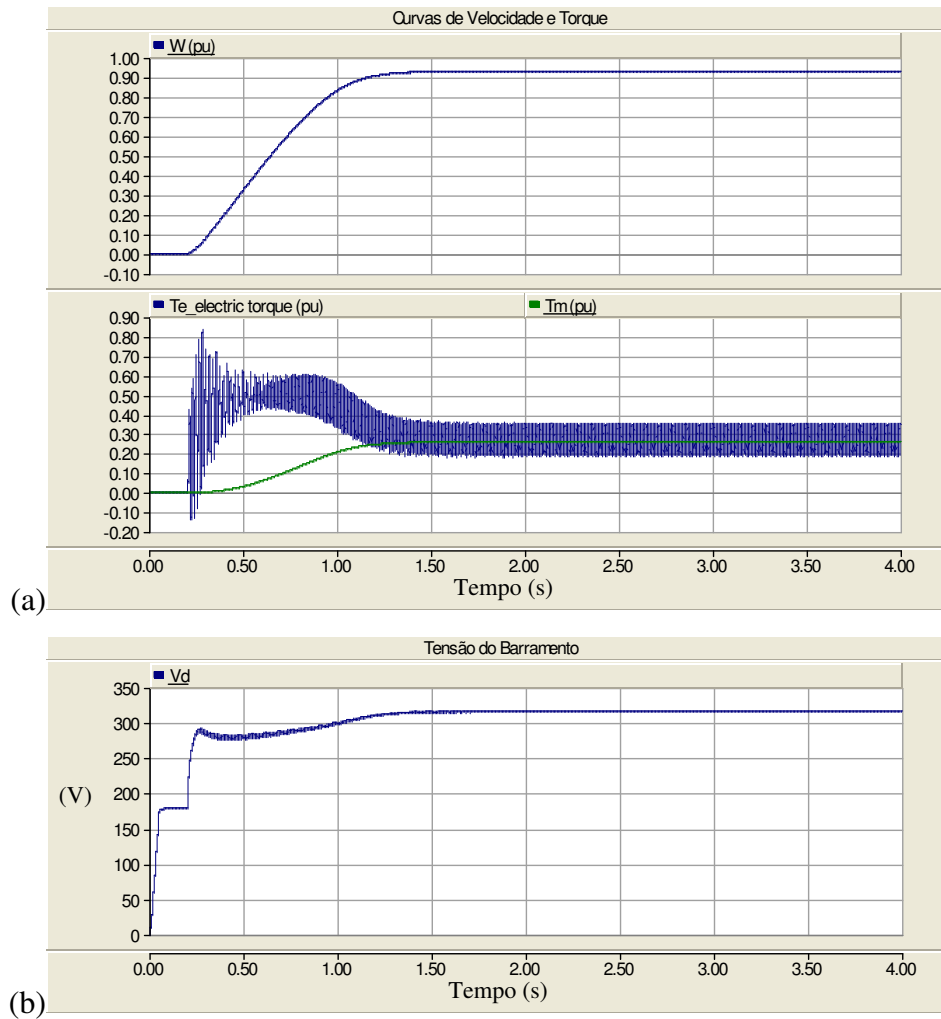


Figura 67: Topologia 3 sequência positiva, $m_c = 0,97$: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão de barramento CC (V_d).

Na Figura 68 observa-se que a correção do fator de potência está em torno de 0,92, mantendo a corrente em fase com a tensão de entrada. A corrente de entrada apresenta ruídos de chaveamento, como apresentado na Figura 69.

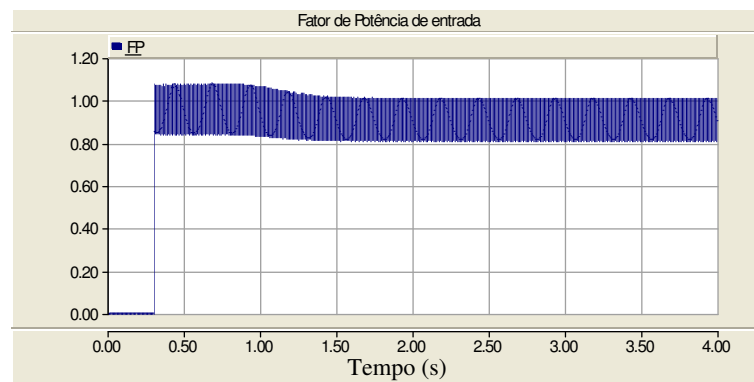


Figura 68: Topologia 3, sequência positiva: Gráfico do fator de potência de entrada – $FP_{regime} = 0,92$

Na Figura 70 observa-se potência instantânea, evidenciando que o fator de potência se aproxima do unitário, a medida que o gráfico de potência instantânea fica com menos área negativa.

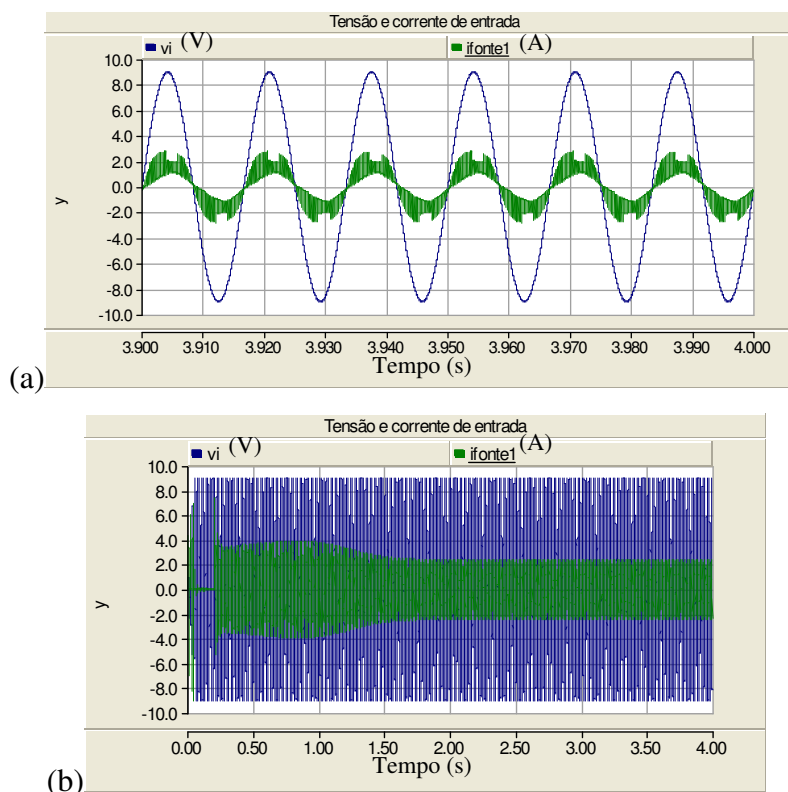


Figura 69: Tensão e corrente de entrada, Topologia 3 sequência positiva: (a) Detalhe (escala: para tensão $V_s/20$), (b) Simulação completa com corrente de partida de 5,5A de pico

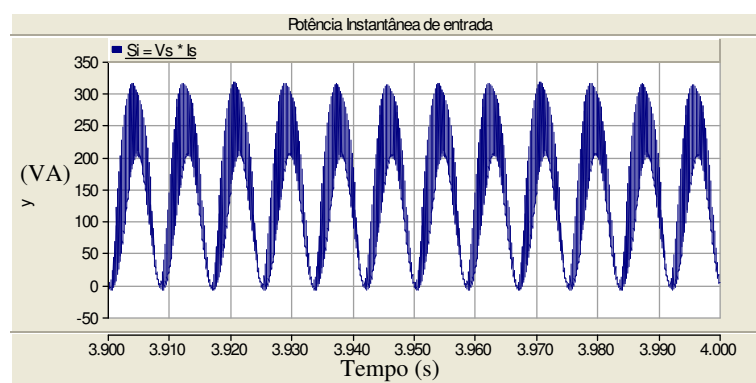


Figura 70: Topologia 3 sequência positiva: Potência instantânea de entrada.

Nesta topologia existem formas de melhorar o equilíbrio das correntes com a alteração do índice de modulação e do ângulo da fase sintetizada.

Uma melhora no formato da forma de onda de corrente foi conseguida com o reajuste do ângulo de fase da tensão da fase *c* sintetizada de $+60^\circ$ para $+84^\circ$. Este valor foi observado em simulação pela defasagem entre componentes fundamentais das tensões moduladas. Com

o ajuste citado, para carga de 0,3pu e referência de tensão em $V_{ref} = 305V$, o desequilíbrio de corrente encontrado foi 4%, conforme mostrado na Figura 71. A tensão de barramento foi limitada em 311V e a velocidade desenvolvida foi de 0,93pu.

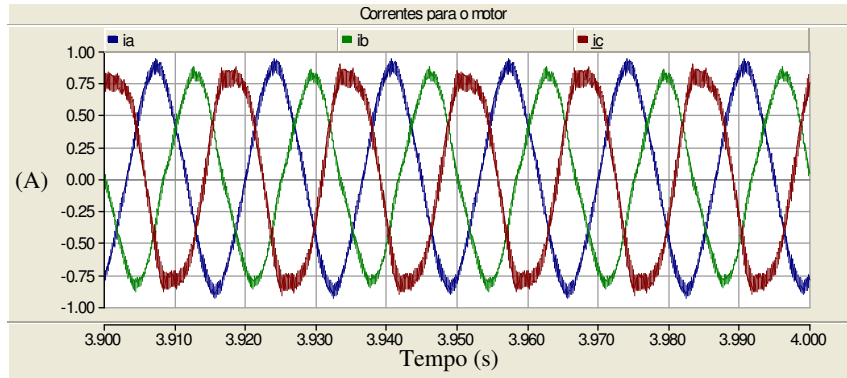


Figura 71: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva, fase c com $+84^\circ$ na referência.

O controle de fator de potência manteve a corrente de entrada em fase com a tensão da fonte CA, e o FP de regime foi $FP = 0,85$, conforme mostrado na Figura 72.

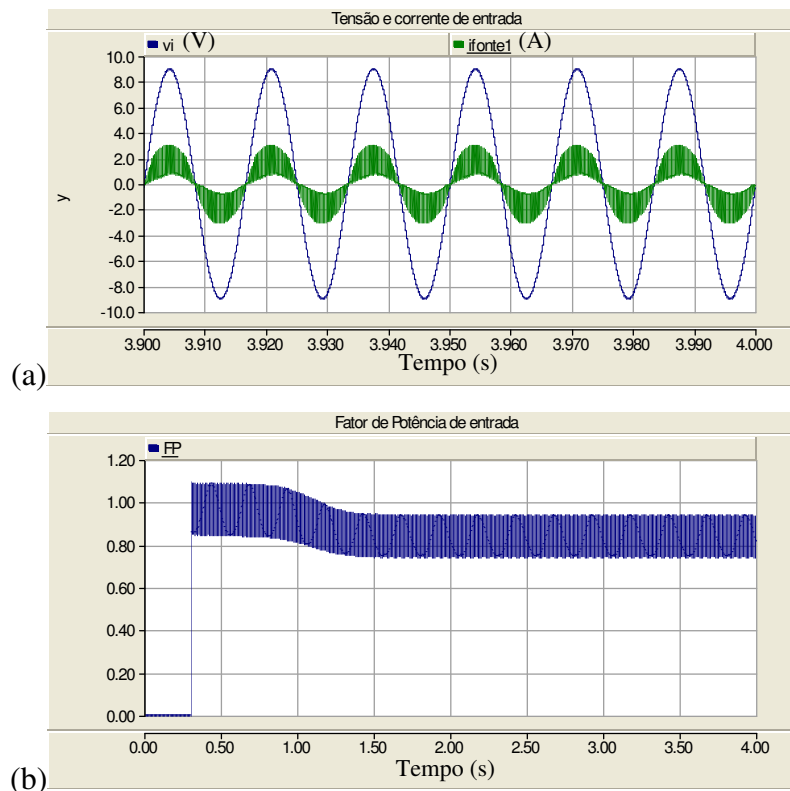


Figura 72: Topologia 3, sequência positiva, fase c com $+84^\circ$ na referência: (a) Tensão e corrente de entrada, (b) Gráfico do fator de potência de entrada – $FP_{regime} = 0,85$

Outra forma encontrada para melhorar o equilíbrio de correntes para o motor foi a variação do fator de *BOOST*, que altera os níveis de corrente. Com $V_s = 127V$ eficazes e referência em 180V (*boost* em 1), a referência não é rastreada com eficácia e a estabilização

do barramento ocorre em 206V. Ainda as correntes da carga não são equilibradas como mostrado na Figura 73.

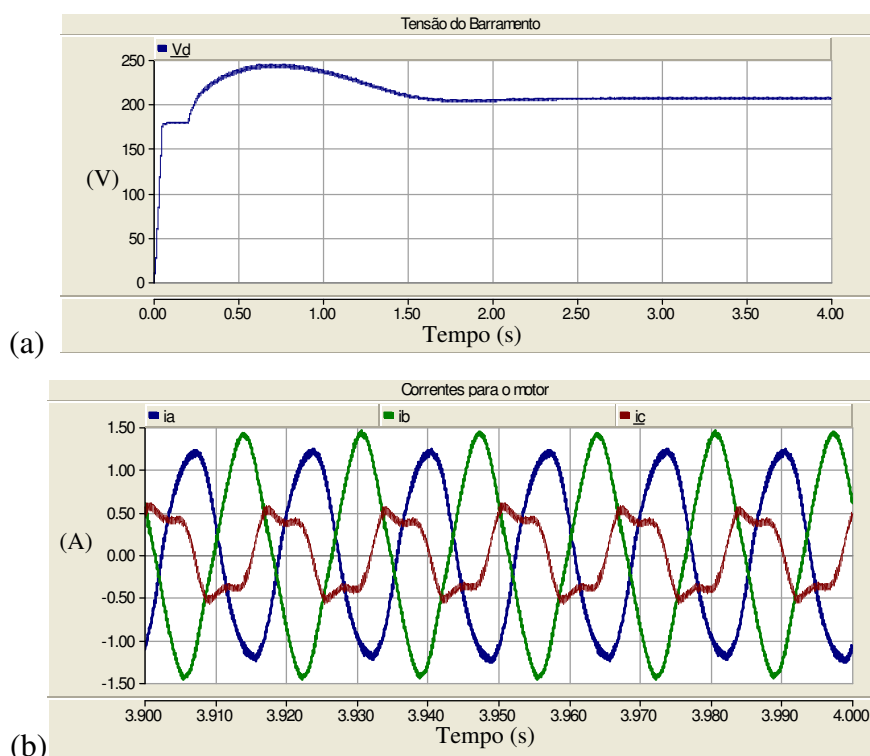


Figura 73: Topologia 3 sequência positiva – Variação da referência de tensão para 180V: (a) Tensão do barramento CC (V_d), (b) Correntes para o motor.

Outra forma de melhorar a eficiência do circuito é aumentando a carga do motor, que fará com que circule maior corrente pelo indutor de entrada L_s , possibilitando um controle mais refinado, tanto do barramento, quanto da corrente de entrada. Para o ajuste de tensão de referência 250V (boost de 1,4) e motor com carga de 1pu, o controle de tensão do barramento e as correntes ficam como mostrado nas Figura 74 e 75, respectivamente. Para estes parâmetros a velocidade de regime é 0,65pu e a tensão de barramento 247V.

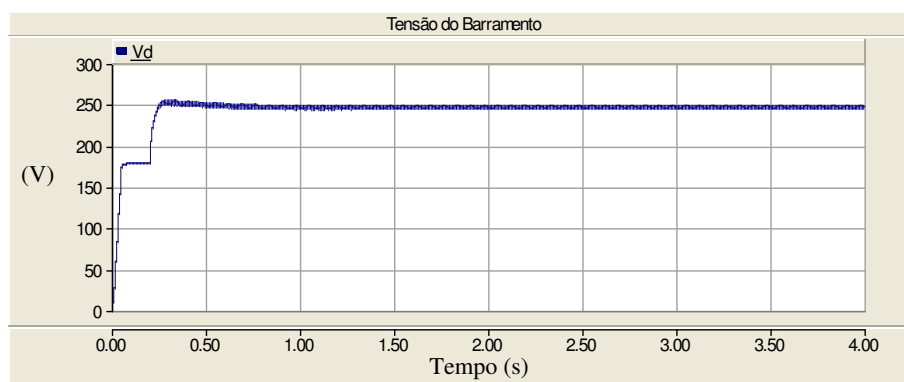


Figura 74: Topologia 3 sequência positiva – Variação da referência de tensão para 250V, e carga do motor em 1pu: Tensão do barramento CC (V_d).

