



ANÁLISE DE FILTRO ATIVO *SHUNT* UTILIZANDO
CONVERTOR MODULAR MULTINÍVEL

Rodrigo Cesar Almeida de Carvalho

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maurício Aredes

Rio de Janeiro

Junho de 2014

ANÁLISE DE FILTRO ATIVO *SHUNT* UTILIZANDO CONVERSOR MODULAR
MULTINÍVEL

Rodrigo Cesar Almeida de Carvalho

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Maurício Aredes, Dr.- Ing

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.-Ing.

Dr. Maria Dias Bellar, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

JUNHO DE 2014

Carvalho, Rodrigo Cesar Almeida de

Análise de filtro ativo Shunt utilizando conversor Modular Multinível./ Rodrigo Cesar Almeida de Carvalho. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XII, 96 p.: il.: 29,7 cm.

Orientador: Maurício Aredes

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 81-85.

1. Conversor Modular multinível. 2. Filtro Ativo *Shunt*. 3. P+ Ressonante. I. Aredes, Maurício. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE DE FILTRO ATIVO *SHUNT* UTILIZANDO CONVERSOR MODULAR
MULTINÍVEL

Rodrigo Cesar Almeida de Carvalho

Junho/2014

Orientador: Maurício Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta a análise do filtro ativo *shunt* baseado na topologia do conversor modular multinível. Esta análise contempla o estudo do circuito de potência do filtro ativo *shunt* e a estratégia de controle de corrente. O estudo do circuito de potência abrange a técnica de modulação PD-PWM e o balanço das tensões nos capacitores do conversor. A análise da estratégia de controle de corrente contempla a síntese de correntes de referência a partir da teoria da potência instantânea e a técnica de controle P+Ressonante. Para validar o conversor modular multinível como filtro ativo *shunt*, simulações foram feitas no ambiente PSCAD/EMTDC utilizando como carga um retificador não controlado. A lógica do balanço das tensões dos capacitores e a técnica de modulação PD-PWM foram implementadas em linguagem C. Através dos testes de simulação, verificou-se que o conversor modular multinível é capaz de compensar satisfatoriamente a componente de potência real instantânea e a componente oscilante da potência imaginária, alcançando um THD dentro das normas vigentes para a corrente da fonte.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

SHUNT ACTIVE FILTER ANALYSIS BASED ON MULTILEVEL MODULAR CONVERTER TOPOLOGY

Rodrigo Cesar Almeida de Carvalho

June / 2014

Advisor: Maurício Aredes

Department: Electrical Engineering

This paper presents the shunt active filter analysis based on multilevel modular converter topology. This analysis includes the power circuit's study of the shunt active filter and the current control strategy. The power circuit's study includes the modulation technique PD-PWM and voltages's balance in the converter's capacitors. The current control strategy analysis includes the reference currents synthesis from the theory of instantaneous power and P+Resonant control technique. To validate the multilevel modular converter as shunt active filter, simulations were performed in PSCAD / EMTDC software using an uncontrolled rectifier as load. The logic of voltages's balance in the capacitors and the modulation technique PD-PWM were implemented in C language. Through simulation testing, it was found that the multilevel modular converter is able to compensate satisfactorily the instantaneous real power component and the imaginary power's oscillating component, achieving a THD within the current standards for the source's current.

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Identificação do problema	3
1.2 Motivação	5
1.3 Objetivo e Contribuição	6
1.4 Estrutura da Dissertação	8
Capítulo 2 – Circuito de potência do conversor PWM utilizando topologia Modular multinível	9
2.1 Breve histórico sobre conversores modulares multiníveis	10
2.2 Circuito de potência do filtro ativo <i>Shunt</i>	12
2.3 Estratégia de modulação PWM do filtro ativo <i>Shunt</i>	15
2.4 Balanço da tensão nos capacitores de cada sub-módulo	18
2.5 Implementação do algoritmo de chaveamento do conversor modular multinível	21
2.6 Análise qualitativa dos elementos passivos do circuito de potência do conversor Modular multinível	29
Capítulo 3 – Controle de corrente do Filtro Ativo <i>Shunt</i>	30
3.1 Breve histórico sobre controladores P+Ressonante	31
3.2 Modelo matemático do Filtro Ativo <i>Shunt</i>	33
3.3 Síntese da corrente e referência	36
3.4 Controle de corrente implementado utilizando a técnica P+Ressonante	39

Capítulo 4 – Resultados e Simulação	46
4.1 Apresentação do circuito simulado	47
4.2 Parâmetros da rede e da carga	49
4.3 Fase de pré-carga	54
4.4 Regulação da tensão DC dos capacitores do MMC	56
4.5 Formas de onda sobre os capacitores do MMC	58
4.6 Resultados das potências de compensação do filtro e das potências compensadas da fonte	60
4.7 Resultados da síntese das correntes de referência e comparação entre corrente de referência e corrente medida para o controle de corrente P+Ressonante	63
4.8 Formas de onda da corrente compensada da fonte	66
4.9 Variação do resistor da carga	69
Capítulo 5 – Conclusão e Trabalhos Futuros	77
5.1 Conclusão	78
5.2 Trabalhos Futuros	80
Referências Bibliográficas	81

LISTA DE FIGURAS

Figura 2. 1(a): Conversor modular multinível trifásico	12
Figura 2. 1(b): Sub-módulo	13
Figura 2. 2: Modulação PD-PWM	15
Figura 2.3: Modos de operação do sub-módulo	19
Figura 2.4: Diagrama de blocos da estratégia de balanço dos capacitores e geração dos sinais de disparo do braço superior.....	20
Figura 2.5: Diagrama de blocos da estratégia de balanço dos capacitores e geração dos sinais de disparo do braço inferior.....	20
Figura 2.6: Medição da tensão sobre o capacitor do sub-módulo	21
Figura 2.7: Medição da corrente do braço do MMC	21
Figura 2.8: Bloco em PSCAD/EMTDC que chama a função “mod_1.c”	27
Figura 3.1: Modelo da planta	33
Figura 3.2: Diagrama de blocos do regulador de tensão	37
Figura 3.3: Diagrama de blocos do filtro ativo shunt	38
Figura 3.4: Bode do controle de corrente em malha aberta do compensador da componente fundamental	40
Figura 3.5: Bode do controle de corrente em malha aberta do compensador de quinto harmônico	40
Figura 3.6: Bode do controle de corrente em malha aberta do compensador de sétimo harmônico	41
Figura 3.7: Bode do controle de corrente em malha aberta com compensador da componente fundamental, quinto e sétimo harmônicos	41
Figura 3.8: Diagrama de blocos do controle de corrente em malha fechada	43
Figura 3.9(a): Compensador da componente fundamental	43
Figura 3.9(b): Compensador de quinto harmônico	43
Figura 3.9(c): Compensador de sétimo harmônico	43
Figura 3.10: Resposta temporal do erro de corrente	44
Figura 4.1: Parâmetros de simulação no ambiente PSCAD/EMTDC	47
Figura 4.2: Circuito elétrico do sistema simulado	48
Figura 4.3: Parâmetros da rede elétrica	49
Figura 4.4: Circuito elétrico do retificador a diodo	50

Figura 4.5: Forma de onda da corrente da carga com $R=100 \Omega$	51
Figura 4.6: THD da corrente da carga com $R=100 \Omega$	51
Figura 4.7: Tensão do lado DC da carga com $R=100 \Omega$	52
Figura 4.8: Corrente do lado DC da carga com $R=100 \Omega$	52
Figura 4.9: Chave ligada ao braço superior	54
Figura 4.10: Chave ligada ao braço inferior	54
Figura 4.11: Forma de onda do carregamento dos capacitores da fase b	55
Figura 4.12: Formas de onda resultantes da regulação da tensão DC do MMC em regime permanente	57
Figura 4.13: Forma de onda da tensão sobre os capacitores da fase a em regime permanente	58
Figura 4.14: Forma de onda da tensão sobre os capacitores da fase b em regime permanente	59
Figura 4.15: Forma de onda da tensão sobre os capacitores da fase c em regime permanente	59
Figura 4.16: Potência imaginária instantânea e potência real instantânea fornecidas a carga com $R=100 \Omega$	61
Figura 4.17: Potência imaginária instantânea e potência real instantânea drenadas da fonte, após conexão do filtro	61
Figura 4.18: Variação da potência real instantânea drenada da fonte, após conexão do filtro	62
Figura 4.19: Variação da potência imaginária instantânea drenada da fonte, após conexão do filtro	62
Figura 4.20: Correntes de referência e medida de compensação no eixo α	63
Figura 4.21: Zoom das correntes de referência e medida de compensação no eixo α ..	64
Figura 4.22: FFT da corrente de referência de compensação no eixo α	64
Figura 4.23: FFT da corrente medida de compensação no eixo α	65
Figura 4.24: Forma de onda da corrente da fase a da fonte após compensação	66
Figura 4.25: THD da corrente da fase a da fonte compensada	67
Figura 4.26: FFT da corrente da fase a da fonte compensada.....	67
Figura 4.27: Corrente e tensão da fase a da fonte compensadas.....	68