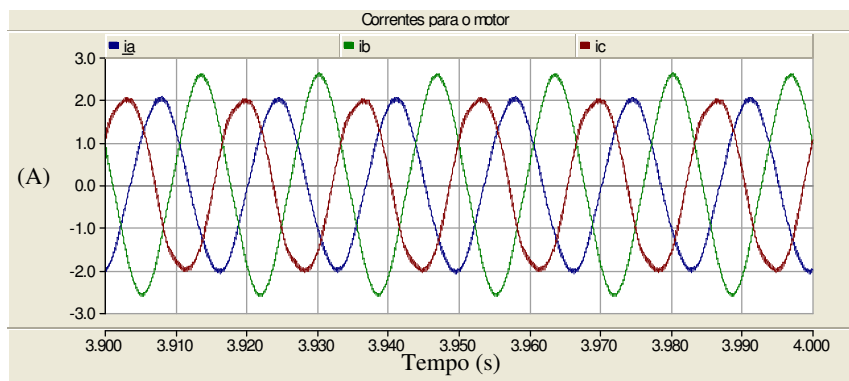


Figura 75: Topologia 3 sequência positiva – Variação da referência de tensão para 250V, e carga do motor em I_{pu} : Correntes para o motor com desequilíbrio de 15%.

2.4.2 Operação na sequência negativa

A seguir serão apresentados os resultados de simulação para a Topologia 3 na sequência negativa, com controle com compensadores proporcionais com ajuste de tensão de referência em $V_{ref} = 305V$ ($boost = 1,7x$) e índice de modulação 97%.

Observa-se desequilíbrio de correntes na carga nas Figuras 76 e 77, tanto em amplitude como na fase, durante toda a simulação. Como consequência disto, o motor não desenvolve torque eletromagnético e não apresenta incremento de velocidade satisfatório, como é observável na Figura 78 (a). Na Figura 78 (b) observa-se a tensão do barramento CC estável em 325V, entretanto não há correção do fator de potência, pois a corrente de entrada não está em fase com a tensão de entrada, como observado na Figura 79.

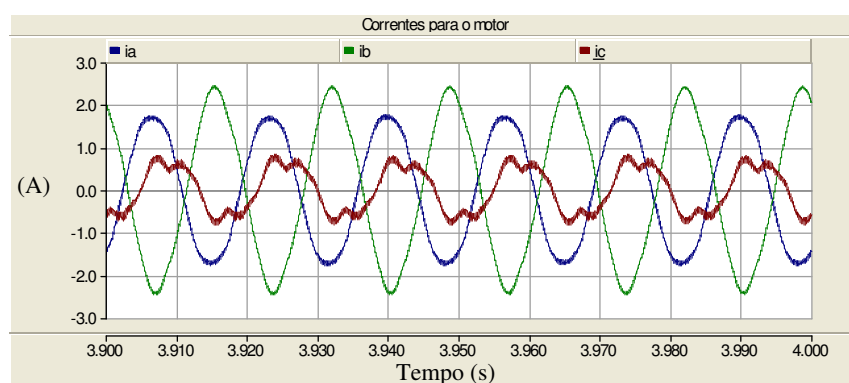


Figura 76: Correntes da carga, Topologia 3, sequência negativa: Detalhe do regime permanente.

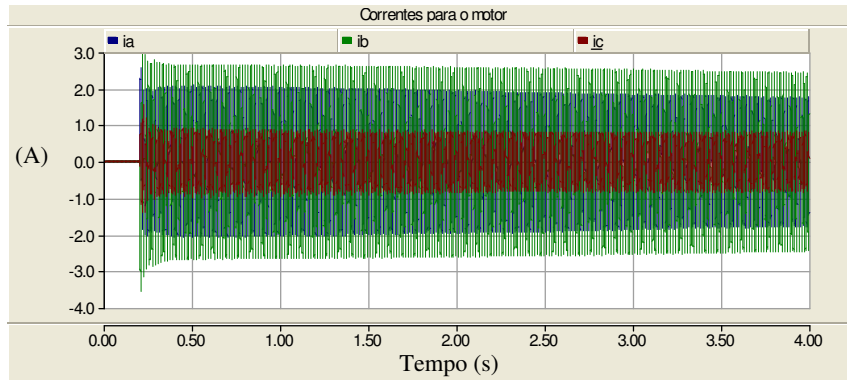


Figura 77: Correntes da carga, Topologia 3, sequência negativa: Simulação completa.

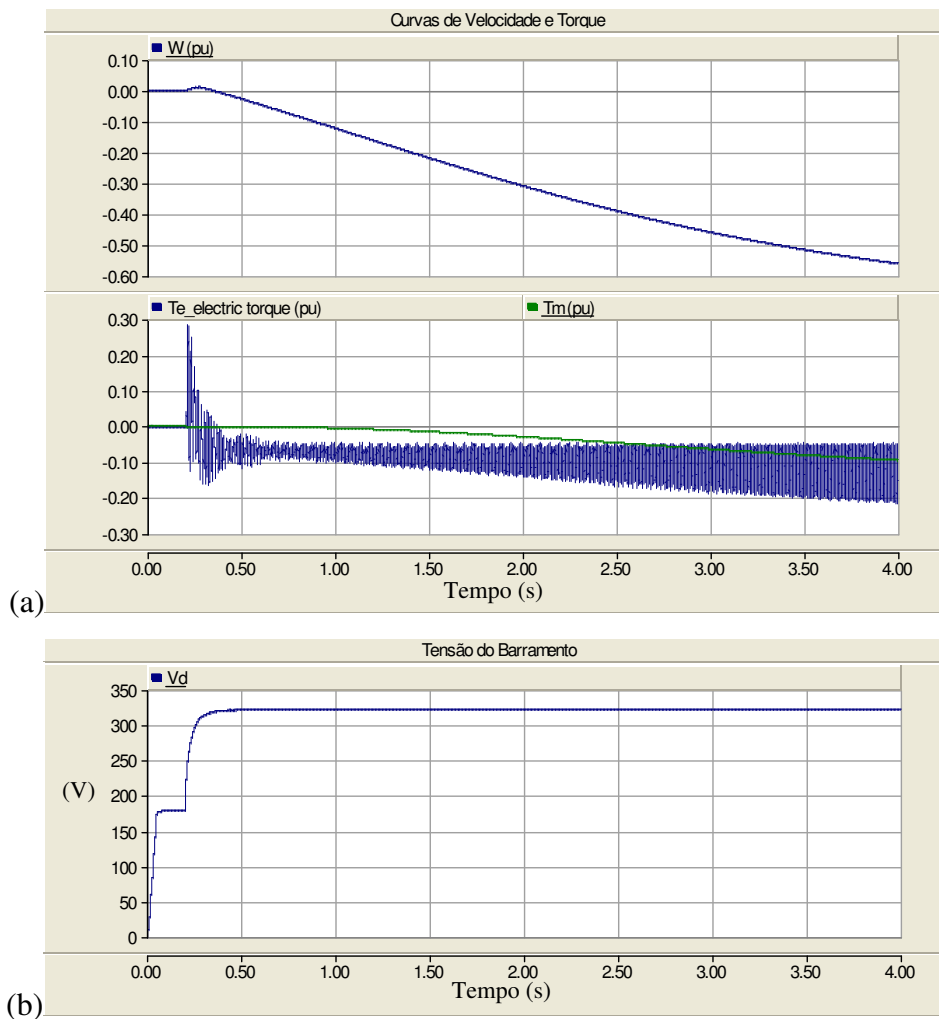


Figura 78: Topologia 3 sequência negativa: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Tensão de barramento CC (V_d).

Na Figura 80 está mostrado o gráfico de fator de potência, que confirma o que foi evidenciado anteriormente sobre um controle PFC ineficaz, caracterizando o funcionamento inadequado da topologia nesta sequência.

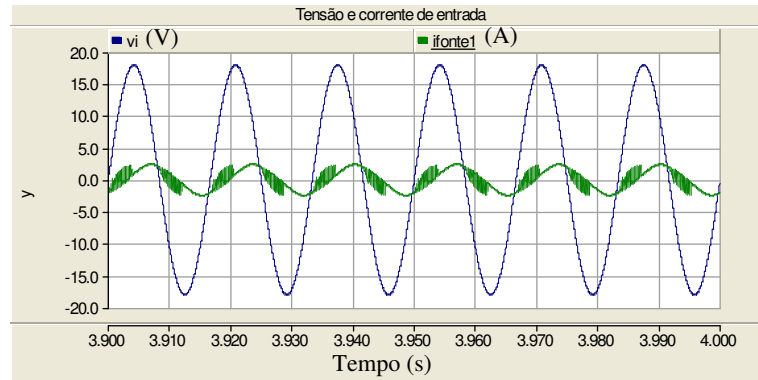


Figura 79: Tensão e corrente de entrada, Topologia 3 sequência negativa: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).

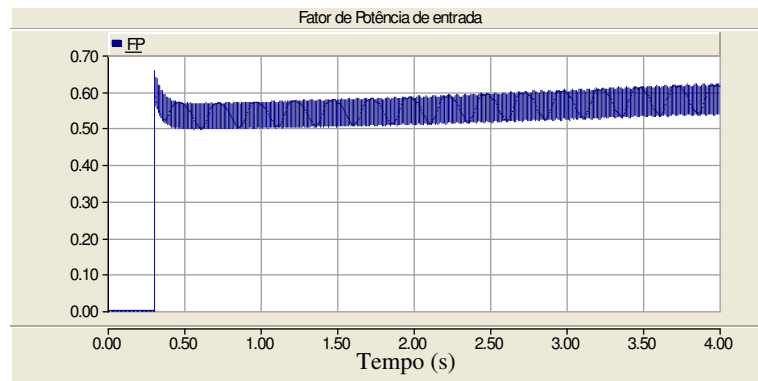


Figura 80: Topologia 3, sequência negativa: Gráfico do fator de potência de entrada.

A característica de desequilíbrio de correntes da topologia 3 está intrinsecamente ligada ao ramo de diodos componentes do retificador. Esses diodos não permitem o fluxo bidirecional de corrente, e desta forma a troca de energia entre o conversor e a carga fica prejudicada. O exposto fica mais evidente quando comparadas as correntes que se dirigem para o nó formado pelos diodos, para a topologia 3 e pelos capacitores, para a topologia 2, como indicadas na Figura 81.

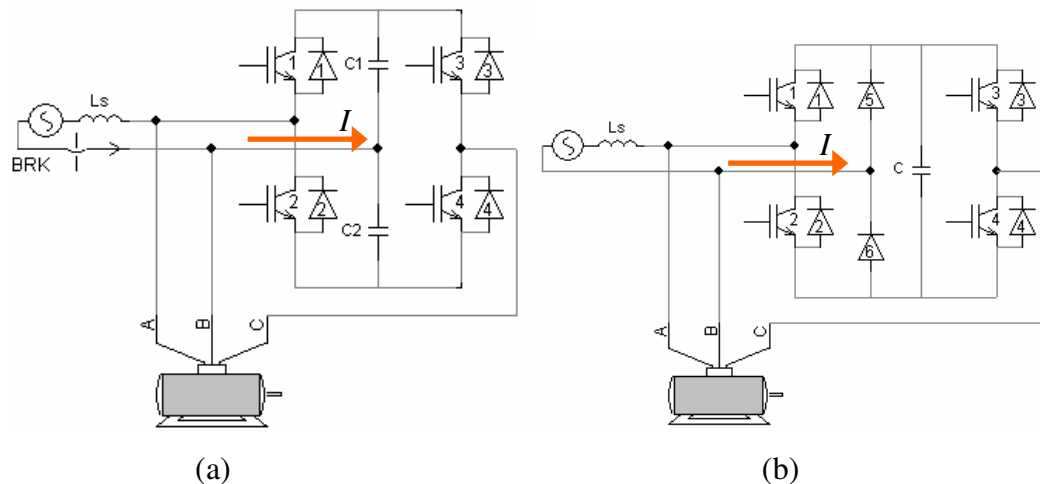


Figura 81: Correntes do retificador: (a) Topologia 2, (b) Topologia 3.

A Figura 82 evidencia que na topologia 2 o fluxo de corrente é contínuo para as duas seqüências de operação. Já para a topologia 3, a corrente desse nó é chaveada e descontínua, prejudicando o funcionamento do circuito, principalmente para a seqüência negativa da topologia 3.

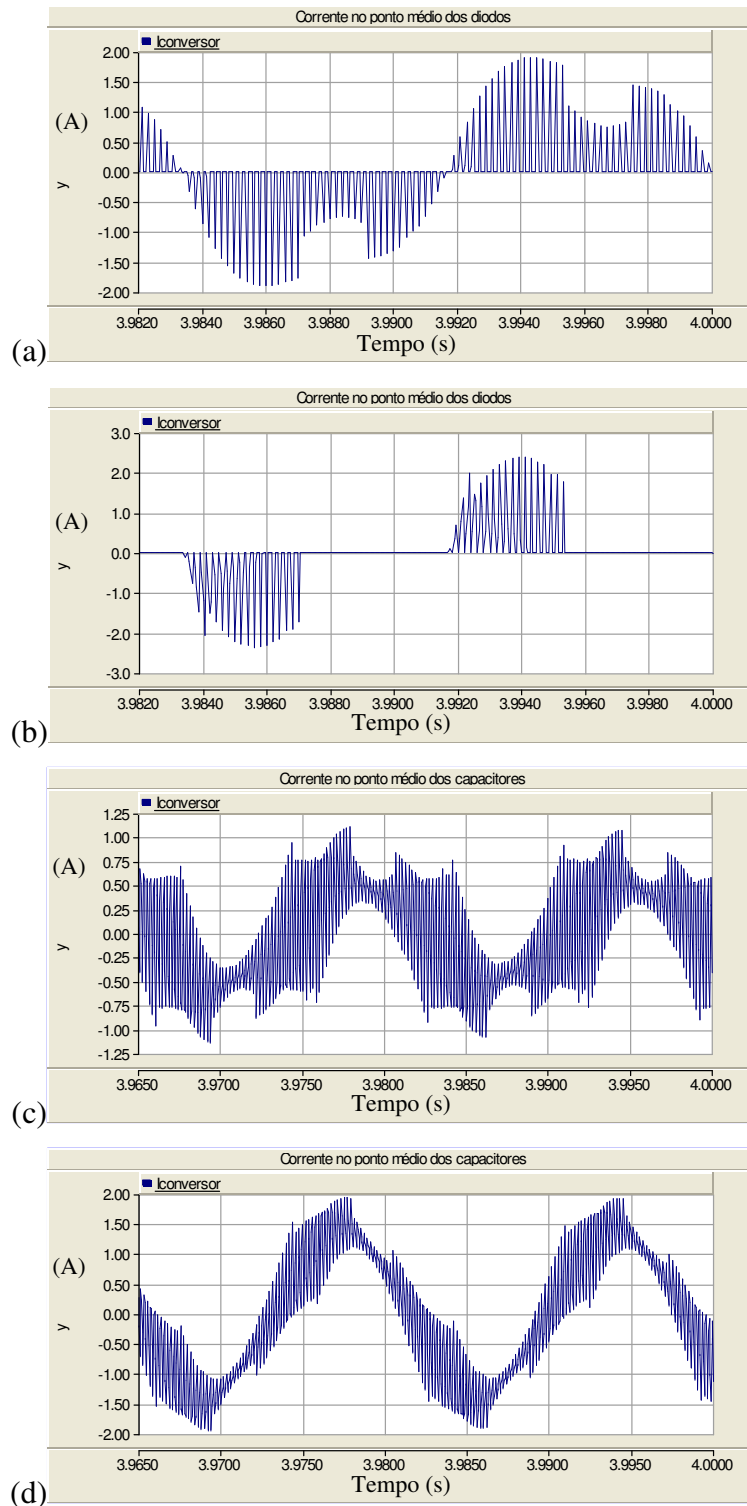


Figura 82: Correntes do retificador: (a) Topologia 3, seq. negativa, (b) Topologia 3, seq. positiva, (c) Topologia 2, seq. positiva, (d) Topologia 2, seq. negativa

2.4.3 Operação com afundamento de tensão na fonte

Conforme mencionado no item 2.3.4, é conveniente ensaiar a topologia em questão para investigar seu comportamento frente a um afundamento de tensão do ramo alimentador (fonte da concessionária), tal qual aplicado por BELLAR et al. (2004), justificado por ser típico esse valor de afundamento e o período de 300ms suficiente para que atuem as proteções de correção de TAP de transformadores.

Na Topologia 3, com controle com compensadores proporcionais, ajuste de tensão de referência em $V_{ref} = 305V$ e índice de modulação igual a 97%. O controle proporcional de tensão do laço PFC foi mantido em 0,0125. Simulado queda de 30% na tensão na fonte CA, para afundamento de tensão. A queda de tensão foi iniciada aos 2,9999s de simulação mantida por 300ms.

Observado na simulação que o motor sofre desequilíbrio de correntes, mas o controle do retificador mantém a correção do fator de potência. As Figuras 83 e 84 mostram o comportamento das correntes do motor na sequência negativa. A variação na velocidade é mostrada na Figura 85(a).

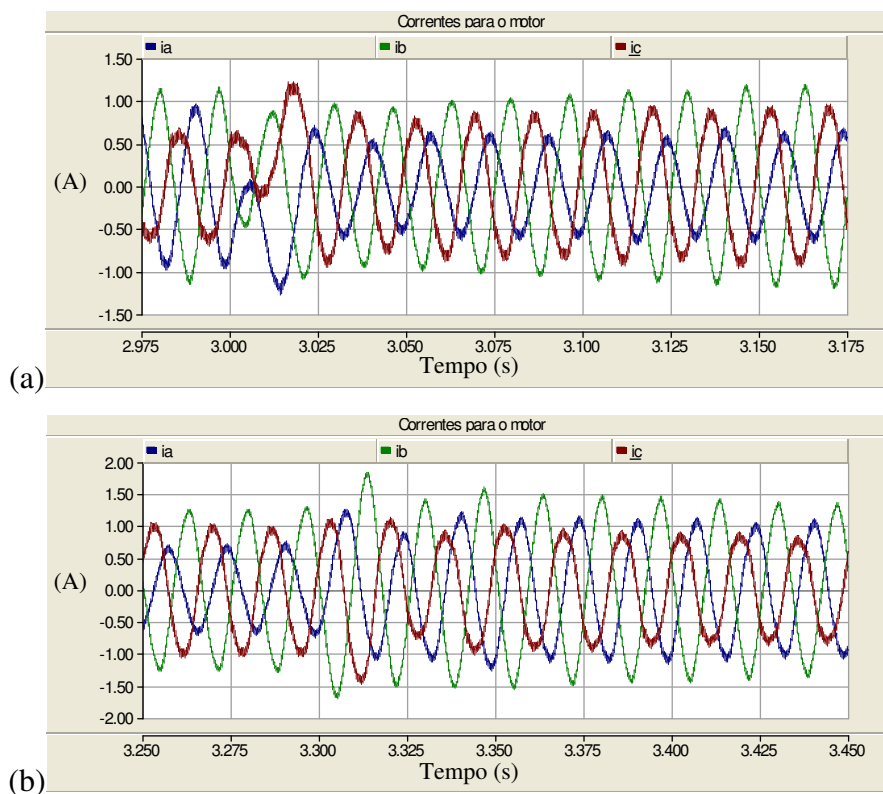


Figura 83: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) início do afundamento, (b) após afundamento.

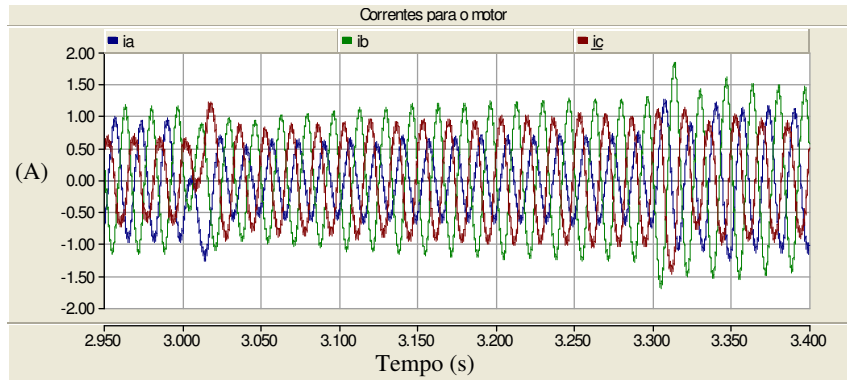


Figura 84: Correntes da carga, Topologia 3, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: trecho do afundamento.

A Figura 85(b) mostra o afundamento consequente na tensão do barramento, e sua recuperação logo depois de cessado o afundamento.

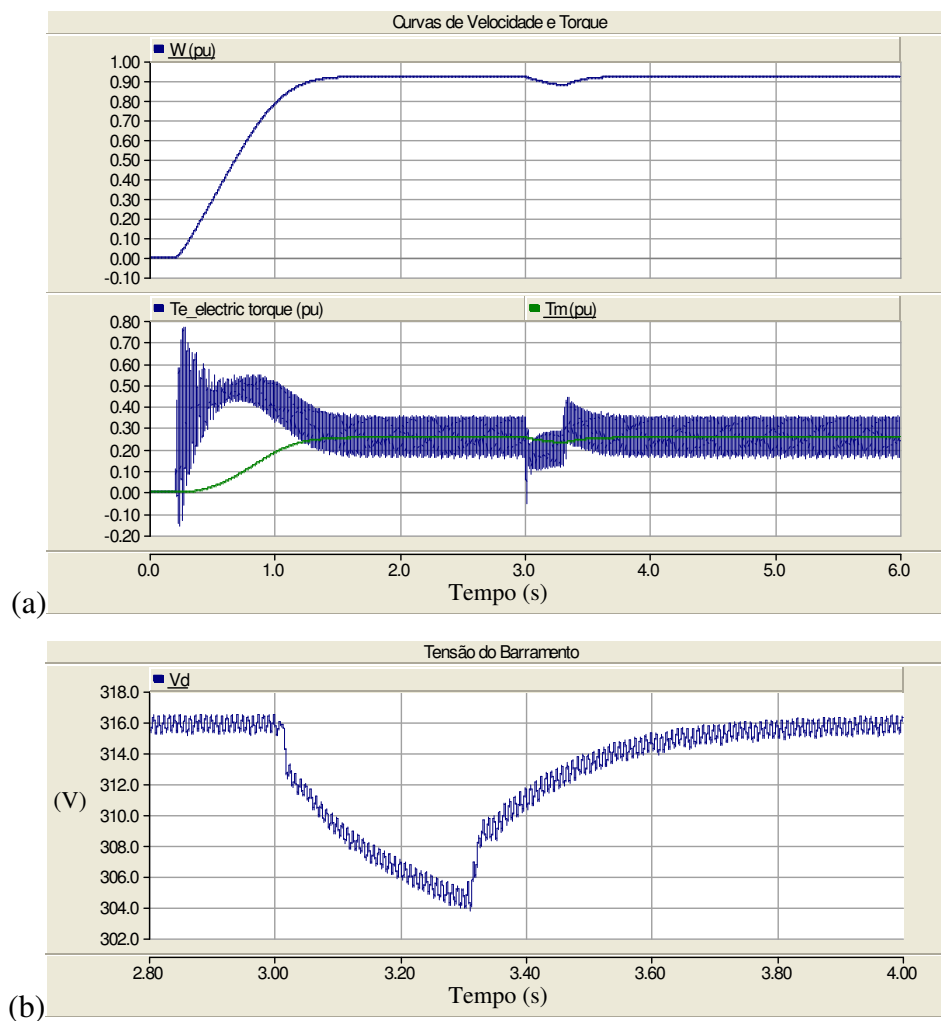


Figura 85: Topologia 3 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: (a) Gráfico de torque e velocidade do motor, (b) Detalhe da tensão de barramento CC (V_d).

Na Figura 86 é mostrado que a corrente de entrada não sofre desequilíbrio tal qual na topologia 2, e o controle mantém a corrente em fase com a tensão.

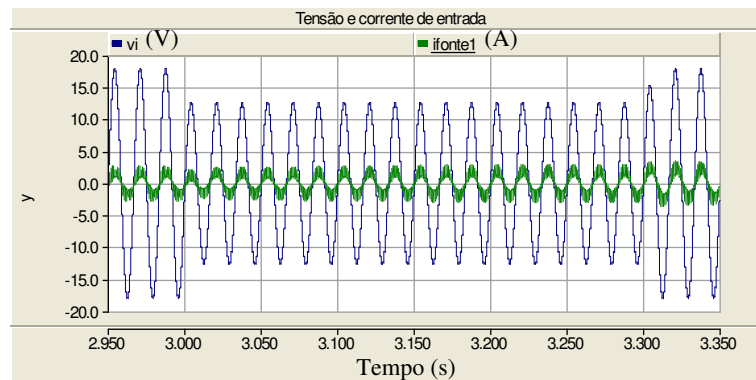


Figura 86: Tensão e corrente de entrada, Topologia 3 sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Detalhe (escala: para tensão $V_s/10$).

Na Figura 87, observa-se que o controle do retificador mantém a correção do fator de potência, antes e após afundamento, com $FP = 0,9$, pouco menor que na topologia 2 ($FP = 0,95$).

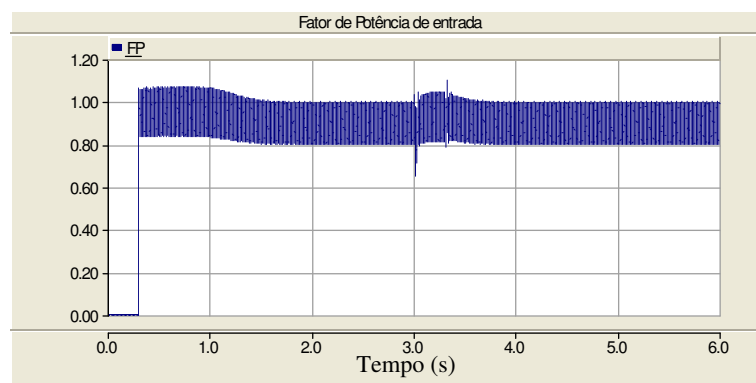


Figura 87: Topologia 3, sequência positiva – Durante afundamento de tensão: Gráfico do fator de potência de entrada.

2.5. Conclusões parciais

Com todos os aspectos observados nas simulações apresentadas anteriormente, podem ser feitas algumas observações e tiradas algumas conclusões sobre as topologias estudadas. Podem ser discutidos aspectos como: equilíbrio de correntes na carga (I_a , I_b , I_c), desenvolvimento de velocidade (ω), estabilidade do barramento CC, fator de potência,

Para o equilíbrio de corrente, as topologias estudadas apresentaram os seguintes fatores de desequilíbrio:

- topologia 1 sequência positiva 20% e sequência negativa 11%;
- topologia 2 sequência positiva ajustável através de parâmetros de controle entre 3,3% a 5,4% e sequência negativa ajustável, entre 4,6 a 22%;
- topologia 3 sequência positiva ajustável, entre 4% a 29%.

Quanto ao desenvolvimento de velocidade, as três topologias permitiram o acionamento do motor, alcançando regime permanente após a partida, exceto para a configuração de sequência negativa na topologia 3.

Quanto à estabilidade no barramento CC (V_d), as topologias 2 e 3 apresentaram melhores resultados, com o uso do PFC. Já topologia 1 tem a estabilidade do barramento CC dependente exclusivamente da carga solicitada.

À exceção da topologia 3, foi possível operar com as duas sequências de fase (positiva e negativa). Para a topologia 1 a operação com sequência negativa superou em muito o outro modo de operação, tanto em amplitude de corrente de entrada, especialmente na partida, como no fator de potência que foi mais elevado. Para a topologia 2 não foi observada diferença significativa entre os modos de operação por causa do controle PFC, que manteve a corrente em fase com a tensão de entrada nos dois modos de operação.

Com o observado, pode-se adequar o uso de um dado conversor a determinada necessidade. Deste modo, para redes em que o preocupação com o fator de potência seja item decisivo, ficam mais indicadas as topologias 2 ou 3, com correção de fator de potência, sendo que a topologia 3 é ainda mais indicada para cargas que não possuam isolamento suficiente para resistir ao nível de tensão instantânea da topologia 2 (maior que o dobro do pico da tensão de entrada).

Para a implementação do conversor com o módulo integrado escolhido (IRAMX16UP60A), a topologia 3 mostra-se mais adequada devido à tensão de barramento CC ser menor que nas demais topologias.

3. DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

Neste capítulo será apresentado o circuito experimental com os detalhes de confecção e montagem na seção 3.1, o algoritmo de controle e o programa inserido no controlador na seção 3.2 e também os resultados experimentais, comparados com os resultados de simulação para os mesmos parâmetros, na seção 3.3.

3.1. Desenvolvimento do circuito

A necessidade de um circuito de simples execução e de custo reduzido conduziu à escolha de um microcontrolador da família PIC para o controle. Esses dispositivos são de baixo custo, se comparados com os DSP's, e também proporcionam uma versatilidade de programação para várias aplicações, além de outras funcionalidades que vão desde comunicação paralela, aplicações PWM até as UART's e outros protocolos de comunicação, de acordo com o modelo de PIC.

Para o protótipo, considerando as topologias estudadas, fazia-se necessário o acionamento de dois ramos de chaves ativas com acionamento PWM, além de funções de conversão analógica para digital para medição e monitoramento de grandezas como correntes e tensões. Com essas características foram encontrados alguns tipos de PIC's que poderiam atender ao protótipo, dentre os quais foi escolhido o microcontrolador PIC18F452, que apresenta uma estrutura com duas saídas PWM, oito entradas para conversão analógica para digital (A/D), multiplicador em *hardware* 8x8bits, três canais de interrupção externa, além de uma variedade de portas de I/O.

Outra importante opção para este microcontrolador é a possibilidade de programação em linguagem C, que facilita a elaboração do programa de controle e supera as dificuldades da linguagem *Assembler*. Este PIC tem frequência de operação até 40MHz, o que permite processamento da ordem dos 10 MIPS (milhões de instruções por segundo). O PIC18F452 também possui contadores e temporizadores que são muito úteis no desenvolvimento do programa de controle.

Os ramos ativos presentes no protótipo para acionamento da carga, foram adquiridos de modo a facilitar a montagem e acelerar a finalização do circuito. Foi escolhido o módulo de potência IRAMX16UP60A, integrado com três ramos ativos, acionadores internos com entrada em nível lógico TTL (0V ou 5V), barramento de tensão de até 450V, 16A de corrente

por ramo, e até 20kHz de frequência de PWM. Este componente também contém circuitos com tempo morto para acionamento das chaves de potência de um mesmo ramo, impedindo acionamento simultâneo e conseqüente curto circuito do barramento de tensão.

Os componentes escolhidos para a montagem foram reunidos conforme suas funções e montados de modo que seu funcionamento preservasse suas características fundamentais, priorizando a segurança de cada componente. Desta maneira foram inseridos circuitos de isolamento entre os blocos de acionamento e de potência para garantir a integridade dos circuitos, impedindo que uma quebra de isolamento pela falha de algum componente danificasse todo o circuito.

Nesse princípio foi inserido isolamento óptico entre a geração de PWM e o *drive* de potência, bem como utilizados medidores isolados para aquisição de sinais de tensão e corrente. Assim fica minimizada a possibilidade de destruição total da bancada de teste pela falha isolada de um componente.

Além das proteções em isolamento, foram inseridas proteções extras, como fusíveis e limitadores no programa de controle, que ajudam a tornar o experimento seguro e protegido contra imprevistos.

Os circuitos foram montados em módulos para facilitar a montagem e manutenção. Foram elaborados cinco módulos para o protótipo: um módulo de potência contendo os ramos ativos e isoladores ópticos; um módulo contendo os capacitores do banco CC e um ramo de diodos; um módulo para o microcontrolador e seus acionadores primários (chaves); um módulo com medidores de corrente e tensão, com circuito de adequação de sinal ao PIC e um módulo com tratamento dos sinais PWM gerados pelo PIC.

Na Figura 88 é apresentado o diagrama em blocos do circuito do protótipo de bancada elaborado para os ensaios. Os componentes da fonte *variac* e indutor de entrada estão ausentes neste diagrama, e são conectados conforme cada topologia. Os pontos X, Y, Z são os pontos de saída do módulo de potência IRAMX16UP60A, que é o componente com os ramos ativos que serão utilizados. Por exemplo, para a topologia 1 são conectados os pontos C, D e Z. ao motor, e os pontos C e D também à fonte monofásica; para a topologia 3, os pontos de conexão do motor são D, Z e Y, e os pontos D e Z também à fonte.

Na topologia 1 apenas um dos ramos ativos é utilizado, e nas demais topologias, são utilizados dois ramos ativos. Os bancos de capacitores eletrolíticos C_1 e C_2 são de 990uFx400V e o capacitor C_3 é de 2,2uFx400V, sendo, portanto este componente o limitador da tensão do barramento abaixo da sua tolerância de tensão.

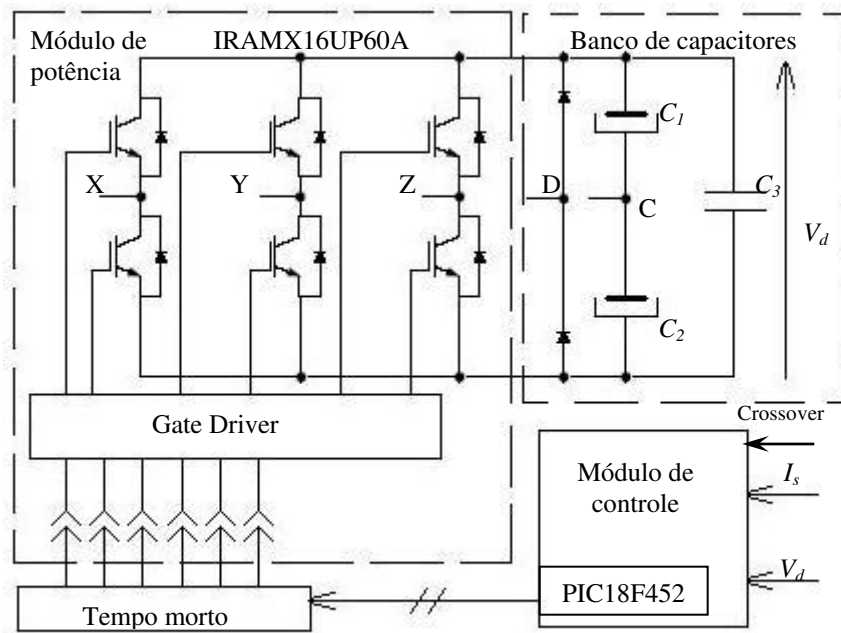


Figura 88: Diagrama em blocos do protótipo experimental.