Figura 4.28: Forma de onda da corrente da carga com $R=50 \Omega$	69
Figura 4.29: THD da corrente da carga com $R=50 \Omega$	70
Figura 4.30: Forma de onda da corrente da fase a da fonte após compensação.....	70
Figura 4.31: THD da corrente da fase a da fonte compensada.....	71
Figura 4.32: FFT da corrente da fase a da fonte compensada.....	72
Figura 4.33: Corrente e tensão da fase a da fonte compensadas.....	72
Figura 4.34: Forma de onda da corrente da carga com $R=20 \Omega$	73
Figura 4.35: THD da corrente da carga com $R=20 \Omega$	73
Figura 4.36: Forma de onda da corrente da fase a da fonte após compensação.....	74
Figura 4.37: THD da corrente da fase a da fonte compensada.....	75
Figura 4.38: FFT da corrente da fase a da fonte compensada.....	75
Figura 4.39: Corrente e tensão da fase a da fonte compensadas.....	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Estados de comutação das chaves dos sub-módulos	13
Tabela 2.2a: Tabela verdade do nível 0	23
Tabela 2.2b: Tabela verdade do nível 1	24
Tabela 2.2c: Tabela verdade do nível 2	24
Tabela 2.2d: Tabela verdade do nível 3	25
Tabela 2.2e: Tabela verdade do nível 4	25
Tabela 4.1: Parâmetros do sistema	48

LISTA DE SIGLAS

CMM – Conversor Modular Multinível

CC – Corrente Contínua

CA – Corrente Alternada

PCC – Ponto de Conexão Comum

PWM – *Pulse Width Modulation*

PD-PWM – *Phase Disposition PWM*

HVDC – *High Voltage Direct Current*

IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*

FPGA – *Field Programmable Gate Array*

RMS – *Root Mean Square*

THD – *Total Harmonic Distortion*

FFT – *Fast Fourier Transform*

IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

MRI – *Multiple Rotation Integrators*

Capítulo 1

Introdução

O desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência possibilitou um aumento do número de equipamentos elétricos e eletrônicos que utilizam a tecnologia de conversão de energia baseada em semicondutores (LAGE,2009).

Os dispositivos semicondutores de potência são amplamente utilizados em eletrônica de potência. Acionamento de máquinas elétricas, fontes chaveadas para micro-computadores, dispositivos eletroeletrônicos para partida e regulação de tensão de lâmpadas fluorescentes e de descarga (reatores eletrônicos), são algumas das aplicações na área de eletrônica de potência. Essas aplicações, do ponto de vista da rede elétrica, constituem cargas não-lineares.

Atualmente, sabe-se que a utilização de equipamentos de eletrônica de potência constitui um grande avanço na busca da eficiência energética, economia e conforto. Porém alguns destes equipamentos podem gerar distúrbios para a qualidade da energia da rede elétrica.

Por outro lado, equipamentos elétricos e eletrônicos podem não funcionar adequadamente quando houver distorções nas formas de ondas de tensão e corrente que os alimentam.

Uma prática bastante comum por grande parte dos consumidores, principalmente indústrias, é a utilização de filtros passivos sintonizados e de bancos de capacitores para compensação de correntes reativas em redes elétricas (MERÇON, 2007).

Entretanto, a crescente quantidade de cargas não-lineares conectadas às redes de distribuição de energia somada ao uso de elementos passivos, como filtros passivos e bancos capacitivos, vêm intensificando os problemas causados por propagações harmônicas e com isso piorando a qualidade de energia da rede elétrica.

Por estarem diretamente ligadas à grande maioria dos consumidores, as linhas de distribuição de energia elétrica estão mais propensas a problemas gerados por propagações harmônicas. Porém, problemas de propagações harmônicas vêm sendo observados também em sistemas de transmissão de energia, e o que inicialmente representava um risco exclusivo do sistema de distribuição, pode atingir de forma bastante severa o sistema elétrico como um todo (MERÇON, 2007).

Percebe-se, então, que o problema dos harmônicos na rede elétrica ocasionados pelas cargas não lineares, está diretamente relacionado com a qualidade de energia da rede elétrica.

A área de eletrônica de potência possui aplicações, que do ponto de vista da rede elétrica, constitui cargas não lineares. Por outro lado, ela tem outras aplicações ligadas a melhoria da qualidade de energia. A alternativa utilizada nesta dissertação para melhoria da qualidade de energia são os filtros ativos *shunt*. Nesta dissertação será utilizada a topologia de CMM para se implementar o filtro ativo. Ao longo deste trabalho o CMM como filtro ativo será explicado detalhadamente.

1.1 Identificação do Problema

Dentro dos problemas sob o aspecto de qualidade de energia elétrica, um dos mais significativos são as distorções harmônicas. Com a intensificação do uso de cargas não lineares, é cada vez maior a presença de correntes distorcidas em sistemas elétricos. Grande parte dos motivos para o aumento das cargas não lineares na rede elétrica é o desenvolvimento da tecnologia na área de eletrônica de potência. Várias soluções para problemas envolvendo sistemas de controle eletrônico vêm sendo extensivamente utilizadas, tais como aplicações de controle em processos industriais e sistemas de conversão de energia e de alimentação de cargas eletrônicas e de informática (OTA, 2011).

As distorções de corrente elétrica e de tensão de uma rede de distribuição, causadas por cargas não-lineares, trazem diversas consequências indesejáveis para o sistema elétrico como um todo e para os usuários como: ressonância com elementos da rede (como banco de capacitores, ou mesmo outras cargas de característica não-resistiva); a diminuição do fator de potência do usuário final gerando perdas econômicas; possíveis erros em medidores e sensores, devido ao tipo de equipamento utilizado; sobreaquecimento de máquinas rotativas e condutores; sobrecarga dos condutores de neutro, entre outros (DUGAN, et al, 1996).

Além disso, Alguns equipamentos eletro-eletrônicos são bastante sensíveis e podem não funcionar adequadamente no caso de haver distorções nas formas de ondas de tensão e corrente que os alimentam (MERÇON, 2007).

Os filtros ativos de potência se apresentam como uma solução para a mitigação e o condicionamento dos distúrbios de formas de onda causados pelas distorções harmônicas da carga (OTA, 2011, AKAGI, 2005).

Os filtros ativos podem eliminar harmônicos de tensão e corrente nas redes que alimentam cargas não lineares. Ele é formado por um conversor de potência CC-CA capaz de sintetizar correntes ou tensões em seu lado CA que, aplicadas de forma adequada na rede elétrica, reduzem ou eliminam as distorções (OTA, 2011, AKAGI, 1996, MOHAN, et al, 1992). Outro ponto importante é o fato dos filtros Ativos também poderem ser instalados em diversos níveis de potência.

Trata-se de uma solução mais eficiente e flexível, tecnologicamente e economicamente viável, apesar de seu custo ainda ser maior do que o de filtros passivos tradicionais (OTA, 2011, AKAGI, 2005).

1.2 Motivação

Como anteriormente citado, cargas não-lineares injetam harmônicos no sistema elétrico brasileiro. Porém, ao mesmo tempo em que poluem a rede elétrica, estes equipamentos precisam de energia de boa qualidade para poder operar.

Com isto, estudos para o desenvolvimento de equipamentos que melhorem a qualidade de energia foram feitos. Os condicionadores de potência podem ser divididos em três grandes classes:

- ✓ Filtro Ativo *Shunt*
- ✓ Filtro Ativo Série
- ✓ Filtro híbrido

Além disso, há pouca pesquisa utilizando a topologia de CMM como filtro ativo, apenas o artigo publicado por Ghetti, Barbosa, Braga, Ferreira et al.(2012) encontra-se na literatura.

Esta topologia pode ser usada em sistemas de distribuição e transmissão de energia, tendo nesta última área ainda poucos estudos envolvendo eletrônica de potência. A facilidade do CMM em operar em médias e altas tensões é outro ponto importante (GEMMEL, et al., 2008).

Portanto, a motivação deste trabalho é mostrar a topologia CMM como possibilidade real de filtro ativo para filtragem de harmônicos em média e alta tensão.

1.3 Objetivo e Contribuição

O objetivo deste trabalho é, primeiramente, descrever o circuito de potência do filtro ativo *shunt* utilizando topologia CMM. Além disso, esta dissertação visa explicar a estratégia de controle do filtro ativo baseada na teoria de potências instantâneas para síntese das correntes de referência.

Outra análise a ser feita neste trabalho será a modulação e análise das correntes de cada fase do CMM, além do controle das tensões nos capacitores do conversor.

O controle de corrente a ser proposto será baseado no conceito de P+Ressonante, o qual será detalhado ao longo da dissertação.

Como contribuição, este trabalho apresenta o CMM como filtro ativo. Este conceito ainda está pouco estudado na literatura, com isso abre-se um novo caminho na área de filtros ativos de potência.

As vantagens de se usar a topologia de CMM são (GEMMEL, et al., 2008):

- menor perda por chaveamento;
- tensões com menos conteúdo harmônico;
- Por sua característica modular, a manutenção é mais fácil.

A principal desvantagem está no custo do conversor com maior quantidade de chaves.

Outra abordagem inovadora desta dissertação é o controle de corrente executado com P+Ressonante, abordagem esta ainda não utilizada em CMM como filtro ativo.

Por fim, a possibilidade e facilidade do CMM ser usado em médias e altas tensões e sem uso de transformadores para conexão do filtro ao PCC são destacados ao longo da dissertação.

1.4 Estrutura da Dissertação

No capítulo 2, será apresentado o circuito de potência do conversor PWM utilizando topologia modular multinível. Será feito um breve histórico sobre conversor modular multinível, logo após serão feitas análises sobre a estratégia de modulação PWM do filtro ativo *shunt*, o controle da tensão sobre os capacitores de cada sub-módulo e a implementação do algoritmo de chaveamento das chaves do CMM. Por fim, a análise do conversor modular multinível será abordada.

No capítulo 3, será apresentado o controle de corrente do filtro ativo *shunt*. Será explicado o modelo matemático do filtro ativo shunt, será abordado o procedimento para a síntese da corrente de referência e será analisado o controle de corrente utilizando controlador P+Ressonante.

No capítulo 4, serão apresentados os resultados de simulação. Os parâmetros do circuito serão apresentados, a fase de pré-carga será citada, assim como a regulação da tensão CC sobre os capacitores de cada sub-módulo. As formas de onda sobre os capacitores serão mostradas. Os resultados das potências de compensação do filtro e da potência compensada da fonte serão apresentados. O resultado da comparação entre a corrente de referência de compensação e a corrente medida de compensação será apresentado, bem como as formas de onda da corrente compensada da fonte.

No capítulo 5, serão apresentadas as conclusões da dissertação e sugestões para trabalhos futuros utilizando o conversor modular multinível como filtro ativo *shunt*.

Capítulo 2

Circuito de potência do conversor PWM utilizando topologia Modular multinível

Neste capítulo será apresentada a análise do circuito do conversor modular multinível. Sendo assim, primeiramente será apresentado um breve histórico dos conversores modulares multiníveis. A partir deste item será detalhado a estratégia de modulação PD-PWM e o controle da tensão dos capacitores dos sub-módulos de cada fase. A implementação da modulação PD-PWM e o controle da tensão dos capacitores dos sub-módulos de cada fase é explicada, assim como a análise do efeito dos elementos passivos do CMM.

2.1 Breve histórico sobre conversores modulares multiníveis

Em 2003, Marquardt e seus co-autores apresentaram o conversor modular multinível e seus princípios de operação (MARQUARDT, 2003). Em 2009, foi publicado o artigo sobre controle do conversor modular multinível com modulação PWM (AKAGI et al., 2010)

Em 2010, Reza Iravani et al. Publicou um artigo sobre a dinâmica do conversor modular multinível em sistemas HVDC. Lizana, Pérez e Rodríguez (2012a, 2012b ,2012c) destacaram em seus estudos a análise matemática das corrente internas do conversor modular multinível, além da análise do controle da tensão dos capacitores do conversor.

Além dos estudos feitos em diversos centros de ensino ao redor do mundo sobre conversor modular multinível, empresas como Siemens, ABB, China Electric Power também estão pesquisando e utilizando o CMM em sistemas HVDC (BARONE, 2012).

Como pode ser visto, nos últimos anos, vários artigos sobre a topologia CMM foram publicados. No entanto apenas o artigo publicado por Ghetti, Barbosa, Braga, Ferreira et al.(2012) contempla o CMM como filtro ativo.

O conversor modular multinível possui uma estrutura que permite sintetizar tensões e correntes com uma quantidade de níveis proporcional ao número de submódulos que compõem o conversor. Esta característica possibilita a conexão do CMM com redes de tensões elevadas. Além disso, componentes passivos menores, baixa frequência de

comutação e redução das perdas de condução são outras vantagens desta topologia (GHETTI et.al., 2012).

2.2 Circuito de potência do filtro ativo shunt

Na figura 2.1(a) está mostrado o circuito do CMM. A figura 2.1(b) apresenta o circuito que corresponde ao sub-módulo do CMM, é um *chopper*, contendo dois IGBT's com diodos em antiparalelo e um capacitor.

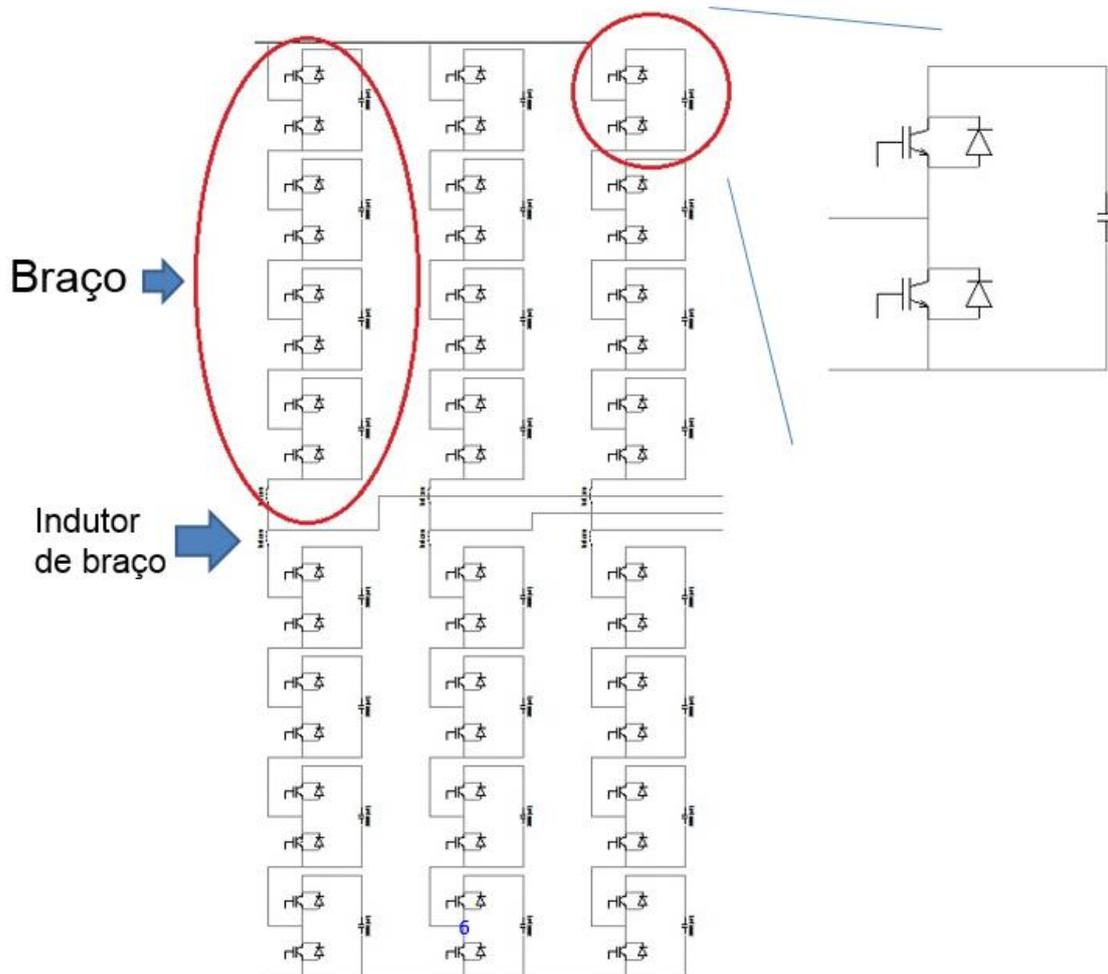


Figura 2.1(a): Conversor modular multinível trifásico.

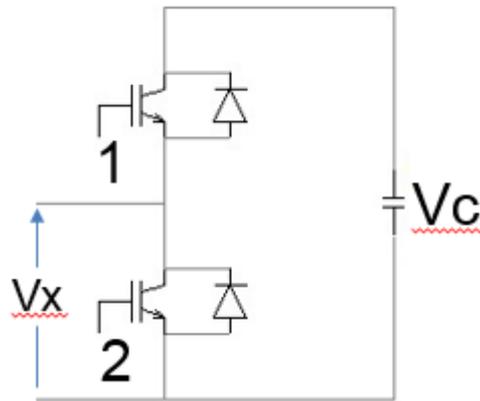


Figura 2.1(b): Sub-módulo.

O sub-módulo comporta-se como uma chave lógica, ora sua saída corresponde à tensão do capacitor, IGBT1 está conduzindo e IGBT2 em corte, ora o capacitor está “by passado” e sua saída é zero, IGBT2 está conduzindo e IGBT 1 em corte, conforme tabela 2.1.

IGBT1	IGBT2	Vx
conduzindo	em corte	Vc
em corte	conduzindo	0

Tabela 2.1: Estados de comutação das chaves dos sub-módulos.

A tensão dos braços de cada fase do CMM corresponde a fontes de tensão controladas, dadas por:

$$v_{supj} = \sum_{i=1}^n s_{supji} v_{Csupji} + \frac{L di_{supj}}{dt}, j = a, b, c \quad (2.1)$$

$$v_{infj} = \sum_{i=1}^n s_{infji} v_{Cinfji} + \frac{L di_{infj}}{dt}, j = a, b, c \quad (2.2)$$

Onde v_{supj} e v_{infj} representam a tensão total do braço superior e do braço inferior da fase j do CMM, e s_{supji} e s_{infji} correspondem ao estado da chave de cada sub-módulo

(aberto ou fechado), v_{Csupji} e v_{Cinfji} as tensões dos capacitores de cada sub-módulo e L os indutores de cada braço do CMM.

Segundo Saeedifard e Iravani (2010) as correntes de braço do CMM são dadas por:

$$i_{supj} = \frac{i_j}{2} + \frac{i_{dc}}{3} + i_{zj}, j = a, b, c \quad (2.3)$$

$$i_{infj} = \frac{-i_j}{2} + \frac{i_{dc}}{3} + i_{zj}, j = a, b, c \quad (2.4)$$

onde, $i_{zj}, j=a, b, c$ são as correntes circulantes nas três fases do CMM e $i_{za} + i_{zb} + i_{zc} = 0$. As correntes circulantes não tem impacto na entrada nem na saída do conversor, mas tem efeito sobre a tensão dos capacitores de cada sub-módulo.