Para este protótipo desenvolvido existem limitações físicas que devem ser respeitadas, como os limites de tensão do barramento (estabelecido por C_3 em 400V), o limite de corrente de entrada (6A conforme dado de placa do *variac* que serve de alimentador), a carga do motor (ligado em delta) fixada em um valor abaixo do nominal, pela carga estática (hélice) acoplada ao eixo, etc. Deste modo, os ajustes da tensão de barramento e da corrente de entrada (com correção de fator de potência) devem ser tais que esses valores limite não sejam ultrapassados.

Devido a limitações de projeto, as medições no circuito experimental foram realizadas com tensão de entrada reduzida, visando proteger o equipamento em caso de alguma instabilidade durante o ajuste do protótipo. Desta maneira têm-se valores de tensão abaixo do nominal para alimentar o protótipo, porém os resultados obtidos validam as simulações, para os mesmos níveis de entrada.

Durante o processo de teste e ajuste do protótipo foi utilizado como carga um banco de lâmpadas com potência da mesma ordem de grandeza do motor selecionado, para evitar que o motor estivesse sujeito a desequilíbrio de tensão ou falta de fase, que eventualmente pudesse ocorrer durante ajuste.

Depois então de ajustado o circuito e verificado o funcionamento com a carga de teste, foi aplicado o motor e obtidos os resultados apresentados posteriormente.

A carga do motor está fixada em um valor abaixo do nominal, característica imposta pela hélice que é acionada, para que a característica de carga seja proporcional ao quadrado da velocidade, tal qual simulado.

Os demais resultados e a verificação do funcionamento em valores nominais ficam comprovados em simulação, que completa o estudo do circuito, devido às limitações apresentadas na planta do protótipo.

3.2. Algoritmo de controle

O conhecimento das especificações das funções do microcontrolador é uma importante etapa do processo de programação, pois disso depende o correto funcionamento do circuito. Durante o processo de programação fez-se necessário conhecer e testar os tempos de funções do PIC, e averiguar a interação com os comandos externos, como interrupções e botões de seleção (canais de entrada e saída). Uma das principais etapas do estudo do microcontrolador foi a adequação da função de multiplicação, necessária para o escalonamento de corrente na rotina de controle.

O PIC18F452 tem um multiplicador em *hardware* de 8bits, e o compilador utilizado já apresenta funções para multiplicação 8bits e 16bits com e sem sinal, entretanto a saída PWM utiliza no máximo 10bits de resolução, e foi especificada para 8bits sem sinal. As constantes e o A/D (*Analog to digital converter*) usados no programa são números de 8bits, portanto os produtos gerados no programa são números com 16bits. Esta incompatibilidade foi solucionada com um escalonamento do produto do modulador de corrente, com divisão por uma constante, de forma que o resultado pudesse ser expresso em formato compatível com a saída PWM de 8bits.

O programa de controle monitora a tensão de barramento, a corrente de entrada para o conversor e a fase da tensão de entrada. Com estes dados são controlados: a fase da corrente de entrada e a síntese da tensão da fase *c*, através de pulsos PWM aplicados a dois ramos ativos através de isoladores ópticos e circuitos específicos.

A estratégia do controle foi montada de modo a fazer o monitoramento em intervalos regulares que permitissem o processamento dos dados de entrada sem que pudesse ocorrer perda de intervalo, por algum período de latência do microprocessador. Como o conjunto de funções necessárias para o processamento de cada intervalo demora cerca de 300us (a 20MHz

de *clock*) para ocorrer, uma divisão do período de 60Hz por trinta intervalos (555us) permite que as atualizações sejam feitas sem perda de dados, nem risco de erro por latência no PIC.

Roteiro do programa

Rotina de temporização: (Sincroniza o controle PFC com a tensão de entrada através de detecção de passagem por zero).

Início

Se interrupção externa de passagem por zero (*crossover*) for verdadeira, então inicie rotina PFC, inicie rotina Fase *c* e carregue temporizador para 1/30 do período.

Se não, aguarde interrupção externa.

FIM.

Rotina de controle PFC: (Realiza o controle da tensão de barramento CC e mantém a corrente de entrada em fase com a tensão de entrada)

Início

Leitura de tensão do barramento CC (V_d);

Leitura de tensão proporcional à corrente de entrada (I_s);

Leitura de tensão de referência do barramento (V_{ref});

Limitação e validação das leituras; (Se as leituras estiverem fora dos limites do microcontrolador, fixar os valores limite).

Geração de erro de tensão: Erro de tensão = (Tensão do barramento CC (V_d)) – (Tensão de referência (V_{ref}));

Controlador proporcional de tensão: Ação proporcional = $K1 * \text{Erro de tensão}$;

Modulação da corrente de referência: Corrente de referência = Tabela senoidal ($\sin(\omega t + 0^\circ)$) * Ação proporcional * $K3$;

Geração de erro de corrente: Erro de corrente = (Corrente de referência (I^*)) – (Tensão proporcional à corrente de entrada (I_s));

Controlador proporcional de corrente: Ação proporcional = $K2 * \text{Erro de corrente}$;

Escalonamento de sinal e saída PWM.

FIM.

Rotina Fase *c*: (Controla o PWM do ramo de chaves responsável pela síntese da fase *c*, gerada com índice de modulação fixo)

Início

Para cada passo do temporizador carregue a tabela $\sin(\omega t +/-60^\circ)$ na saída PWM.

FIM.

O controle utilizado viabilizou uma interação mais direta com o protótipo e permitiu um melhor entendimento do problema físico.

O ajuste do controlador proporcional foi feito de maneira a otimizar o algoritmo computacional que funcionaria no microcontrolador. Para isso, os ganhos do controlador foram recalculados no circuito físico, afim de que o programa não precisasse realizar uma carga maior de cálculos, ou seja, para que o ganho interno do controlador fosse unitário e não fossem necessárias tantas multiplicações, que tomam mais tempo do PIC. Assim o processo no microprocessador se torna mais eficiente e menos propenso a atrasos oriundos da execução de funções internas.

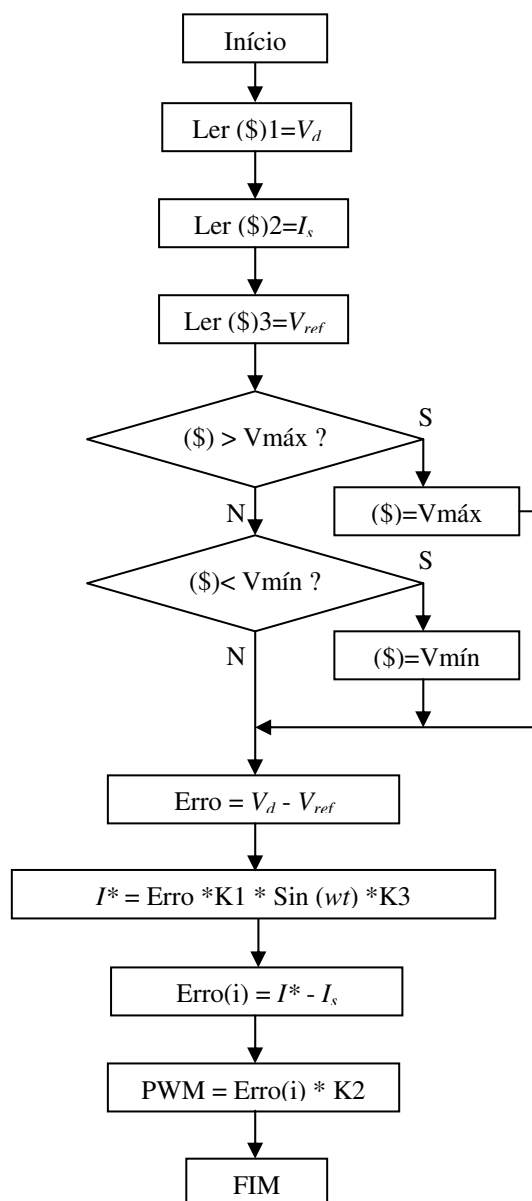


Figura 89: Fluxograma da rotina PFC:

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais que seguirão com as figuras das medições feitas com osciloscópio, comparando-as com o resultado de simulação no PSCAD/EMTDC™. A verificação do funcionamento do experimento deve-se à equivalência entre esses resultados. A Figura 90 apresenta as fotos com a aquisição de alguns destes resultados.

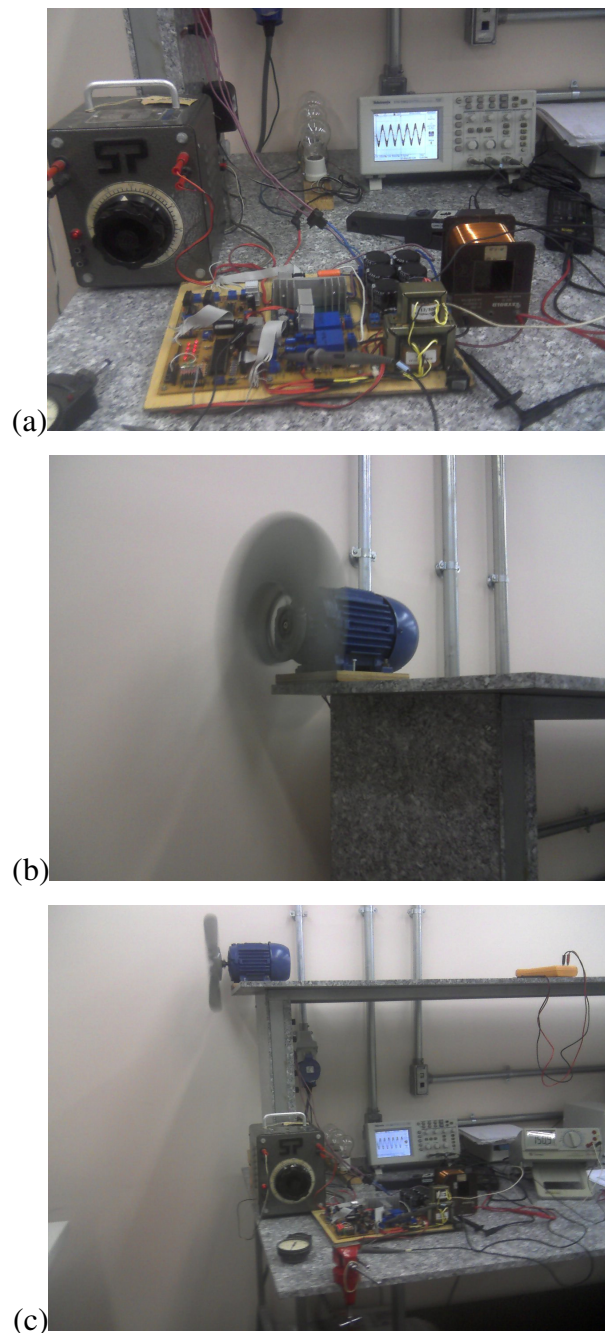


Figura 90: Topologia 3 seqüência positiva – Ensaio experimental: (a) Circuito e fonte variável, (b) Motor em funcionamento, (c) Protótipo em funcionamento.

Para a topologia 3, em sequência positiva, foi realizado ensaio com tensão reduzida na fonte e com os seguintes parâmetros:

Tensão de entrada $V_s = 0,6 \times 127V$ eficazes.

Tensão de referência $V_{ref} = (1,91V) \cdot 80 = 144,8V$ (ganho do sensor= 80x).

Tensão medida $V_{med} = (2,31V) \cdot 80 = 184,8V$ (ganho do sensor= 80x).

Erro de tensão $E_v = (0,4) \cdot 80 = 32V$ (ganho do sensor = 80x).

Velocidade de regime $Vel = 1510rpm$.

Tensão de barramento $V_d = 178,6V$.

Fator $boost = V_d / (V_s \cdot (2^{.5})) = 1,66x$;

Carga motor com hélice;

Para a simulação no programa, os dados obtidos para os mesmos parâmetros de entrada foram:

Tensão de entrada $V_s = 0,6 \times 127V$ eficazes.

Tensão de referência $V_{ref} = 180V$.

Velocidade de regime $Vel = 0,681pu$.

Tensão de barramento $V_d = 185V$.

Nas figuras 91 a 94 observam-se as grandezas do motor, comparadas com a simulação.

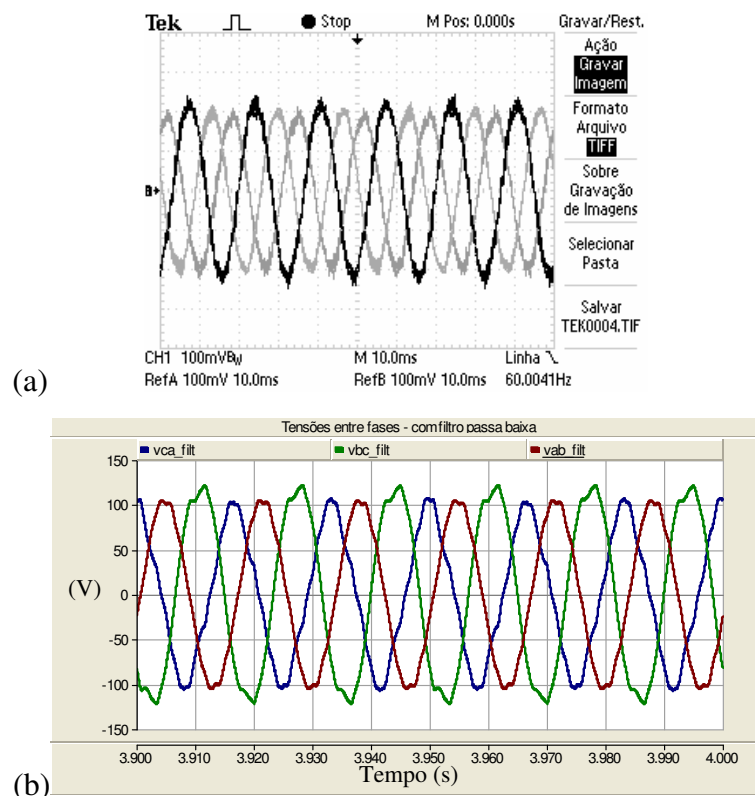


Figura 91: Topologia 3 sequência positiva – Tensões V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} : (a) Resultado experimental (média de 64 amostras), (b) Resultado de simulação (componentes fundamentais).

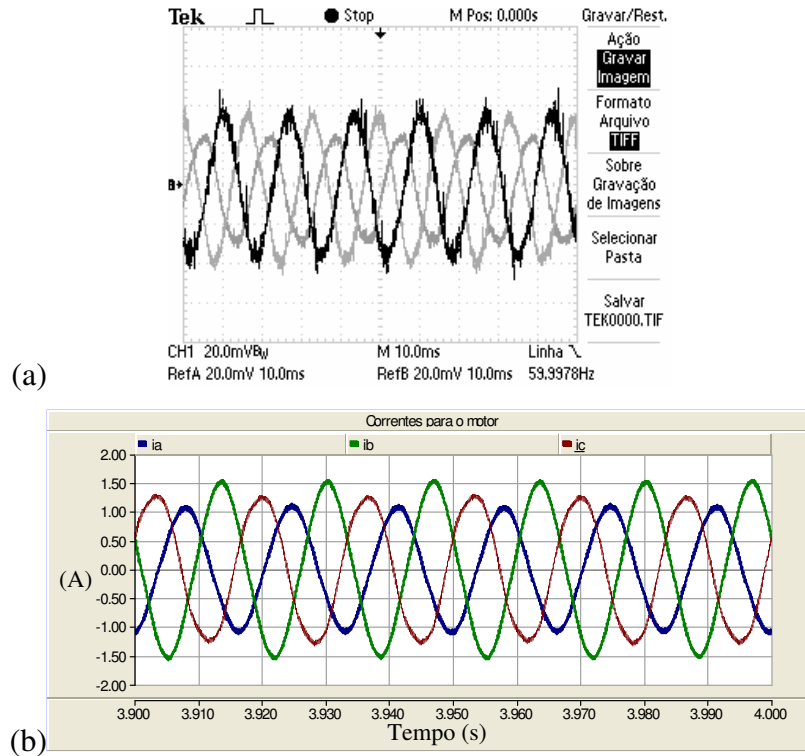


Figura 92: Topologia 3 sequência positiva – Correntes I_a, I_b, I_c : (a) Resultado experimental (média de 4 amostras), (b) Resultado de simulação.

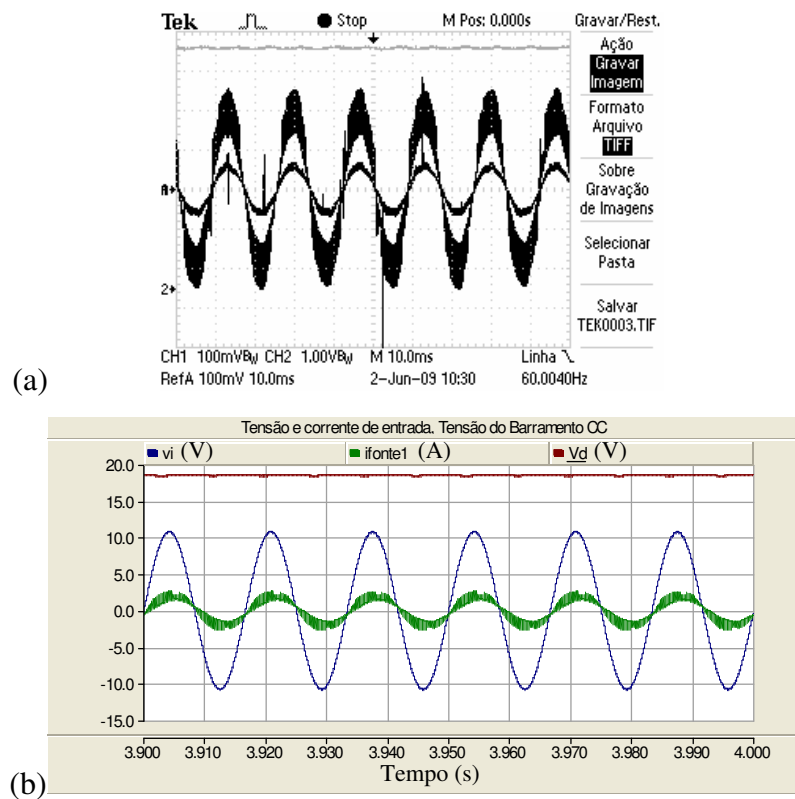


Figura 93: Topologia 3 sequência positiva – Tensão e corrente de entrada e tensão de barramento V_d : (a) Resultado experimental (média de 64 amostras, ponteira de tensão 1:500, ganho de corrente $I = 0,5V/A$), (b) Resultado de simulação (escala de tensão $V/10$).

Com os dados de aquisição do osciloscópio digital, foi possível fazer o gráfico com o espectro de corrente, mostrado na Figura 94, e calcular o THD%. O cálculo do THD% com a corrente de entrada foi feito descartando-se valores de ruído menores que 0,02 e 0,05A respectivamente, e o resultado indicado a seguir.

$$I_{rms_} = 0.9170A \quad THD_ = 36.6271(\text{min.} = 0.02 \text{ DE VALOR EFICAZ}).$$

$$I_{rms_} = 0.8640A \quad THD_ = 8.2350 (\text{min.} = 0.05 \text{ DE VALOR EFICAZ}).$$

Para o cálculo do THD% com os dados do osciloscópio foi feito um algoritmo no programa MatLab com a ferramenta FFT, com o algoritmo que segue.

Para o THD%, no vetor m_1 que é a magnitude, o índice 7 é o de 60Hz.

$m_{1_rms} = m_1 ./ (2^{.5});$ // Extraindo o valor eficaz de cada termo do vetor de magnitude de corrente.

$$THD_ = ((I_{rms_}^2 - (m_{1_rms}(7))^2)^{.5}) / (m_{1_rms}(7)) * 100; \text{ onde,}$$

m_1 . = é o vetor de amplitudes dos harmônicos do sinal de corrente

$I_{rms_}$ = é a corrente eficaz, composta pela associação dos valores de componentes de amplitudes harmônicas.

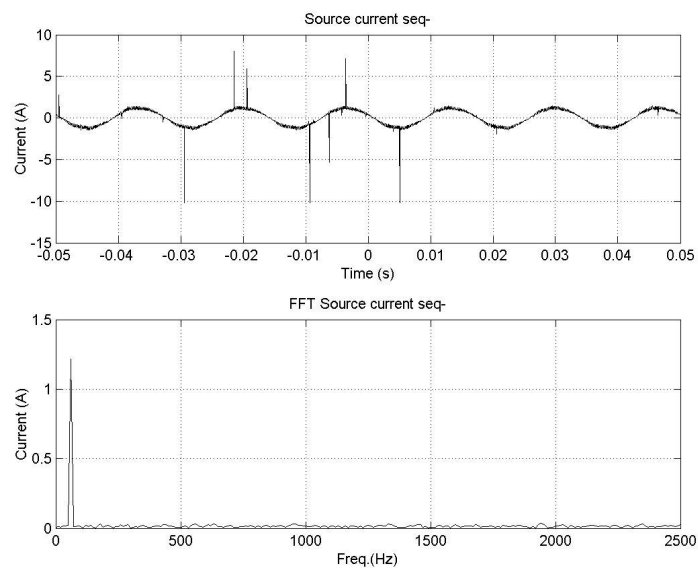


Figura 94: Topologia 3 sequência positiva – Espectro de corrente de entrada. Calculado com o programa MatLab, com os dados fornecidos pelo osciloscópio.

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram analisados conversores do sistema monofásico para o sistema trifásico com número reduzido de chaves, na aplicação em sistemas de acionamento de motores CA. Foram apresentadas as peculiaridades de três topologias de conversores reduzidos, comparando-as em simulação. As características da topologia mais conveniente (topologia 3), para implementação com o módulo integrado de chaves, foram comprovadas experimentalmente, através de comparação direta com a simulação, evidenciando equivalência com o modelo simulado. Entretanto mais resultados experimentais são ainda necessários para validar o modelo, pontuando a possibilidade de trabalhos futuros.

Foram estudados aspectos de funcionamento, que envolvem operação nas sequências positiva e negativa. Foi verificado que, com a operação em sequência negativa obtém-se melhoria significativa do fator de potência (de 0,6 para 0,9) para a topologia 1. A variação de sequência foi indiferente para a topologia 2, considerando o baixo valor de carga (0,3pu) utilizado para testes no protótipo. Neste caso o controle PFC opera satisfatoriamente em ambas as sequências.

Foi apresentado o circuito confeccionado para teste do protótipo, e os resultados experimentais foram obtidos com o motor em funcionamento. O desenvolvimento deste trabalho contribuirá para o conhecimento e a realização de projetos de interesse na área de acionamentos eletrônicos de máquinas elétricas.

REFERÊNCIAS

BELLAR, M. D. et al.; “Comparative Analysis of Single-Phase to Three-Phase Converters for Rural Electrification”. *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on Volume 2*, 4-7 May 2004, pp. 1255 – 1260.

BELLAR, M. D. et al.; “Topology Selection of AC Motor Drive Systems with Soft-Starting for Rural Applications”. *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 16-16 June 2005, pp. 2698 - 2704.

BISWAS, S. K.;"A New Static Converter For The Operation of Three-Phase Motors on Single-phase Supply," *IEEE IAS Conf. Rec.. 1986*. pp.1550-1554.

DIVAN, D. M.; “A New Topology for Single Phase UPS Systems”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 1989, Vol.1, pp. 931-936.

DIVAN, D. M.; CHEN, C.; NOVOTNY, D. W.; “A Single Phase to Three Phase Power Converter for Motor Drive Applications”, *Industry Applications Society Annual Meeting 1992*, vol.1, pp. 639 – 646.

ENJETI, P. N.; RAHMAN, A.; JAKKLI, R.;. “Economic Single-Phase to Three-Phase Convert Topologies for Fixed and Variable Frequency Output”, *IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 3, July 1993*, pp. 329-335.

ENJETI, P.; CHOUDHURY, S. A.; “A Low Cost Single Phase to Three Phase Static Power Converter”, *IEEE Rural Electric Power Conference, 1992*, pp. A4/1-A4/7.

ENJETI, P.; RAHMAN, A.; “A New Single-Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost AC Motor Drives”, *IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 4*, pp. 806-812, July/August, 1993.

HABERMANN, R.; “Single-Phase Operation of a 3-Phase Motor with a Simple Static Phase Converter”. *Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers Volume 73*, Issue 2, Part III-B, Jan. 1954. pp.833 – 837.

HUBER, G. H.; “Phase Converters, Their Application and Current Demand”. *Industry and General Applications, IEEE Transactions on. Volume IGA-1*, Issue 4, July 1965. pp. 280 – 284.

JACOBINA, C. B. et al.; “Single-Phase-Input Reduced-Switch-Count AC-AC Drive Systems”, *IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 44, No. 3*, pp. 789-798, May/June, 2008.

MACHADO, R. Q.; BUSSO, S.; POMILIO, J. A.; “A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System”. , *IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 21, No. 6*, November 2006, pp. 1628-1636.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P.; “POWER ELECTRONICS: Converters, Applications and Design”, Media Enhanced 3rd Edition, 2003.

MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; FERRARO, R. J.; “A sinusoidal line current rectification with a 100kHz B-SIT step-up converter”, in *IEEE PESC Conf. Rec.*, 1984. pp92-98.

MORAES, H. P., “Conversor reduzido monofásico para trifásico para acionamento de motores”. *UERJ, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Projeto de Graduação em Engenharia Elétrica*, 2005.

MORAES, H. P.; PADILHA, F. J. C.; BELLAR, M. D. “Evaluation of a Reduced Single-Phase to Three-Phase Converter for AC Motor Drive Applications”, *9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, 2007, pp. 38-43.

NESBITT, J. et al.; “A Novel Single Phase to Three Phase Converter”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '91*, pp. 95-99, 1991.

ONG, C. M.; “DYNAMIC SIMULATION OF ELECTRIC MACHINERY – Using Matlab / Simulink”, Prentice Hall PTR, 1998.

PADAYACHY, D.; “The operation of large motors off single phase supplies: the Eskom approach”. *AFRICON, 1999 IEEE Volume 2*, 28 Sept.-1 Oct. 1999, pp. 837 - 842

PADILHA, F. J.; BELLAR, M. D.; “Modeling and Control of the Half-Bridge Voltage-Doubler Boost Converter”. *IEEE*, 2003.

SODERHOLM, L. H.; HERTZ, C. M.; “Automatic Balance of Three-Phase Motor Currents for variable Motor Loading Using a Static Phase Converter” , *IEEE Transactions. on Industry Applications*, Vol. 26, No. 4, pp. 679-682, JULY / AUGUST 1990.

TSHIVHILINGE, E. N.; MALENGRET, M.; “A Practical Control of a Cost Reduced Single Phase to Three Phase Converter”, *IEEE Proc. Int. Symp. on Ind. Elect., ISIE'98*, Vol. 1, July, 1998, pp. 445-449.



PIC18FXX2

28/40-pin High Performance, Enhanced FLASH Microcontrollers with 10-Bit A/D

High Performance RISC CPU:

- C compiler optimized architecture/instruction set
 - Source code compatible with the PIC16 and PIC17 instruction sets
- Linear program memory addressing to 32 Kbytes
- Linear data memory addressing to 1.5 Kbytes

Device	On-Chip Program Memory		On-Chip RAM (bytes)	Data EEPROM (bytes)
	FLASH (bytes)	# Single Word Instructions		
PIC18F242	16K	8192	768	256
PIC18F252	32K	16384	1536	256
PIC18F442	16K	8192	768	256
PIC18F452	32K	16384	1536	256

- Up to 10 MIPS operation:
 - DC - 40 MHz osc./clock input
 - 4 MHz - 10 MHz osc./clock input with PLL active
- 16-bit wide instructions, 8-bit wide data path
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single Cycle Hardware Multiplier

Peripheral Features:

- High current sink/source 25 mA/25 mA
- Three external interrupt pins
- Timer0 module: 8-bit/16-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
- Timer1 module: 16-bit timer/counter
- Timer2 module: 8-bit timer/counter with 8-bit period register (time-base for PWM)
- Timer3 module: 16-bit timer/counter
- Secondary oscillator clock option - Timer1/Timer3
- Two Capture/Compare/PWM (CCP) modules. CCP pins that can be configured as:
 - Capture input: capture is 16-bit, max. resolution 6.25 ns ($T_{CY}/16$)
 - Compare is 16-bit, max. resolution 100 ns (T_{CY})
 - PWM output: PWM resolution is 1- to 10-bit, max. PWM freq. @: 8-bit resolution = 156 kHz
10-bit resolution = 39 kHz
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module, Two modes of operation:
 - 3-wire SPI™ (supports all 4 SPI modes)
 - I²C™ Master and Slave mode

Peripheral Features (Continued):

- Addressable USART module:
 - Supports RS-485 and RS-232
- Parallel Slave Port (PSP) module

Analog Features:

- Compatible 10-bit Analog-to-Digital Converter module (A/D) with:
 - Fast sampling rate
 - Conversion available during SLEEP
 - Linearity ≤ 1 LSB
- Programmable Low Voltage Detection (PLVD)
 - Supports interrupt on-Low Voltage Detection
- Programmable Brown-out Reset (BOR)

Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced FLASH program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory
- FLASH/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own On-Chip RC Oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options including:
 - 4X Phase Lock Loop (of primary oscillator)
 - Secondary Oscillator (32 kHz) clock input
- Single supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

CMOS Technology:

- Low power, high speed FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption:
 - < 1.6 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 25 μ A typical @ 3V, 32 kHz
 - < 0.2 μ A typical standby current

ANEXO B – IRAMX16UP60A

Features

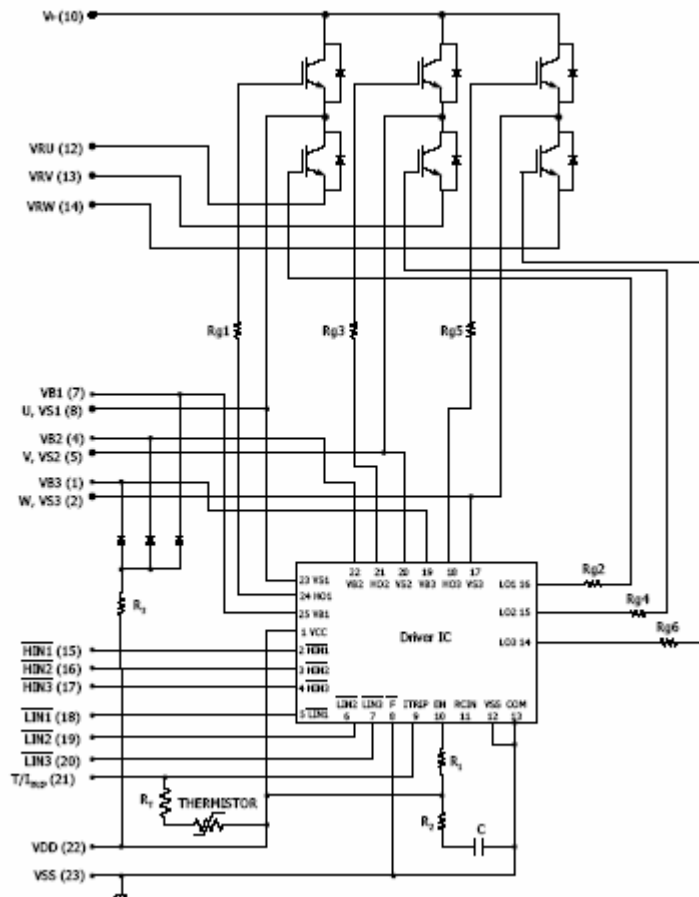
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes.
- Temperature Monitor
- Temperature and Overcurrent shutdown
- Fully Isolated Package.
- Low VCE (on) Non Punch Through IGBT Technology.
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Low side IGBT emitter pins for current control
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction prevention logic
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Motor Power range 0.75~2kW / 85~253 Vac
- Isolation 2000V_{iso} min



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Description	Max. Value	Units
V _{CEB}	Maximum IGBT Blocking Voltage	600	V
V ⁺	Positive Bus Input Voltage	450	
I ₀ @ T _C =25°C	RMS Phase Current	16	A
I ₀ @ T _C =100°C	RMS Phase Current	8	
I _{pk}	Maximum Peak Phase Current (tp<100ms)	30	
f _{sw}	Maximum PWM Carrier Frequency	20	kHz
P _{st}	Maximum Power dissipation per Phase	35	W
V _{iso}	Isolation Voltage (1min)	2000	V _{iso}
T _J (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	°C
T _J (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.8 to 1.0	Nm