Em relação às tensões de saída de cada fase, pode-se considerar o ponto “o” como referência e com isso a tensão de fase é descrita por:

$$v_{jo} = \frac{v_{dc}}{2} - v_{supj} = -\frac{v_{dc}}{2} + v_{infj} \quad (2.5)$$

Baseado em (2.3), (2.4) e (2.5) percebe-se que a tensão de saída de cada fase depende do chaveamento de cada sub-módulo, o qual será detalhado ao longo deste capítulo. Segundo Saeedifard e Iravani (2010) a tensão CC dos braços do CMM é dada por:

$$V_{cc} = v_{supj} + v_{infj} \quad (2.6)$$

2.3 Estratégia de modulação PWM do filtro ativo *shunt*

Adotou-se neste trabalho a técnica de modulação PD-PWM (CARRARA et al, 1992, KONSTANTINOU et al, 2009). Para melhor explicar esta técnica, esta dissertação utilizará quatro portadoras triangulares simetricamente dispostas em relação à um eixo de referência, como ilustrado na figura 2.2. Para fins de ilustração foi utilizado um sinal de referência senoidal, porém, quando o CMM é utilizado como filtro ativo este sinal será a composição das componentes harmônicas a serem compensadas.

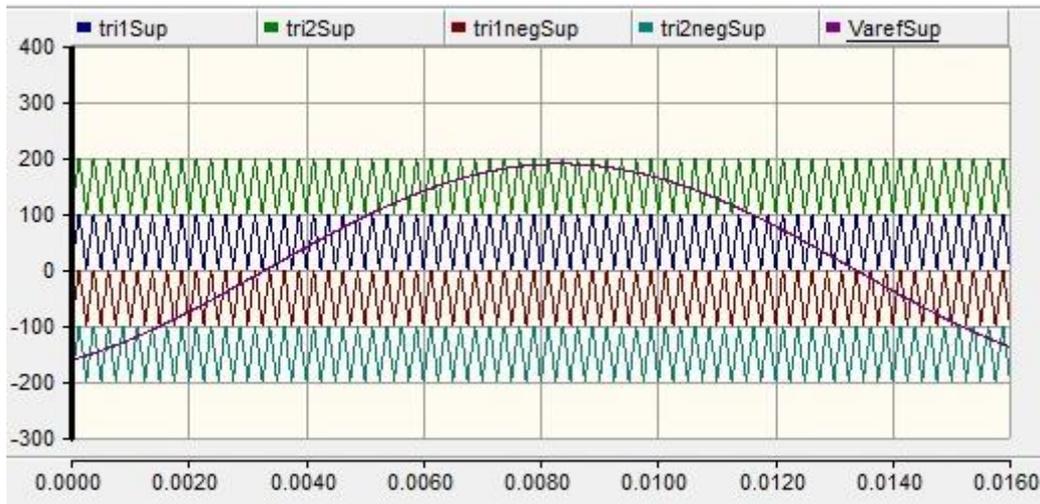


Figura 2.2: Modulação PD-PWM.

A função de chaveamento da modulação PD-PWM é dada por (SAEEDIFARD et al, 2010):

$$\sum_{i=1}^4 (s_{supji} + s_{infji}) = 4 \quad (2.7)$$

Isto implica que quatro sub-módulos estão ativos e quatro sub-módulos inativos em cada instante em cada fase. A partir de (2.7) chega-se à (2.8).

$$n_{infj} = 4 - n_{supj} \quad (2.8)$$

Os valores de n_{infj} e n_{supj} são determinados a partir da comparação da onda de referência com as portadoras triangulares.

Os capacitores de cada sub-módulo possuem tensão dada por:

$$v_c(t) = \frac{V_{dc}}{4} \quad (2.9)$$

Segundo Saedifard e Irvani (2010), a tensão CA na saída do conversor é sintetizada da seguinte forma:

- No nível um de tensão, $v_{jo} = -\frac{V_{dc}}{2}$ e todos os sub-módulos superiores estão ativos, enquanto todos os sub-módulos inferiores estão inativos ($n_{supj} = 4$ e $n_{infj} = 0$).
- No nível dois de tensão, $v_{to} = -\frac{V_{dc}}{4}$ e três sub-módulos superiores estão ativos, enquanto três sub-módulos inferiores estão inativos ($n_{supj} = 3$ e $n_{infj} = 1$).
- No nível três de tensão, $v_{jo} = 0$ e dois sub-módulos superiores estão ativos, enquanto dois sub-módulos inferiores estão inativos ($n_{supj} = 2$ e $n_{infj} = 2$).
- No nível quatro de tensão, $v_{jo} = \frac{V_{dc}}{4}$ e um sub-módulo superior está ativo, enquanto um sub-módulo inferior está inativo ($n_{supj} = 1$ e $n_{infj} = 3$).

- No nível cinco de tensão, $v_{jo} = \frac{V_{dc}}{2}$ e nenhum sub-módulo superior está ativo, enquanto nenhum sub-módulo inferior está inativo ($n_{supj} = 0$ e $n_{infj} = 4$).

A implementação, em linguagem C, do esquema acima possibilita a síntese da tensão no lado CA do conversor. Esta implementação envolve outros passos; ela será detalhada no tópico 2.5 desta dissertação.

2.4 Controle da tensão nos capacitores de cada sub-módulo

A soma das tensões sobre os capacitores de cada sub-módulo ativo determinam a tensão de referência. Para isso a técnica PD-PWM determina o número de sub-módulos ativos e inativos nos braços de cada fase do CMM (n_{supj} e n_{infj}). A tensão dos capacitores e a direção das correntes dos braços são usadas para se escolher quais sub-módulos serão ativados.

Quando a corrente do braço superior ou inferior é positiva, se o sub-módulo estiver ativo, seu capacitor irá carregar e sua tensão aumentar. Quando a corrente é negativa, se o sub-módulo estiver ativo, seu capacitor irá descarregar e sua tensão diminuir. Se o sub-módulo estiver inativo, seu capacitor não será afetado e manterá sua tensão constante, independente da direção da corrente. A figura 2.3 ilustra o fluxo de corrente quando o sub-módulo está ativo e inativo.

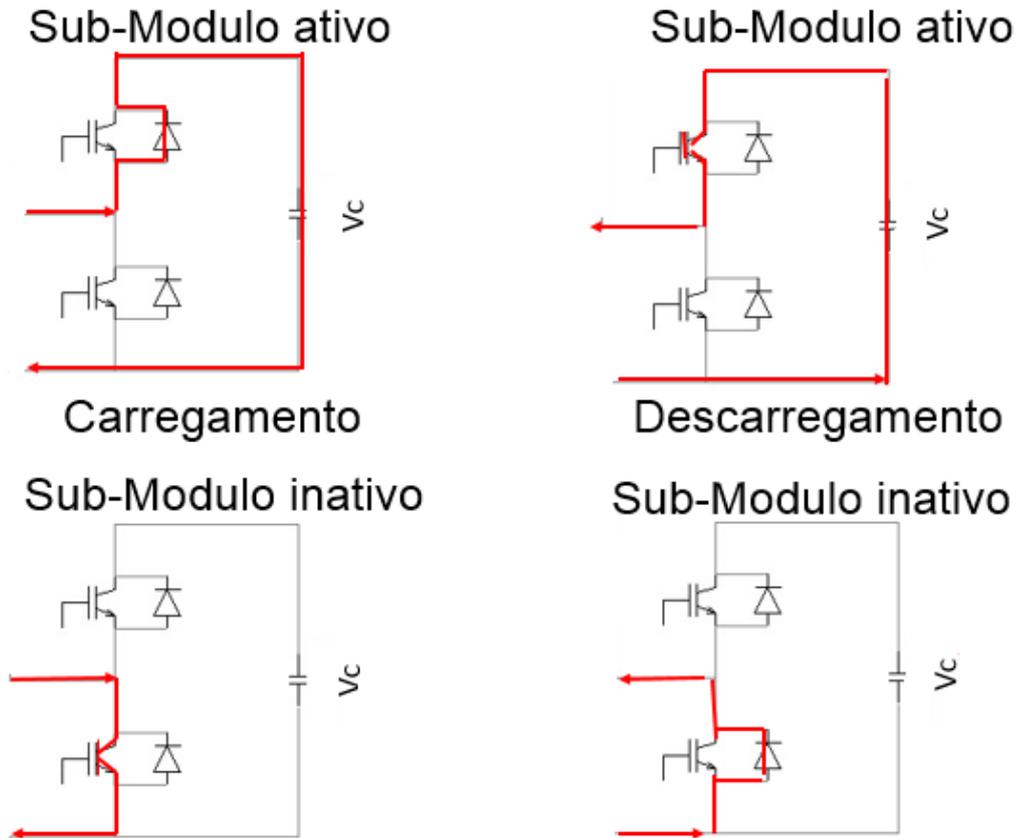


Figura 2.3: Modos de operação do sub-módulo.

Quando a corrente do braço superior de cada fase for positiva, os n_{supj} sub-módulos com menores valores de tensão de seus capacitores serão escolhidos e com isso serão carregados, quando a corrente do braço inferior de cada fase for positiva, os n_{infj} sub-módulos com menores valores de tensão de seus capacitores serão escolhidos e com isso serão carregados. Quando a corrente do braço superior de cada fase for negativa, os n_{supj} sub-módulos com maiores valores de tensão de seus capacitores serão escolhidos e com isso serão descarregados, quando a corrente do braço inferior de cada fase for negativa, os n_{infj} sub-módulos com maiores valores de tensão de seus capacitores serão escolhidos e com isso serão descarregados. Quando s_{supji} for “1”, o sub-módulo estará

ativo, quando for “0”, estará inativo. A estratégia de controle da tensão dos capacitores baseada na técnica PD-PWM está resumida nos diagramas abaixo.