Internal Electrical Schematic - IRAMX16UP60A



ANEXO C – Programa gravado no microcontrolador PIC, compilado em C++

```

#include <18F452.h>
#use delay(clock=20000000)// Necessário devido ao uso da função delay.
//-----
int tab[53]={0}; // tab2[46]={0}; //Tabelas de referência
signed long int tab1[53]={0}, P_v, Prod, Prod_r; //variáveis de modulação
int Is, Ref, Vd; //variáveis de entrada A/D.
int n, Vd_med; //variáveis de média A/D volt.
int Iref, U_i, P_i; //variáveis do controle de corrente.
signed int E_i, E_v;
int t_hi, t_lo, i, no_sinc; //variáveis auxiliares.
//-----//
#INT_EXT
void sincronism ()
{
disable_interrupts(INT_TIMER1);
i = 7; // Valor inicial da tabela de corrente
set_timer1(65534); // 65536-(.000555/(4/20000000)) =>16 bits (FULL - 2)
no_sinc = 0; // detetor de sincronismo usado para piscar D7
n = 0; // contador de média
Vd_med = 0;
enable_interrupts(INT_TIMER1);
} //End #INT_EXT
//-----//
#INT_TIMER1
void controler ()
{
disable_interrupts(INT_TIMER1);
set_timer1(62762); // 65536-(.0005548/(4/20000000)) =>16 bits - 554.8us
enable_interrupts(INT_TIMER1);
OUTPUT_LOW(PIN_C7);
delay_us(3);
OUTPUT_HIGH(PIN_C7);

//-----Leitura de tensão (Vd)-----//
set_adc_channel(0); // Seleciona o A/D 0
delay_us(8);
Vd = read_adc(); // Dispara e lê o A/D 0
delay_us(50);
//-----Leitura de corrente (Is)-----//
set_adc_channel(1); // Seleciona o A/D 1
delay_us(8);
Is = read_adc(); // Dispara e lê o A/D 1
delay_us(50);
//-----Leitura de tensão de referência-----//
set_adc_channel(5); // Seleciona o A/D E0 (CH 5)
delay_us(8);
Ref = read_adc(); // Dispara e lê o A/D
delay_us(50);
//-----

```

```

if (Ref > 250) //Limitador de Ref
  { Ref = 250; };
if (Ref < 3) //Limitador de Ref
  { Ref = 3; };
//-----
if (Vd > 250) //Limitador de Vd
  { Vd = 250; };
if (Vd < 3) //Limitador de Vd
  { Vd = 3; };
//-----
if (Is > 250) //Limitador de Is
  { Is = 250; };
if (Is < 3) //Limitador de Is
  { Is = 3; };
//_____Cálculo do P de tensão_____//
  E_v = Ref - Vd1; //Cálculo do erro (variação possível: -255 <> +255)
  if (E_v > 125) //Limitador de E_v
    { E_v = 125; };
  if (E_v < -125) //Limitador de E_v
    { E_v = -125; };
// Construindo referência signed 16bits (variação possível: -125 <> +125 ,16bit)
if (E_v < 0)
  { P_v = make16(0xff, E_v); }
if (E_v >= 0)
  { P_v = make16(0x00, E_v); }
  //Cálculo da ação proporcional (ganho 1)
//_____Cálculo do controlador P de corrente_____//
  Prod = tab1[i] * P_v; //modulação de corrente
  //Prod deve ser menor que 127 e maior que -127.
//Prod_r = make8(Prod,1);
Prod_r = ((Prod & 0x7f80) >> 7); //Prod / 128 (128=2^7)
  Iref = (Prod_r & 0x00ff)+127;
  E_i = Iref - Is; //Cálculo do erro de corrente
  if (E_i > 62) //Limitador de E_i
    { E_i = 62; };
  if (E_i < -62) //Limitador de E_i
    { E_i = -62; };
  E_i = E_i * 2; //Cálculo da ação proporcional (ganho 2)
  P_i = E_i+127;
  U_i = P_i; //Ação P
//Descarga da tabela e do PFC:
  set_pwm1_duty(tab[(i+12)]);
  set_pwm2_duty(U_i);
  i = i+1;
if (!input(PIN_B1)) //Leitura de variáveis internas
  { t_lo = Ref; };
if (!input(PIN_B2))
  { t_lo = Vd; };
if (!input(PIN_B3))
  { t_lo = E_v; };

```

```

t_lo ^=0xff;
OUTPUT_D(t_lo);

//
if (i > 53) //Limitador de i
{
//Halt:
set_pwm1_duty(127);
set_pwm2_duty(127);
no_sinc = 1;
disable_interrupts(INT_TIMER1);
};
OUTPUT_LOW(PIN_C7);
delay_us(3);
OUTPUT_HIGH(PIN_C7);
OUTPUT_LOW(PIN_C7);
delay_us(10);
OUTPUT_HIGH(PIN_C7);
} //End #INT_TIMER1
void main (void)
{
//-----Inicializa Portas-----
OUTPUT_A(0x00);
OUTPUT_B(0xFF);
OUTPUT_C(0x00);
OUTPUT_D(0xFF);
//-----Configura Portas (1= IN; 0=OUT)-----//
SET_TRIS_A( 0b00100011 ); //Define RA0 (Vmedido p/ ADC) e RA1 (Imedido p/ ADC)
// RA5 p/ cross
SET_TRIS_B( 0x0f ); //Define a porta B como saída (LEDs), RB0 = EXT_INT
SET_TRIS_C( 0x00 ); //Define a porta C como saída (PWM)
//RC1 = CCP2, RC2 = CCP1, RC0 = +5V_control(+5V_on = alto)
SET_TRIS_D( 0x00 ); //Define a porta D como saída (LEDs)
SET_TRIS_E( 0b111 ); //Define RE como entrada
//-----Configura o A/D-----//
setup_adc_ports( ANALOG_NOT_RE1_RE2 ); // A0 A1 A2 A3 A5 E0 Ref=Vdd
// setup_adc_ports( RA0_RA1_RA3_ANALOG ); // A0 A1 A3 Ref=Vdd
setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32 ); // 20MHz => 1,6us/bit=19,2us/aquis.
//-----Configura o PWM-----//
setup_ccp1(CCP_PWM); //Ativa o módulo de PWM 1
setup_ccp2(CCP_PWM); //Ativa o módulo de PWM 2
setup_timer_2(T2_DIV_BY_4, 250,1);
set_pwm1_duty(127); // Configura CCP1
set_pwm2_duty(127); // Configura CCP2
no_sinc = 1;
// A configuração do PWM é feita da seguinte forma:
// O período será : (1/clock)*4*[t2_pre_escale]*(PR2+1)
// PR2 = período do PWM
// T2_DIV_BY_4=>pre_scale = 4
// Com clock=20Mhz e PR2 = 249 teremos:

```

```

// (1/20000000)*4*4*250= 200 us ou 5Khz
// O número 1 do final é o post_scale: após esse número de ocorrências de T2,
// a flag TMR2IF é setada, logo serve como contador de "estouros".
//-----preenchimento da tabela de sen(x) Tensão-----//
//DUTY_min = [tempo_MORTO]+[t(on)]=>4/256(para 5kHz)
//=>t(on) = 0,47us ;tempo_MORTO = 2us
//PWM de 8 bits = 256 valores (ref invertida)
tab[52]=179; // *
tab[51]=153; // *
tab[50]=127; //0° *
tab[49]=101; // *
tab[48]=75; // *
tab[47]=52; // *
tab[46]=33; // *
tab[45]=17; // *
tab[44]=6; // *
tab[43]=4; // * (pico inverso) limitado a 1,5%
tab[42]=6; // *
tab[41]=17; //-60° => *
tab[40]=33; // *
tab[39]=52; // *
tab[38]=75; // *
tab[37]=101; // *
tab[36]=127; //0° *
tab[35]=153; // *
tab[34]=179; // *
tab[33]=202; // *
tab[32]=221; // *
tab[31]=237; //+60° -----> *
tab[30]=248; // *
tab[29]=250; //90° (pico) limitado a 2,3% *
tab[28]=250; //90° (pico) limitado a 2,3% *
tab[27]=248; // *
tab[26]=237; // *
tab[25]=221; // *
tab[24]=202; // *
tab[23]=179; // *
tab[22]=153; // *
tab[21]=127; //180° *
tab[20]=101; // *
tab[19]=75; // *
tab[18]=52; // *
tab[17]=33; // *
tab[16]=17; // *
tab[15]=6; // *
tab[14]=4; //270° * (pico inverso)
tab[13]=6; // *
tab[12]=17; //-60° => *
tab[11]=33; // *
tab[10]=52; // *

```

```

tab[9]=75;      //          *
tab[8]=101;     //          *
tab[7]=127;     //360° = 0°    *
tab[6]=153;     //          *
tab[5]=179;     //          *
tab[4]=202;     //          *
tab[3]=221;     //          *
tab[2]=237;     //+60° -----> *
tab[1]=248;     //          *
tab[0]=250;     //90° (pico) limitado a 98% *

//-----preenchimento da tabela de 127*sen(x)+127 corrente-----//
//PWM de 8 bits = 256 valores (ref invertida)
tab1[52]=-52;   //          *
tab1[51]=-26;   //          *
tab1[50]=-0;    //0°          *
tab1[49]=-26;   //          *
tab1[48]=-52;   //          *
tab1[47]=-75;   //          *
tab1[46]=-94;   //          *
tab1[45]=-110;  //          *
tab1[44]=-121;  //          *
tab1[43]=-127;  //          * (pico inverso)
tab1[42]=-121;  //          *
tab1[41]=-110;  //-60° => *
tab1[40]=-94;   //          *
tab1[39]=-75;   //          *
tab1[38]=-52;   //          *
tab1[37]=-26;   //          *
tab1[36]=0;     //0°          *
tab1[35]=26;    //          *
tab1[34]=52;    //          *
tab1[33]=75;    //          *
tab1[32]=94;    //          *
tab1[31]=110;   //-60° -----> *
tab1[30]=121;   //          *
tab1[29]=127;   //90° (pico)  *
tab1[28]=127;   //90° (pico)  *
tab1[27]=121;   //          *
tab1[26]=110;   //          *
tab1[25]=94;    //          *
tab1[24]=75;    //          *
tab1[23]=52;    //          *
tab1[22]=26;    //          *
tab1[21]=0;     //180°        *
tab1[20]=-26;   //          *
tab1[19]=-52;   //          *
tab1[18]=-75;   //          *
tab1[17]=-94;   //          *
tab1[16]=-110;  //          *

```

```

tab1[15]=-121;    //      *
tab1[14]=-127;    // 270° *      (pico inverso)
tab1[13]=-121;    //      *
tab1[12]=-110;    //-60° => *
tab1[11]=-94;     //      *
tab1[10]=-75;     //      *
tab1[9]=-52;      //      *
tab1[8]=-26;      //      *
tab1[7]=0;        //360° = 0°  *
tab1[6]=26;       //      *
tab1[5]=52;       //      *
tab1[4]=75;       //      *
tab1[3]=94;       //      *
tab1[2]=110;     // +60° -----> *
tab1[1]=121;     //      *
tab1[0]=127;     //90° (pico)      *
//-----Habilita as interrupções-----//
enable_interrupts(GLOBAL);
//enable_interrupts(INT_AD);
ext_int_edge(H_TO_L); // configura modo de operação
enable_interrupts(INT_EXT);
setup_timer_1 (T1_INTERNAL/T1_DIV_BY_1);
OUTPUT_HIGH(PIN_C0); // Controle geral dos isoladores opticos
while(1)
{
OUTPUT_LOW(PIN_C6);
delay_us(3);
OUTPUT_HIGH(PIN_C6);

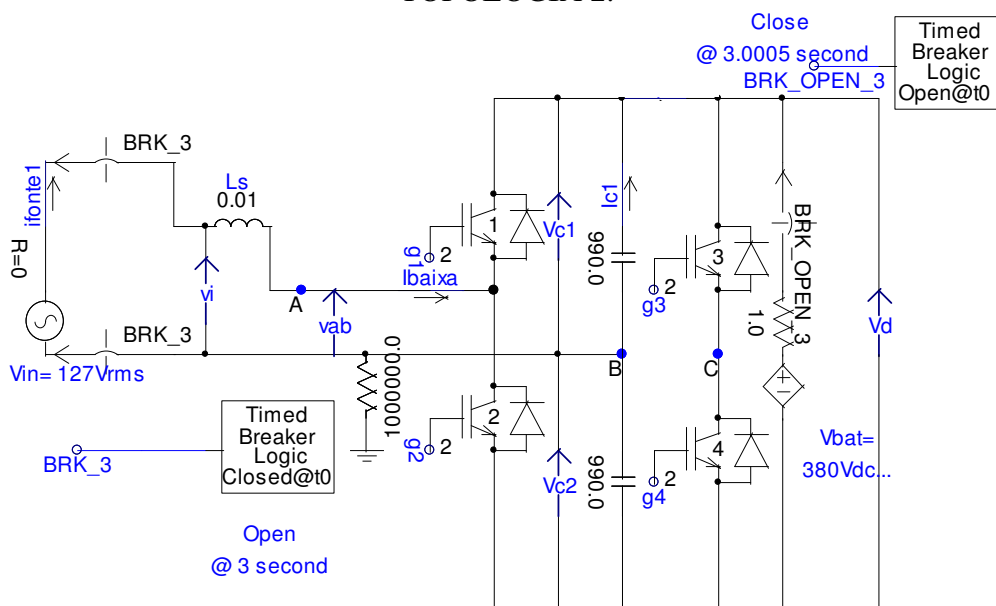
if (no_sinc==1)
{
OUTPUT_LOW(PIN_D7);
delay_ms(500);
OUTPUT_HIGH(PIN_D7);
delay_ms(200);
}
} //end while
} //end main
//-----FIM DO PROGRAMA-----

```

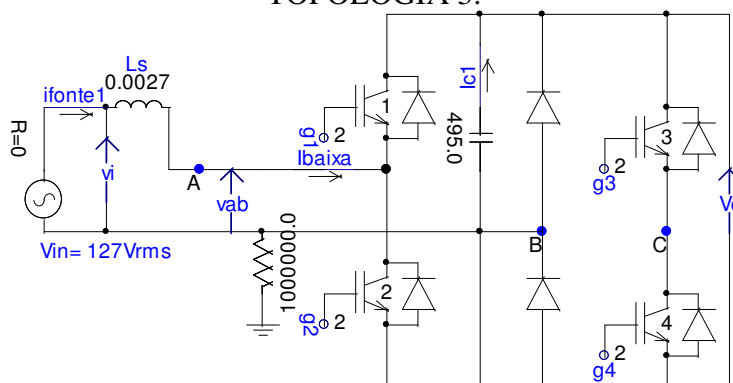
ANEXO D – Modelo no programa PACAD / EMTDC™.

Os modelos simulados estão apresentados neste anexo, bem como os detalhes dos componentes utilizados na montagem da mesma. A seguir estão os blocos dos componentes do circuito, os medidores de tensão e corrente, bem como os nós de conexão para o restante do circuito.

BLOCO DOS COMPONENTES DO MODELO USADO NA SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA 2.



BLOCO DOS COMPONENTES DO MODELO USADO NA SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA 3.