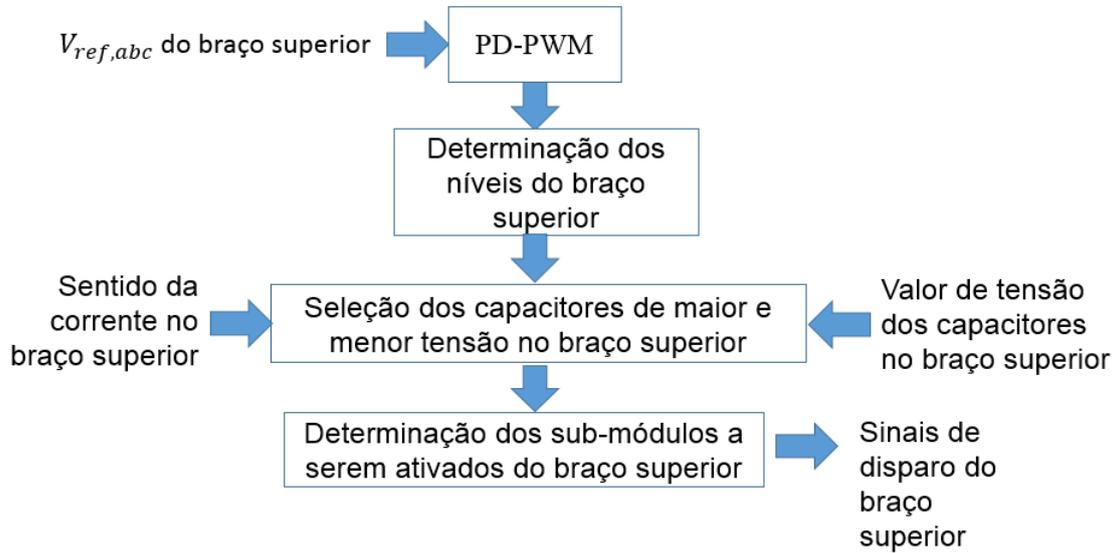


Figura 2.4: Diagrama de blocos da estratégia de controle da tensão dos capacitores do braço superior e geração dos sinais de disparo do braço superior.

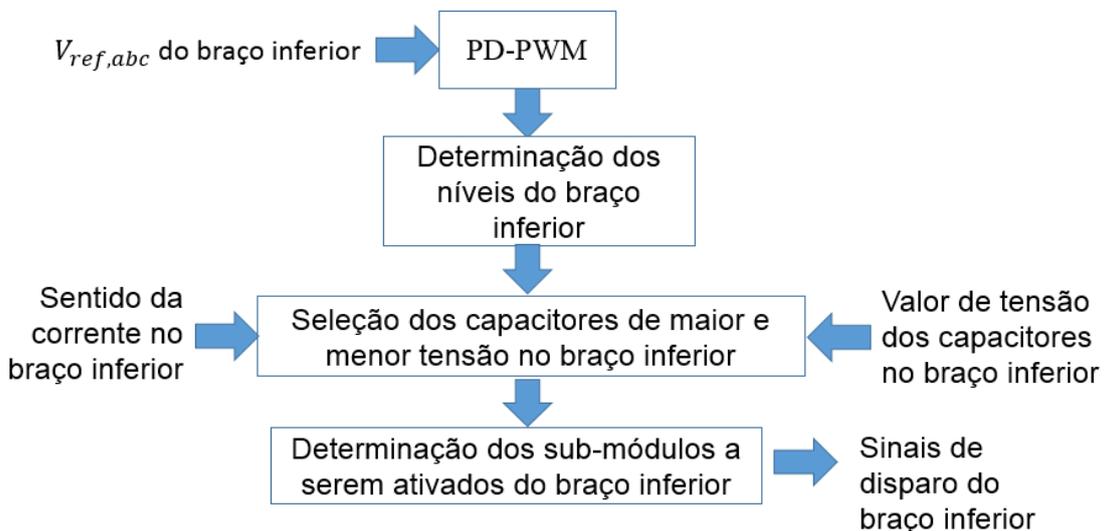


Figura 2.5: Diagrama de blocos da estratégia de controle da tensão dos capacitores do braço inferior e geração dos sinais de disparo do braço inferior.

2.5 Implementação do algoritmo de chaveamento do conversor modular multinível

Para se implementar o balanço dos capacitores explicada na seção 2.4 deve-se comparar a tensão medida nos capacitores, figura 2.5, e a direção da corrente deve ser conhecida, figura 2.6. Com estas informações e o nível dado pela comparação da referência com a portadora triangular pode-se determinar o módulo a ser ligado.

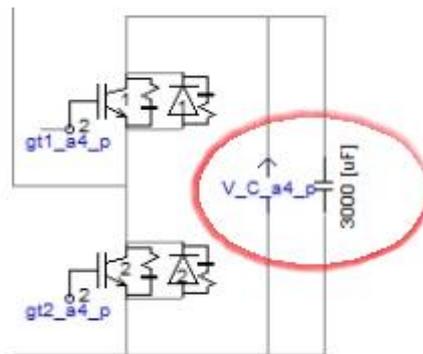


Figura 2.6: Medição da tensão sobre o capacitor do sub-módulo.

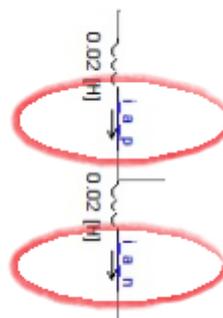


Figura 2.7: Medição da corrente do braço do CMM.

Para realizar a comparação entre as tensões dos capacitores, os sinais abaixo devem ser setados.

$$a = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{c0} > v_{c1} \\ 0 & \text{se } v_{c0} < v_{c1} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$b = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{c0} > v_{c2} \\ 0 & \text{se } v_{c0} < v_{c2} \end{cases} \quad (2.11)$$

$$c = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{c0} > v_{c3} \\ 0 & \text{se } v_{c0} < v_{c3} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$d = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{c1} > v_{c2} \\ 0 & \text{se } v_{c1} < v_{c2} \end{cases} \quad (2.13)$$

$$e = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{c1} > v_{c3} \\ 0 & \text{se } v_{c1} < v_{c3} \end{cases} \quad (2.14)$$

$$f = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{c2} > v_{c3} \\ 0 & \text{se } v_{c2} < v_{c3} \end{cases} \quad (2.15)$$

A definição do sentido da corrente de cada braço é dada pela equação (2.16).

$$i = \begin{cases} 1 & \text{se } i > 0 \\ 0 & \text{se } i < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

O sinal “nível” é determinado pela comparação do sinal de referência” v_j^* ” e a portadora triangular ” v_{tr} ”.

$$\text{nível} = \begin{cases} 4 & \text{se } v_j^* \geq v_{tr} + 3.A \\ 3 & \text{se } v_j^* \geq v_{tr} + 2.A \\ 2 & \text{se } v_j^* \geq v_{tr} + A \\ 1 & \text{se } v_j^* \geq v_{tr} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}, j = a, b, c \quad (2.17)$$

Onde A significa a amplitude da portadora. A comparação do sinal “nível” com a portadora triangular é ilustrada na figura 2.2.

O sinal “nível” é interpretado como um sinal binário e é utilizado em tabela verdade para definir as equações lógicas para os estados de comutação. As tabelas de 2.2a a 2.2e representam a tabela verdade que define o estado de comutação da chave s_0 .

			Nível 0				
a	b	c	i	N2	N1	N0	S0
0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0

Tabela 2.2a: Tabela verdade do nível 0.

				Nível 1			
a	b	c	i	N2	N1	N0	S0
0	0	0	1	0	0	1	1
0	0	1	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	1	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	0	1	0
0	1	1	0	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	1	0
1	0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	1	1

Tabela 2.2b: Tabela verdade do nível 1.

				Nível 2			
a	b	c	i	N2	N1	N0	S0
0	0	0	1	0	1	0	1
0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	1	0	0
1	0	0	1	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1	0	0
1	1	0	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	0	1	0	0
0	1	1	0	0	1	0	1
1	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1	0	1
1	1	1	0	0	1	0	1

Tabela 2.2c: Tabela verdade do nível 2.

				Nível 3			
a	b	c	i	N2	N1	N0	S0
0	0	0	1	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1
0	1	0	1	0	1	1	1
0	1	1	1	0	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1
1	1	0	1	0	1	1	1
1	1	1	1	0	1	1	0
0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	1	1	1
0	1	1	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1	1
1	1	1	0	0	1	1	1

Tabela 2.2d: Tabela verdade do nível 3.

				Nível 4			
a	b	c	i	N2	N1	N0	S0
0	0	0	1	1	0	0	1
0	0	1	1	1	0	0	1
0	1	0	1	1	0	0	1
0	1	1	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0	1
1	0	1	1	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	1
1	1	1	1	1	0	0	1
0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	1
1	1	1	0	1	0	0	1

Tabela 2.2e: Tabela verdade do nível 4.

A figura 2.7 ilustra o bloco no ambiente PSCAD/EMTDC onde os valores de entrada são passados ao algoritmo em linguagem C e os valores de saída do bloco retornam do algoritmo para o ambiente de simulação.