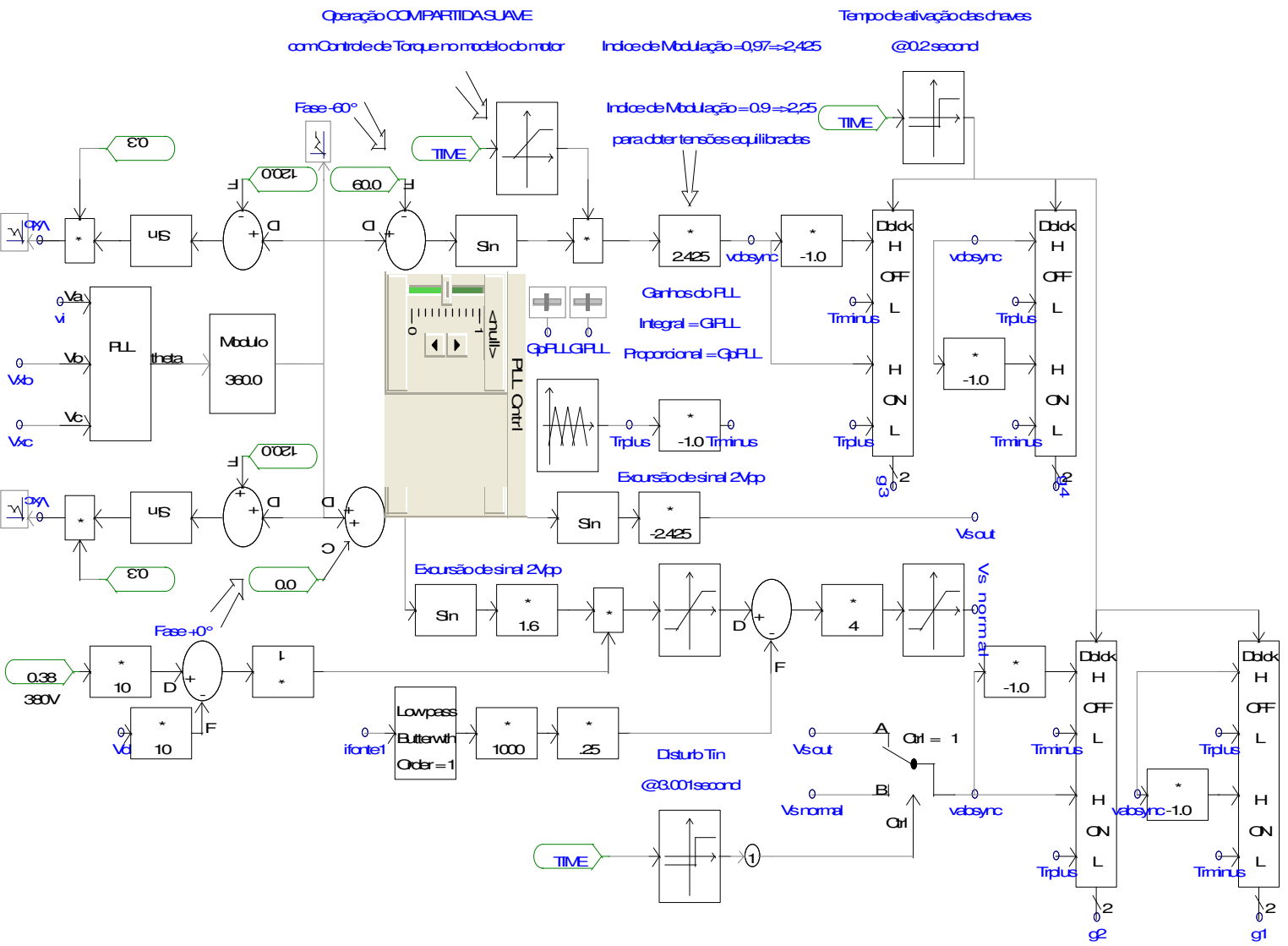
A seguir são apresentados os blocos de controle de chaveamento utilizado para cada topologia, com uma breve apresentação dos blocos principais. O controle do chaveamento dos dois ramos de chaves em cada topologia é realizado em sincronismo com a tensão de alimentação.

O bloco de PLL captura a fase da tensão de entrada V_s e esta fase é utilizada para sincronizar os controles de corrente de entrada I_s e a fase da tensão sintetizada V_{cb} , que comporá o sistema trifásico para a carga.

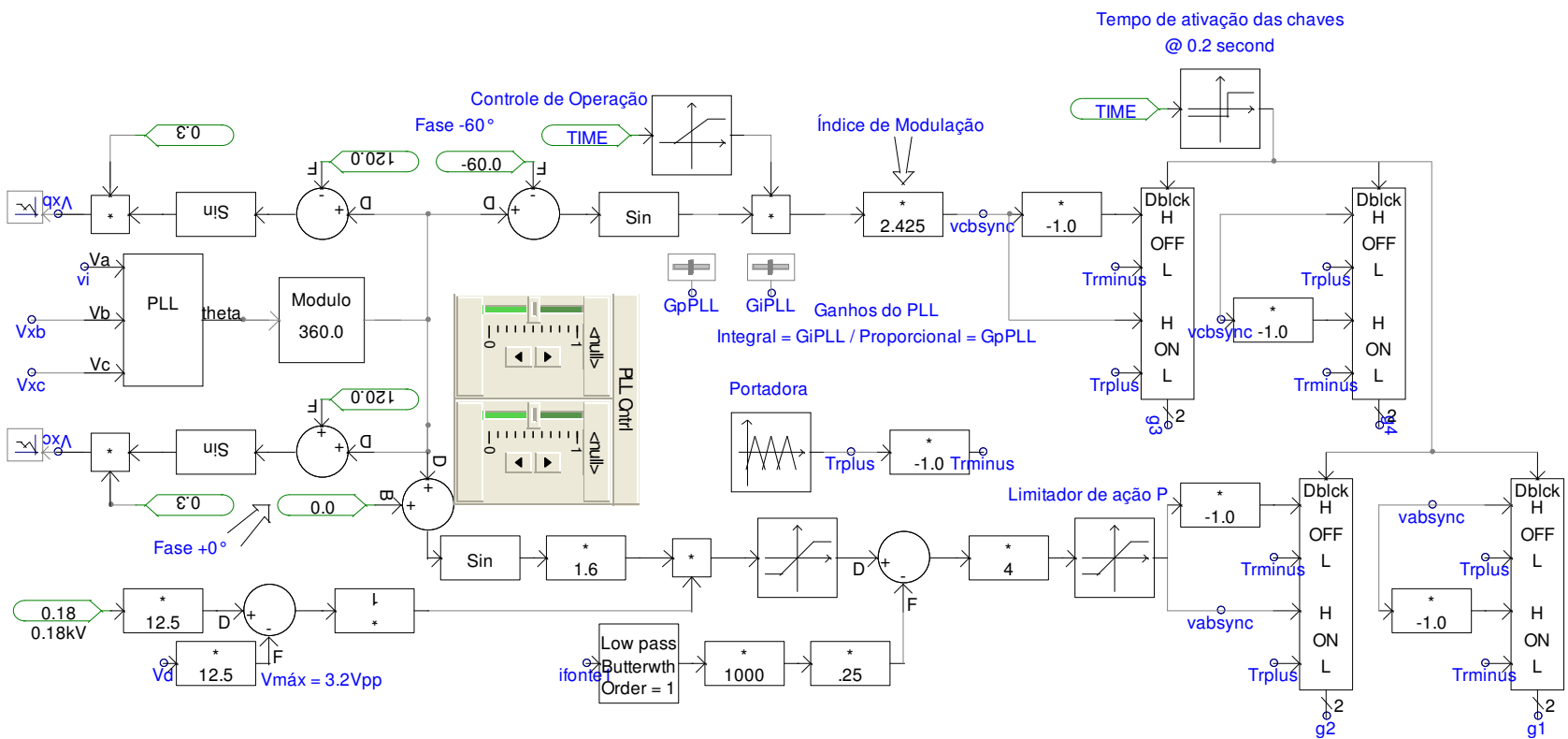
Os blocos de chaveamento recebem como entrada um sinal de portadora triangular de 5kHz e o sinal de controle de amplitude para comporem o PWM senoidal aplicado às chaves.

Para a topologia 2 existe um controle que simula a saída da fonte através de contatos e de uma chave que faz a seleção do modo de operação do circuito, se em modo normal com a fonte da rede como alimentador ou se com a fonte auxiliar.

BLOCOS DE CONTROLE DO MODELO USADO NA SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA 2.

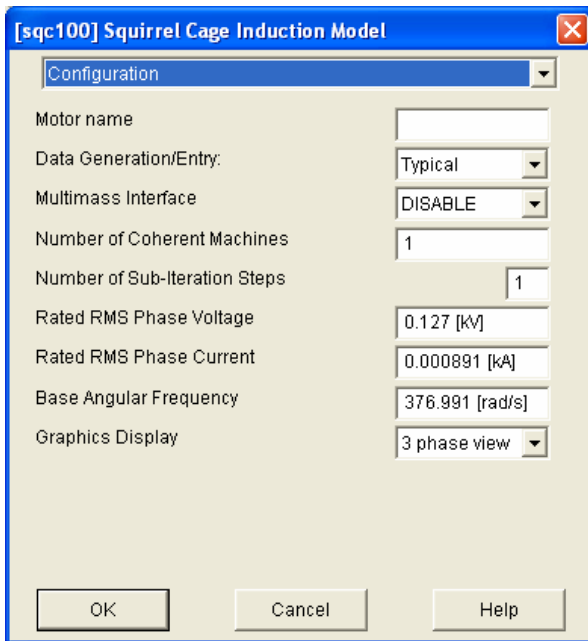
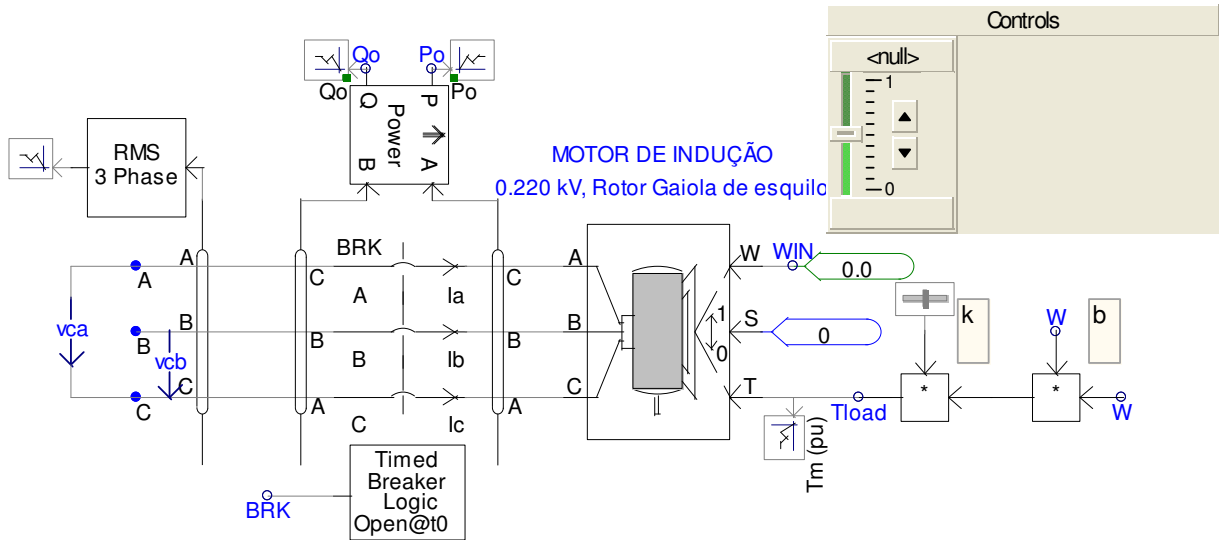


BLOCOS DE CONTROLE DO MODELO USADO NA SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA 3.

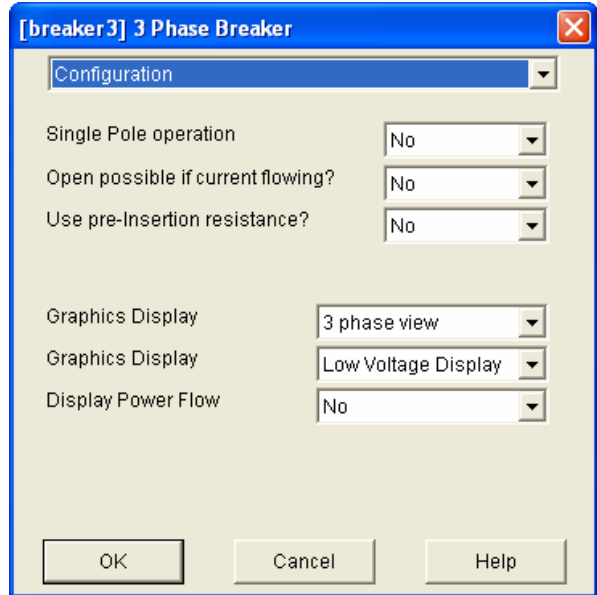


A seguir serão apresentados os blocos da carga e os detalhes das caixas dos controles de alguns blocos.

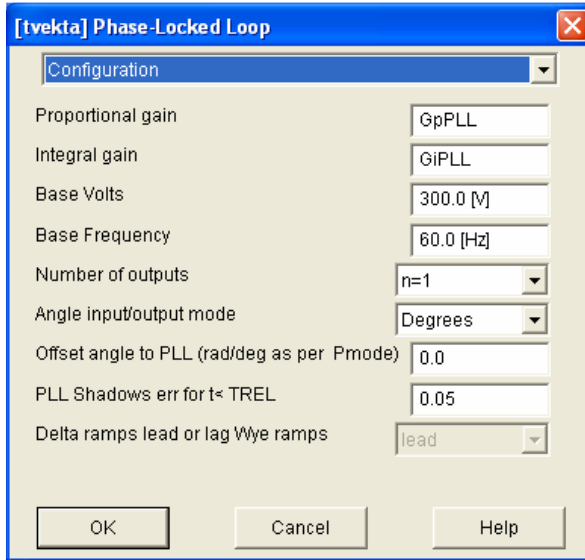
BLOCOS DA CARGA DO MODELO USADO NA SIMULAÇÃO DAS TOPOLOGIAS 2 E 3.



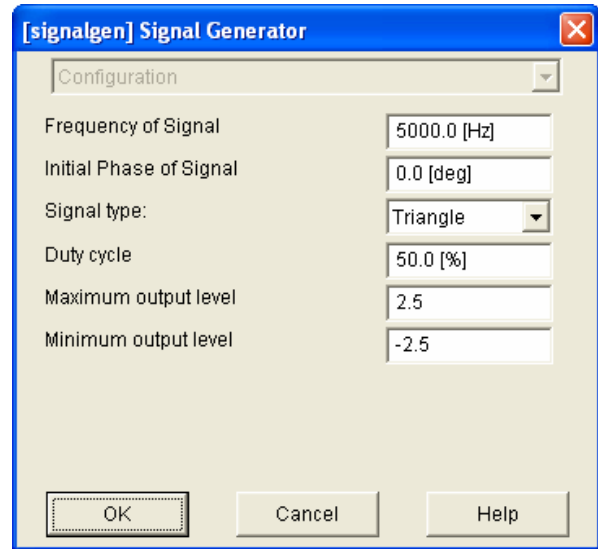
Controles do motor de indução



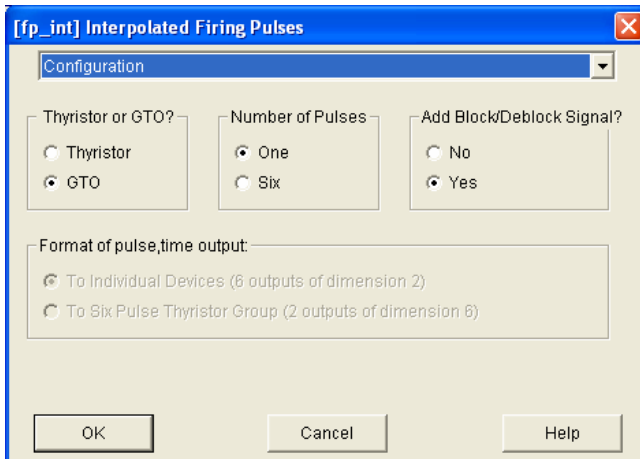
Controles da chave trifásica



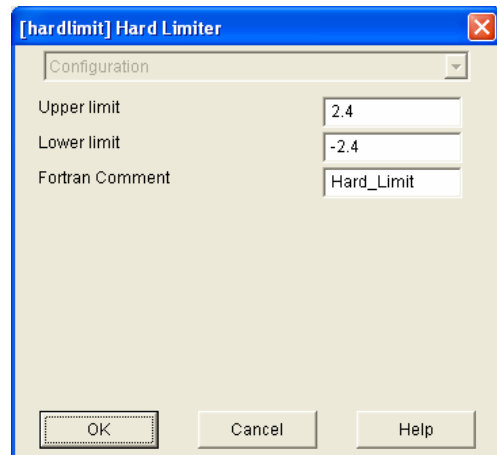
Controles da captura de fase PLL



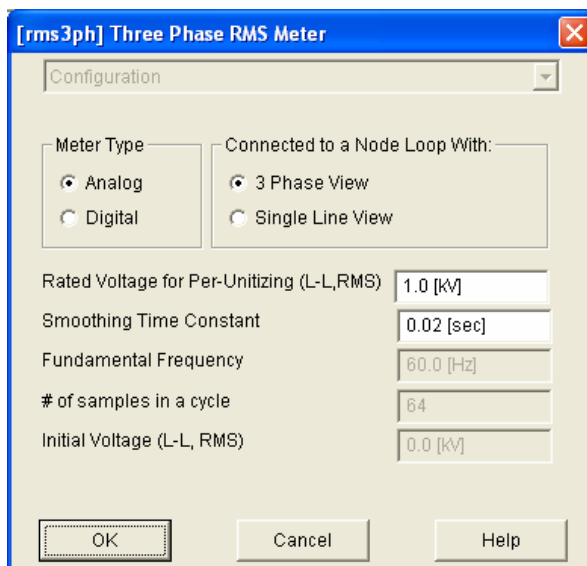
Controles da portadora triangular



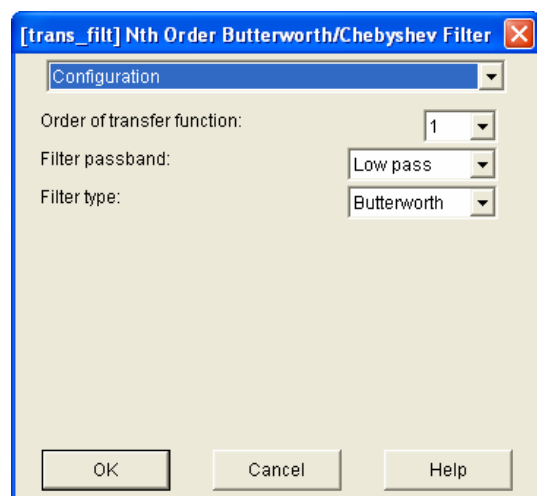
Controles do comparador de disparo



Controles do limitador



Controles do medidor de valor eficaz



Controles do filtro de corrente medida

ANEXO E – Bloco de cálculo do fator de potência (FP) no programa PSCAD / EMTDC™.
Modelo PSCAD

A equação para cálculo do fator de potência é a equação (2) aqui repetida:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_S I_{S1} \cos \Phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \Phi_1 = \frac{\cos \Phi_1}{\sqrt{1 + THD^2}}, \quad (2)$$

Onde,

I_S = valor eficaz da corrente da fonte V_S ;

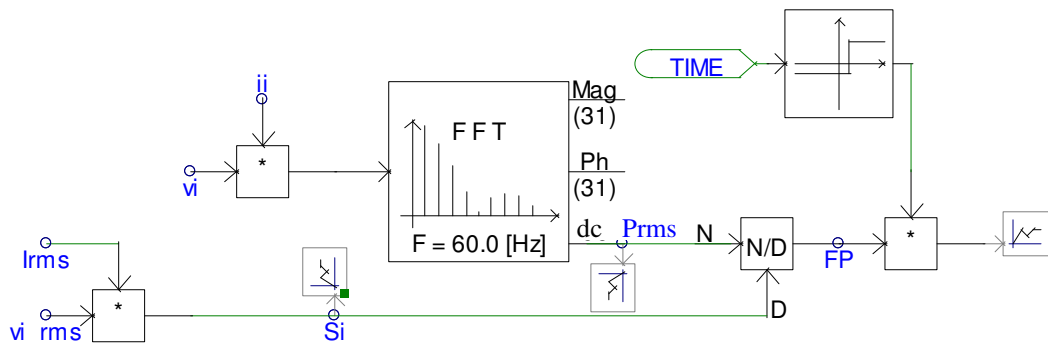
I_{S1} = valor eficaz do primeiro harmônico da corrente da fonte V_S ;

P = potência real da fonte, em WATTS;

S = potência aparente da fonte, em VA;

Φ_1 = ângulo de deslocamento entre a corrente I_{S1} e a tensão de entrada V_S .

Para o cálculo do fator de potência pelo programa PSCAD / EMTDC™ foram utilizadas ferramentas do programa para calcular a parte inicial da equação, considerando as potências envolvidas. Foram calculados os valores eficazes das potências real e aparente e divididos, sendo apresentados no gráfico a partir do tempo de interesse (após o acionamento do conversor). O arranjo para cálculo do fator de potência foi o que segue:



Bloco de cálculo do fator de potência, onde:

TIME = temporizador da simulação para ativar o cálculo do FP em 0,2s de simulação.

vi = tensão instantânea da fonte de entrada;

ii = corrente instantânea da fonte de entrada;

vi_rms = tensão eficaz da fonte de entrada;

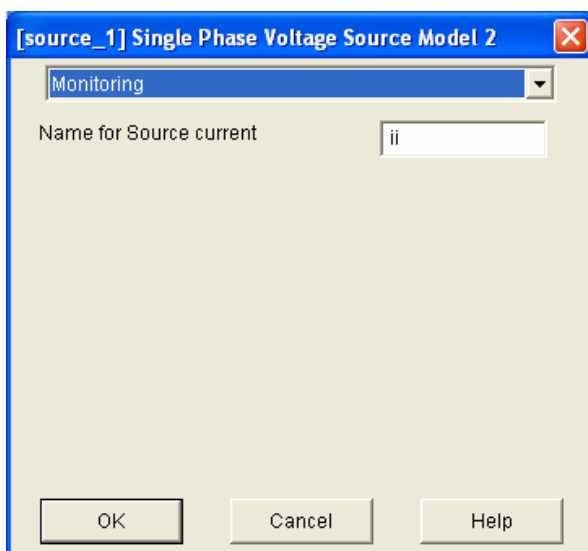
Irms = corrente eficaz da fonte de entrada;

Prms = potência real;

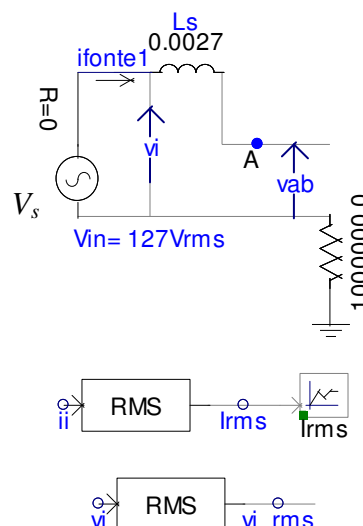
Si = potência aparente;

FP = fator de potência total;

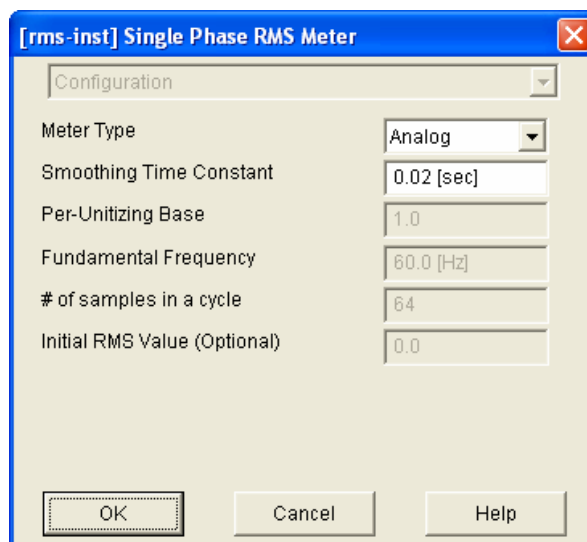
As medições de tensão e corrente instantâneas foram feitas com ferramentas dos próprios pontos monitorados e com a ajuda de medidores de valor instantâneo e eficaz. A corrente da fonte foi monitorada como variável de saída da fonte como observado nas figuras a seguir.



Monitoramento da corrente da fonte V_s .



Fonte V_s e obtenção dos valores eficazes (RMS)

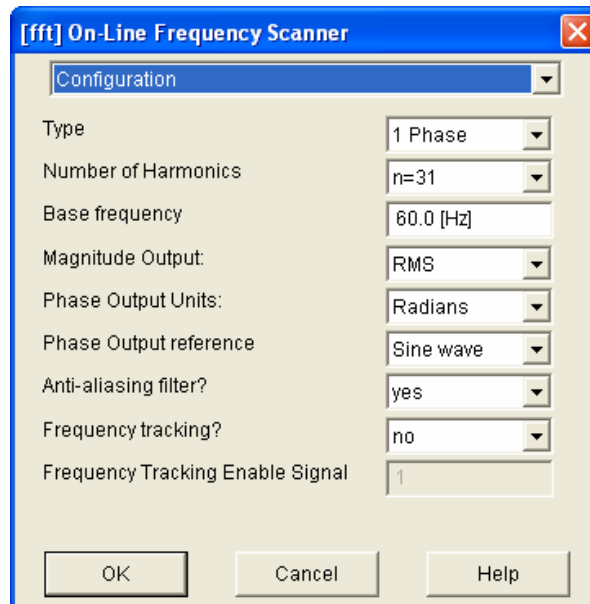


Quadro de controle do medidor de valor eficaz.

Para a obtenção da potência eficaz foi utilizado um bloco de TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURRIER (*Fast Fourier Transform* - FFT), que determina a magnitude e a fase de cada componente harmônico de um sinal. Desta maneira, a potência instantânea eficaz é a componente contínua (CC) da potência instantânea S . Este cálculo é obtido pela equação de transformação a seguir:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1\angle 120^\circ & 1\angle -120^\circ \\ 1 & 1\angle -120^\circ & 1\angle 120^\circ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix}$$

Equação de transformação de seqüências positiva, negativa e zero.



Quadro de controle FFT.

ANEXO F – Comparação de motores monofásicos e trifásicos

Motores monofásicos:

a) Com capacitor de partida

WEG - Motor Jet Pump - capacitor de Partida - forma "C" - Mozilla Firefox
 http://catalogo.weg.com.br/TEC_CAT/tech_motor_tab_web.asp

» Motor Jet Pump - capacitor de Partida - forma "C"

Dados Elétricos Desenhos Curvas

Pot HP (cv)	Carc.	In (A) 110/220V	Ip / In	Cp / Cn	Cm / Cn	Rendimento (%)			Fator de Pot.			FS	Inércia (kgm ²)	Tr (s)	Ruído dB(A)	Massa (kg)
						50	75	100	50	75	100					
0,12	56	2,90/1,45	5,0	370%	350%	32,0	36,0	43,7	0,53	0,58	0,66	1,75	0,00054	6	---	7,4
0,16	56	3,20/1,60	5,0	360%	300%	37,0	43,0	50,5	0,55	0,60	0,69	1,75	0,00054	6	---	8,1
0,25	56	4,50/2,25	5,1	350%	250%	42,0	50,5	54,7	0,56	0,64	0,68	1,75	0,00063	6	---	8,8
0,33	C56	5,30/2,65	5,1	340%	300%	48,0	56,0	60,4	0,53	0,62	0,69	1,75	0,00080	6	---	10
0,5	C56	7,00/3,50	6,0	330%	260%	56,4	62,7	66,4	0,56	0,66	0,72	1,60	0,00098	6	---	10,6
1	D56	14,20/7,10	7,0	280%	290%	54,5	62,1	66,4	0,53	0,63	0,71	1,40	0,00175	6	---	17,8
2	F56H	22,86/11,43	8,0	250%	280%	71,1	76,2	77,9	0,59	0,67	0,75	1,20	0,00280	6	---	24,6
3	G56H	30,83/15,41	7,0	220%	230%	77,0	79,2	78,5	0,65	0,77	0,83	1,00	0,00304	6	---	22,5

alterar os dados

Copyright © 2009 WEG - Todos os direitos reservados.

Concluído

b) Sem capacitor de partida

WEG - Motor Jet Pump - Split-Phase - forma "C" - Mozilla Firefox
 http://catalogo.weg.com.br/TEC_CAT/tech_motor_tab_web.asp

» Motor Jet Pump - Split-Phase - forma "C"

Dados Elétricos Desenhos Curvas

Pot HP (cv)	Carc.	In (A) 110/220V	Ip / In	Cp / Cn	Cm / Cn	Rendimento (%)			Fator de Pot.			FS	Inércia (kgm ²)	Tr (s)	Ruído dB(A)	Massa (kg)
						50	75	100	50	75	100					
0,12	56	3,20/1,60	7,0	230%	270%	28,4	34,8	40,8	0,52	0,58	0,64	1,60	0,00045	6	---	7,2
0,16	56	3,40/1,70	6,5	180%	220%	33,8	39,0	46,0	0,55	0,64	0,71	1,60	0,00045	6	---	7,2
0,25	56	5,65/2,82	4,0	100%	280%	36,0	45,0	49,0	0,51	0,59	0,66	1,60	0,00054	6	---	7,8
0,33	56	5,80/2,90	6,0	150%	240%	45,0	52,9	56,5	0,48	0,57	0,68	1,60	0,00063	6	---	8,6
0,75	E56	11,30/5,75	5,7	110%	250%	54,0	62,0	63,1	0,48	0,59	0,67	1,40	0,00107	6	---	12
1	L56	14,60/7,30	6,7	110%	260%	58,5	65,2	68,4	0,48	0,59	0,67	1,10	0,00133	6	---	12,8

alterar os dados

Copyright © 2009 WEG - Todos os direitos reservados.

Concluído

Motores trifásicos:

WEG - Motor trifásico Jet Pump - forma "C" - Mozilla Firefox
 http://catalogo.weg.com.br/TEC_CAT/tech_motor_tab_web.asp

» Motor trifásico Jet Pump - forma "C"

Dados Elétricos Desenhos Curvas

Pot HP (cv)	Carc.	In (A) 220/380V	Ip / In	Cp / Cn	Cm / Cn	Rendimento (%)			Fator de Pot.			FS	Inércia (kgm ²)	Tr (s)	Ruído dB(A)	Massa (kg)
						50	75	100	50	75	100					
0,33	A56	1,46/0,85	5,7	260%	320%	48,0	57,0	63,0	0,54	0,64	0,72	1,75	0,00070	15	---	8,5
0,5	A56	2,00/1,16	6,0	250%	300%	55,0	62,5	66,0	0,57	0,68	0,77	1,60	0,00082	15	---	10,5
0,75	B56	2,50/1,45	5,7	240%	280%	64,0	70,0	72,0	0,61	0,72	0,81	1,50	0,00095	15	---	12
1	B56	3,25/1,88	6,5	260%	280%	66,5	72,0	74,0	0,62	0,73	0,81	1,40	0,00117	10	---	14
2	D56	5,60/3,24	8,1	330%	340%	78,0	80,5	81,0	0,68	0,80	0,87	1,20	0,00174	10	---	18,1
3	F56H	8,10/4,69	7,0	280%	300%	81,5	82,0	82,0	0,70	0,82	0,89	1,15	0,00209	10	---	23,3

alterar os dados

Copyright © 2009 WEG - Todos os direitos reservados.

Concluído

Motor monofásico 1Hp sem capacitor de partida:

WEG - Motor Jet Pump - Split-Phase - forma "C" - Mozilla Firefox

http://catalogo.weg.com.br/TEC_CAT/tech_motor_dat_web.asp


Disk full: 'E:\IIS\CATALOGO\files\tecnico\motor\CurvaFuncaoRotacao\CFR-PT_185324_573445396.bmp'; Disk full: 'E:\IIS\CATALOGO\files\tecnico\motor\CurvaFuncaoPotencia\CFP-PT_185324_573445396.bmp'

WEG » Motor Jet Pump - Split-Phase - forma "C"

Dados Elétricos | Desenhos | Curvas

Características

- Potência: **1 HP**
- Pólos: **2**
- Frequência: **60 Hz**
- Conjugado: **2,08 Nm**
- Tensão: **110/220 V**
- Carcaça: **L56**
- RPM: **3450**
- In: **14,6/7,30 A**
- Rendimento (100%): **68,4**
- F.P. (100%): **0,67**
- Isolamento: **B**
- Ruído: ---
- Corrente a vazio: **11,2/5,60 A**
- Ip / In: **6,7**



clique para ampliar

imprimir folha de dados | gerar arquivo PDF | gerar proposta técnica

alterar os dados | outras potências

Pot	Carc.	In (A) 110/220 V			Ip / In	Cp / Cn	Cm / Cn			
1 HP	L56	14,6/7,30 A			6,7	110 %	260 %			
Rendimento (%)		Fator de Pot.			FS	Inércia	Tr (s)	Ruído	Massa	
50	75	100	50	75						100
58,5	65,2	68,4	0,48	0,59	0,67	1,10	0,00133 kgm ²	6 s	---	13 kg

Copyright © 2009 WEG - Todos os direitos reservados.

Concluído

Motor trifásico 1Hp:

WEG - Motor trifásico Jet Pump - forma "C" - Mozilla Firefox

http://catalogo.weg.com.br/TEC_CAT/tech_motor_dat_web.asp


Disk full: 'E:\IIS\CATALOGO\files\tecnico\motor\CurvaFuncaoRotacao\CFR-PT_185834_573445396.bmp'; Disk full: 'E:\IIS\CATALOGO\files\tecnico\motor\CurvaFuncaoPotencia\CFP-PT_185834_573445396.bmp'

WEG » Motor trifásico Jet Pump - forma "C"

Dados Elétricos | Desenhos | Curvas

Características

- Potência: **1 HP**
- Pólos: **2**
- Frequência: **60 Hz**
- Conjugado: **2,07 Nm**
- Tensão: **220/380 V**
- Carcaça: **B56**
- RPM: **3470**
- In: **3,25/1,88 A**
- Rendimento (100%): **74,0**
- F.P. (100%): **0,81**
- Isolamento: **B**
- Ruído: ---
- Corrente a vazio: **2,00/1,16 A**
- Ip / In: **6,5**



clique para ampliar

imprimir folha de dados | gerar arquivo PDF | gerar proposta técnica

alterar os dados | outras potências

Pot	Carc.	In (A) 220/380 V			Ip / In	Cp / Cn	Cm / Cn			
1 HP	B56	3,25/1,88 A			6,5	260 %	280 %			
Rendimento (%)		Fator de Pot.			FS	Inércia	Tr (s)	Ruído	Massa	
50	75	100	50	75						100
66,5	72,0	74,0	0,62	0,73	0,81	1,40	0,00117 kgm ²	10 s	---	14 kg

Copyright © 2009 WEG - Todos os direitos reservados.

Concluído