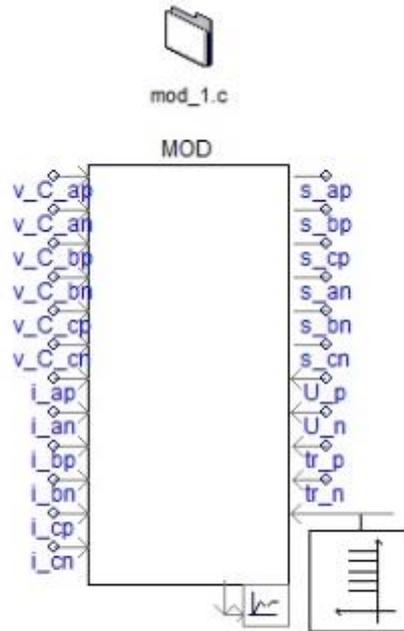


Figura 2.8: Bloco em PSCAD/EMTDC que chama a função “mod_1.c”.

No bloco ilustrado pela figura 2.7, os valores v_{C_ap} , v_{C_an} , v_{C_bp} , v_{C_bn} , v_{C_cp} , v_{C_cn} representam os valores de tensão dos capacitores em cada fase; os valores i_{ap} , i_{bp} , i_{bn} , i_{cp} , i_{cn} são valores de corrente nos braços de cada fase. U_p e U_n são os valores de referência para a modulação e tr_p e tr_n são as portadoras triangulares para a modulação. Todos esses valores constituem entradas para o algoritmo de implementação da estratégia de modulação PD-PWM e balanço dos capacitores.

Os valores s_{ap} , s_{an} , s_{bp} , s_{bn} , s_{cp} , s_{cn} representam os valores das chaves de cada sub-módulo do CMM. Esses valores são valores de saída do bloco vindo do algoritmo “mod_1.c” e retornam ao ambiente de simulação.

O algoritmo que implementa a modulação PD-PWM e o balanço da tensão sobre os capacitores dos sub-módulos do CMM encontra-se no apêndice A.

2.6 Análise dos elementos passivos do circuito de potência do conversor Modular multinível

Para análise da indutância dos braços do conversor modular multinível foi utilizado o seguinte critério:

1. Reduzir a variação brusca de corrente ($\frac{di}{dt}$) provocada pelas mudanças de tensão nos braços do conversor modular multinível devido ao chaveamentos dos IGBT's de cada sub-módulo do conversor.

Para análise da capacitância dos sub-módulos do conversor modular multinível foi utilizado o critério abaixo:

1. *Ripple* durante o carregamento da tensão dos capacitores de cada sub-módulo do conversor modular multinível. O ripple de tensão em um capacitor de um sub-módulo de um braço do conversor é definido como:

$$\Delta V_{cap} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c f(t) dt \quad (2.18)$$

onde $f(t)$ é a função de chaveamento de um capacitor em um período e i_c a corrente sobre este capacitores.

Capítulo 3

Controle de corrente do Filtro Ativo Shunt

Neste capítulo é exposto o detalhamento do controle de corrente do filtro ativo shunt. Primeiramente o modelo matemático do filtro ativo shunt é demonstrado, seguido pela síntese da corrente de compensação de referência usando a teoria da potência instantânea. Por fim, o controle de corrente a partir da técnica P+Ressonante é detalhada e ilustrada a partir de gráficos e diagrama de blocos.

3.1 Breve histórico sobre controlador

P+Ressonante

Pesquisas de diferentes técnicas de controle de corrente para conversores de potência na área de eletrônica de potência tem sido feitos. A técnica de controle clássica utilizando controlador PI em eixos estacionários mostrou-se eficiente para zerar o erro para referências constantes. Porém, quando a referência é senoidal, o controlador PI em eixos estacionários não consegue zerar o erro de corrente em regime permanente.

Com isso, algumas técnicas de controle foram utilizadas em caso de referência senoidal, dentre elas o controlador P+Ressonante em eixos estacionários. Esta técnica foi inicialmente proposta em (MATTAVELLI, 2001, YUAN et al., 2002, ZMOOD et al., 2003) com diferentes abordagens.

Em 2002, o conceito de integradores generalizados para referência senoidal e integradores generalizados em eixos estacionários para sinais balanceados e desbalanceados foi analisado em (YUAN et al., 2002).

Em 2003, Zmood e seus co-autores exploraram a relação entre controladores em eixo estacionário e síncrono (ZMOOD et al., 2003). Eles mostraram, também, que controladores P+Ressonante atingem performance semelhante em transitórios e em regime permanente em relação à controladores PI em eixos síncronos. Outro ponto citado por Zmood foi a vantagem do controlador P+Ressonante em sistemas monofásicos.

Em 2004, Teodorescu e seus co-autores escreveram sobre a capacidade do controlador P+Ressonante em atingir erro zero em regime permanente e a compensação

seletiva de harmônicos; além de mostrar a capacidade do controlador P+Ressonante de melhorar a rejeição a distúrbios em relação ao controlador PI em eixos estacionário (TEODURESCU et al., 2004).

Em 2006, Teodorescu e seus co-autores investigaram controladores P+Ressonante implementados em eixos girantes com a finalidade de atingir compensação de múltiplos harmônicos (TEODURESCU et al., 2006).

Em 2012, Khajehoddin e seus co-autores apresentaram um artigo sobre um novo P+Ressonante. O novo P+Ressonante é equivalente ao convencional no domínio do tempo, porém é mais robusto em implementações digitais utilizando FPGAs, por exemplo (KHAJEHODDIN et al., 2012).

Nesta dissertação será utilizado o controlador P+Ressonante convencional em simulações no ambiente PSCAD/EMTDC. Não será feita implementações digitais do controlador P+Ressonante.

3.2 Modelo matemático do Filtro Ativo Shunt

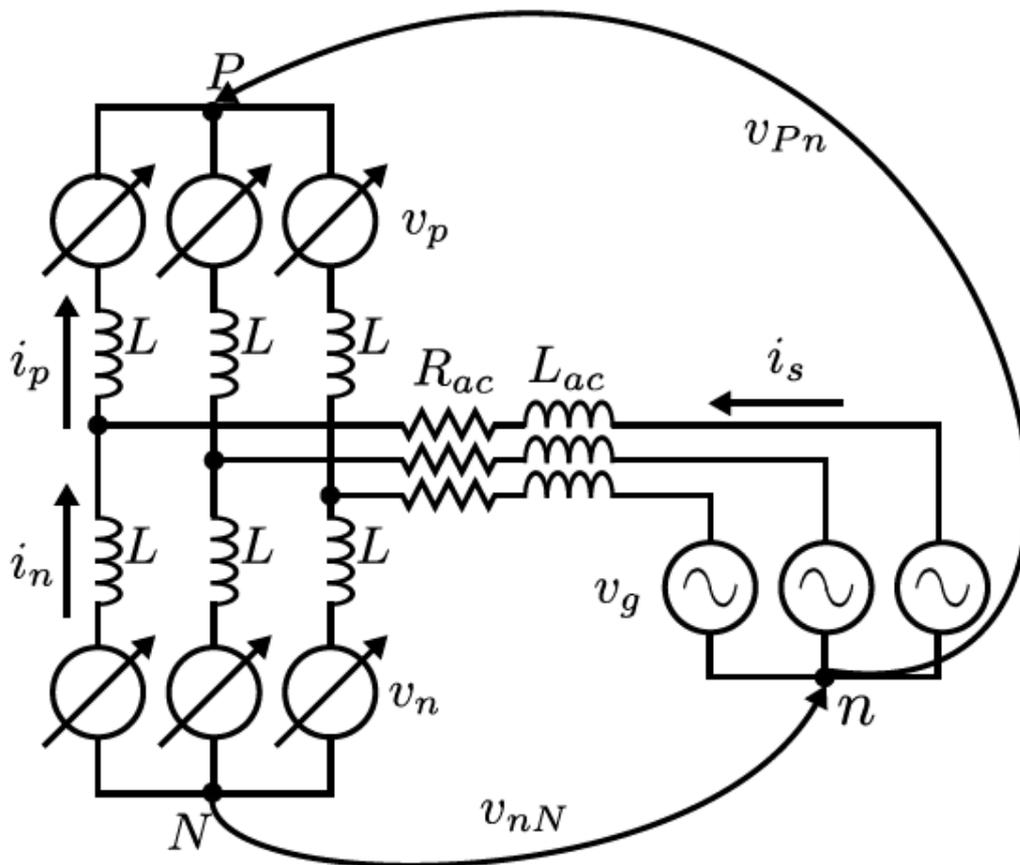


Figura 3.1: Modelo da planta.

A figura 3.1 representa o modelo da planta, um conversor modular multinível.

Para se modelar a planta do filtro ativo *shunt*, aplica-se a lei das malhas às fases do circuito de potência (CMM), ilustrado na figura 3.1, obtendo-se as equações (3.1) e (3.2).

$$v_{gj}(t) - R_{ac} \cdot i_j(t) - L_{ac} \cdot \frac{d_{ij}(t)}{dt} + v_{Pj}(t) - L \cdot \frac{d_{iPj}(t)}{dt} - v_{Pn}(t) = 0, j = a, b, c \quad (3.1)$$

$$v_{gj}(t) - R_{ac} \cdot i_j(t) - L_{ac} \cdot \frac{d_{ij}(t)}{dt} - v_{Nj}(t) + L \cdot \frac{d_{iNj}(t)}{dt} + v_{nN}(t) = 0, j = a, b, c \quad (3.2)$$

Utilizou-se fontes de tensão controladas para modelar-se a tensão formada pelos capacitores nos braços de cada fase, como mostrado na figura 3.1. Esse modelo é considerado coerente, porque a dinâmica de controle da tensão dos capacitores é mais lenta que a dinâmica do controle de corrente.

Somando-se as três fases das equações (3.1) e (3.2), obtém-se as equações (3.3) e (3.4) respectivamente, já que a soma das tensões das três fases da fonte é zero e a soma das correntes das três fases é zero.

$$v_{Pn}(t) = \frac{1}{3} \sum_j v_{Pj}(t) - \frac{L}{3} \cdot \sum_j \frac{d_{iPj}(t)}{dt} \quad (3.3)$$

$$v_{nN}(t) = \frac{1}{3} \sum_j v_{Nj}(t) - \frac{L}{3} \sum_j \frac{d_{iNj}(t)}{dt} \quad (3.4)$$

Subtraindo-se (3.4) de (3.3) obtém-se (3.5).

$$v_{Pn}(t) - v_{nN}(t) = \sum_j \frac{v_{Pj}(t) - v_{Nj}(t)}{3} - \frac{L}{3} \sum_j \frac{d_{iPj}(t) - d_{iNj}(t)}{dt} \quad (3.5)$$

Aplicando-se a lei dos nós nos pontos de encontro entre as correntes dos braços das três fases do conversor e as correntes das respectivas fases obtém-se as equações (3.6) e (3.7).

$$i_{Pj}(t) - i_{Nj}(t) = i_j, j = a, b, c \quad (3.6)$$

$$\sum_j (i_{Pj}(t) - i_{Nj}(t)) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.7)$$

A partir das equações (3.5) e (3.7) obtém-se (3.8).

$$v_{Pn}(t) - v_{nN}(t) = \sum_j \frac{v_{Pj}(t) - v_{Nj}(t)}{3} = v_{mc}(t) \quad (3.8)$$

Somando-se as equações (3.1) e (3.2) em cada fase e substituindo (3.8) nesta soma obtém-se (3.9).

$$2v_{gj} + v_{pj}(t) - v_{Nj}(t) - v_{mc}(t) = (2L_{ac} + L) \frac{dij(t)}{dt} + 2R_{ac} \cdot ij(t), j = a, b, c \quad (3.9)$$

Aplicando-se a transformada de Clarke à equação (3.9), obtém-se a equação vetorial da planta (3.10) nos eixos α e β .

$$2v_g(t) - v_r(t) = (2L_{ac} + L) \frac{di(t)}{dt} + 2R_{ac} \cdot i(t) \quad (3.10)$$

Onde:

$$v_r(t) = v_p(t) - v_N(t) \quad (3.11)$$

A equação (3.10) será utilizada na análise do controle de corrente.

3.3 Síntese da corrente de referência

Para a síntese da corrente de referência foi utilizado a teoria de potência instantânea.

Inicialmente mediu-se a corrente da carga não linear e a tensão da rede nas coordenadas abc. Utilizando a transformada de Clarke para tensão e corrente, equações (3.12) e (3.13), a tensão e a corrente medidas foram passadas para os eixos $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Utilizando as tensões e correntes medidas nos eixos $\alpha\beta$ supracitadas e as equações de potência instantânea real, p , e potência instantânea imaginária, q , definidas em (AKAGI et al., 2007) calculou-se as potências p e q entregues à carga:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Com o objetivo de compensar a potência instantânea imaginária da carga, a parte oscilante de potência instantânea real da carga e a componente de potência instantânea real usada para manter o nível cc dos capacitores constante foram utilizadas as equações (3.15), (3.16), (3.17) e (3.18); também definidas em (AKAGI et al., 2007).

$$i_{\alpha pc} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (p_c) \quad (3.15)$$

$$i_{\beta pc} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (p_c) \quad (3.16)$$

$$i_{\alpha q} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (q) \quad (3.17)$$

$$i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (q) \quad (3.18)$$

A figura 3.2 ilustra o cálculo da potência instantânea real usada para regular a tensão dos capacitores, onde “vc” representa a soma da tensão de todos os capacitores do CMM nas três fases e “Preg” a potência instantânea real usada para regular a tensão dos capacitores.

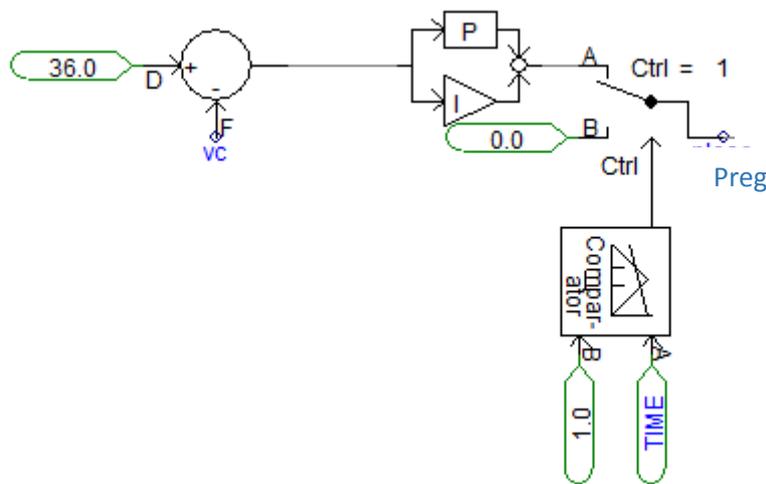


Figura 3.2: Diagrama de blocos do regulador de tensão.

A parte oscilante de potência real foi obtida a partir da potência instantânea real calculada em (3.14) filtrada por um filtro passa baixa de primeira ordem.

A potência instantânea real compensada pelo filtro, “ p_c ”, é formada pela soma da parte oscilante de potência instantânea real mais a potência instantânea real usada para manter o nível cc dos capacitores constante.

A corrente de referência no eixo α é formada pela soma de (3.15) e (3.17) e a corrente de referência no eixo β é formada pela soma de (3.16) e (3.18).

$$i_{\alpha ref} = i_{\alpha pc} + i_{\alpha q} \quad (3.19)$$

$$i_{\beta ref} = i_{\beta pc} + i_{\beta q} \quad (3.20)$$

A corrente medida na saída do CMM, é medida no eixo abc. Através da transformada de clarke esta corrente passa para o eixo $\alpha\beta$ e então é comparada com a corrente de referência.

Para ilustrar a compensação das potências instantâneas pelo filtro ativo *shunt*, a figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos do sistema completo.

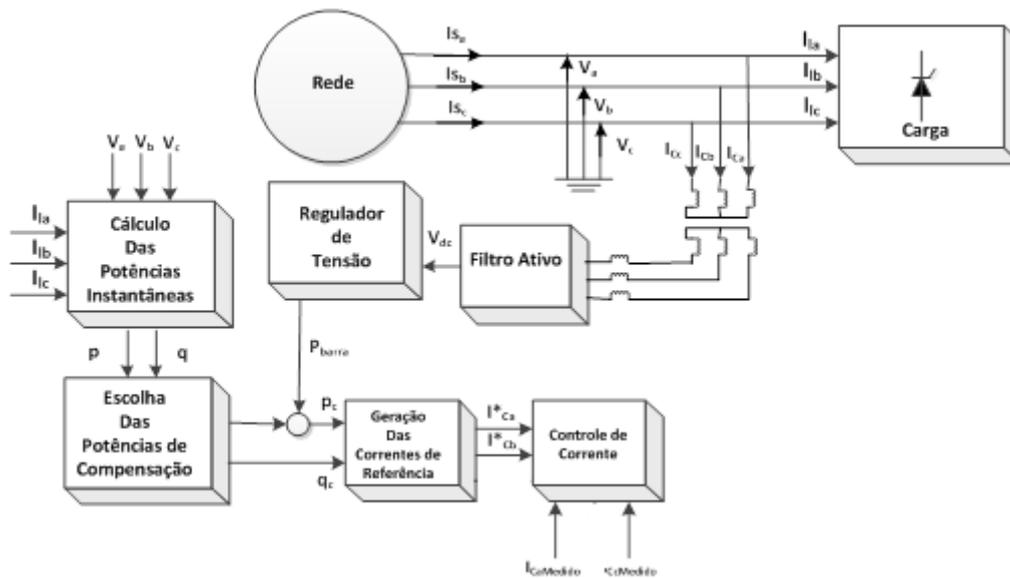


Figura 3.3: Diagrama de blocos do filtro ativo *shunt*.

Para um maior entendimento sobre a teoria da potência instantânea para sistemas trifásicos a três fios ver apêndice B.

3.4 Controle de corrente implementado utilizando a técnica P+Ressonante

A técnica de controle P+Ressonante possui como função de transferência a equação (3.21) para controle da componente fundamental.

Esta equação foi definida desta forma em (ZMOOD et al., 2003, SONG et al., 2003).

$$G_c(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.21)$$

Para as componentes harmônicas, a equação (3.22) é definida em (YUAN et al., 2002). No caso do retificador a diodo os harmônicos de maior magnitude são o quinto e o sétimo, por isso a equação (3.22) contempla apenas estes harmônicos.

$$G_h(s) = \sum_{h=5,7} k_{ih} \frac{s}{s^2 + (\omega_0 h)^2} \quad (3.22)$$

A figura 3.4 ilustra o diagrama de Bode de magnitude e fase da equação 3.21. Pode-se perceber que ela tem o comportamento de um filtro sintonizado na frequência fundamental (60Hz), dado em rad, atenuando as demais frequências.

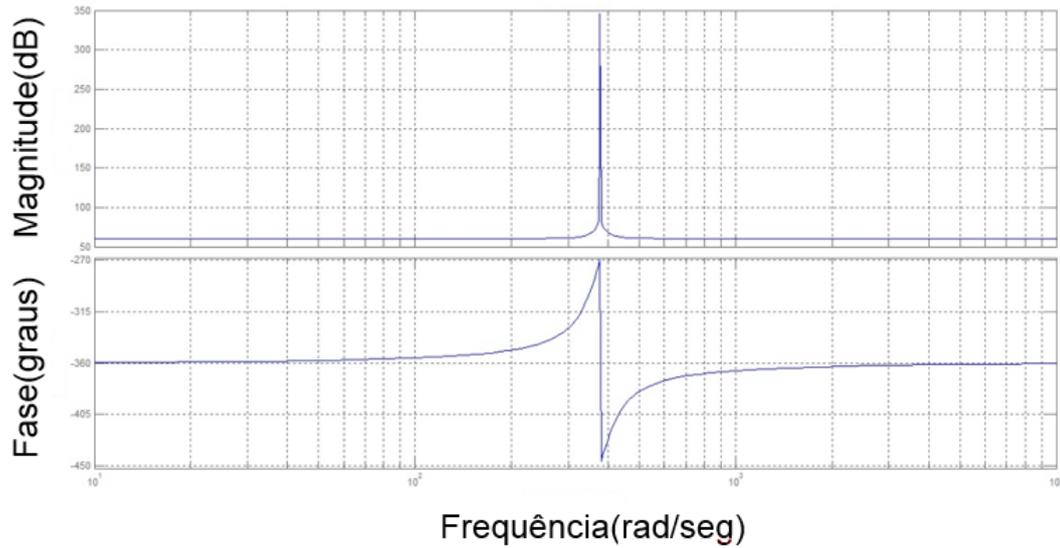


Figura 3.4: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha aberta do compensador da componente fundamental.

As figuras 3.5 e 3.6 ilustram o diagrama de Bode de magnitude e fase da equação (3.22). As componentes harmônicas representadas graficamente são a quinta (300Hz) e sétima (420Hz), respectivamente.

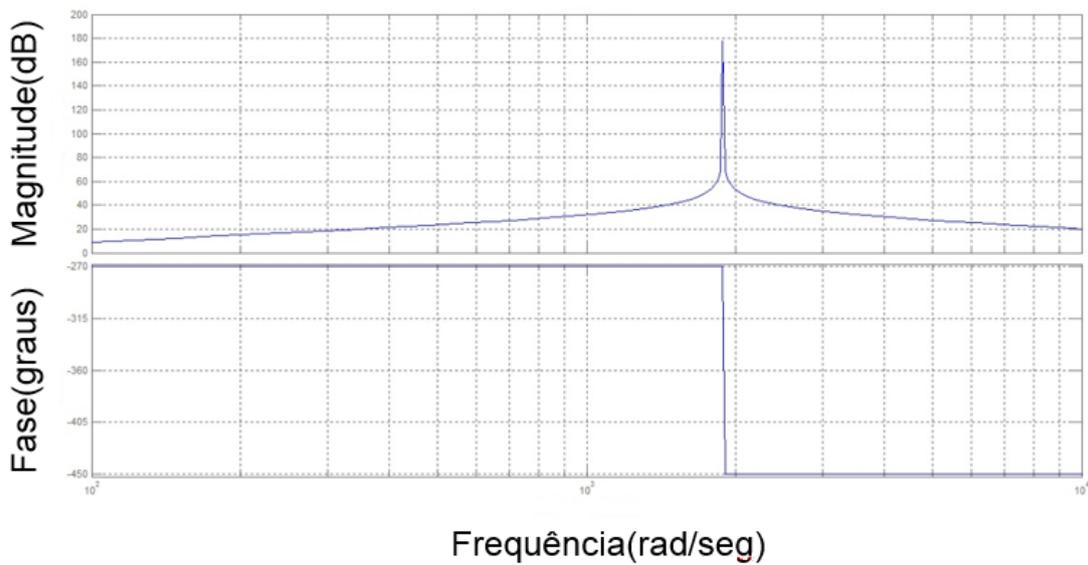


Figura 3.5: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha aberta do compensador de quinto harmônico.

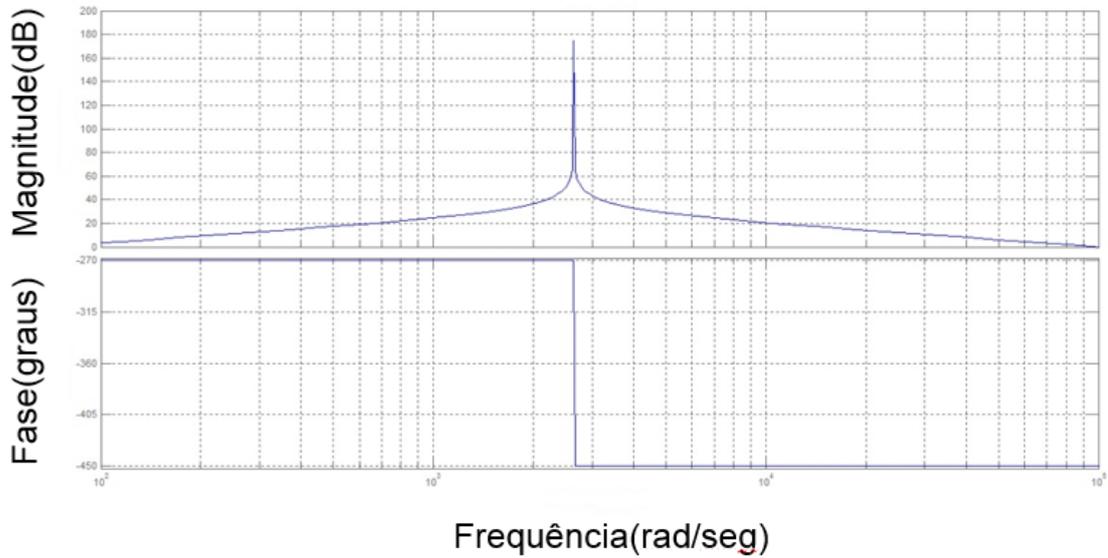


Figura 3.6: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha aberta do compensador de sétimo harmônico.

A figura 3.7 ilustra o diagrama de Bode de magnitude e fase das equações (3.21) e (3.22) somadas, ou seja, do P+Ressonante contemplando a componente fundamental, o quinto e o sétimo harmônicos em malha aberta.

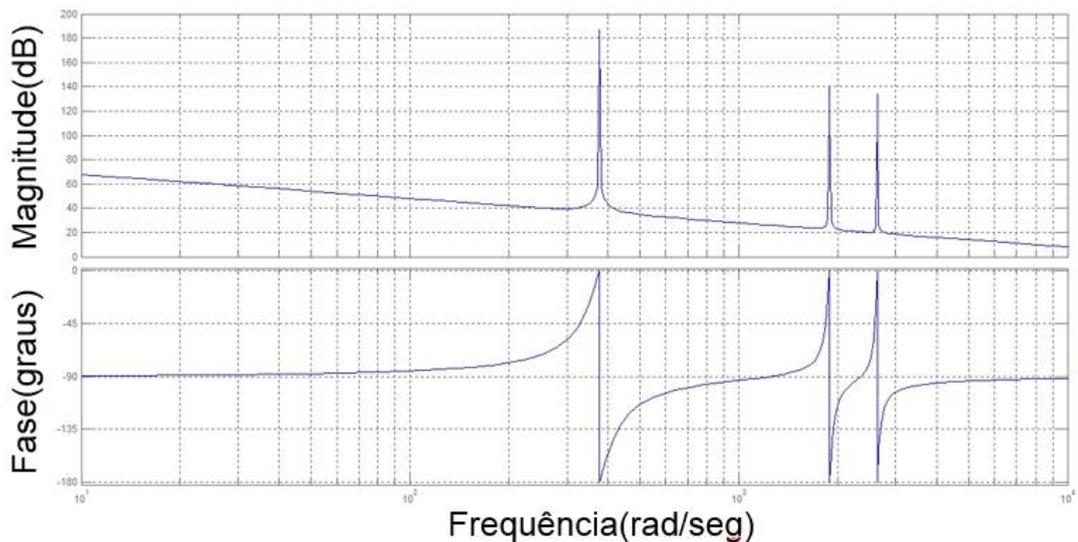


Figura 3.7: Diagrama de Bode do controle de corrente em malha aberta com compensador da componente fundamental, quinto e sétimo harmônicos.

Para a síntese dos gráficos 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7 foram utilizados ganhos $K_p = 1000$, $k_i = 100000$ para a componente fundamental e $k_i = 100000$ para o quinto e sétimo harmônicos.

A figura 3.8 ilustra o diagrama de blocos do controle de corrente em malha fechada.

Os ganhos K_p , K_i da componente fundamental e K_i das componentes harmônicas foram obtidos a partir de ajuste fino feito utilizando o diagrama de blocos do controle de corrente em malha fechada ilustrado na figura 3.8. O bloco da planta corresponde à equação (3.10), um modelo aproximado de primeira ordem do conversor. Para realizar o ajuste fino para obtenção dos ganhos, foi utilizado o programa MATLAB/SIMULINK.

As figuras 3.9(a), 3.9(b), 3.9(c), ilustram cada bloco do P+Ressonante individualmente.

Para os valores de referência foram usados:

- 8,7 A RMS para a componente fundamental
- 4,4 A RMS para o quinto harmônico
- 2,0 A RMS para o sétimo harmônico

Esses valores foram utilizados porque são valores obtidos na síntese da corrente de referência usando a teoria da potência instantânea.

Foram utilizados $L_{ac} = 0,2H$ e $L = 0,2H$. O valor de R_{ac} foi desprezado.

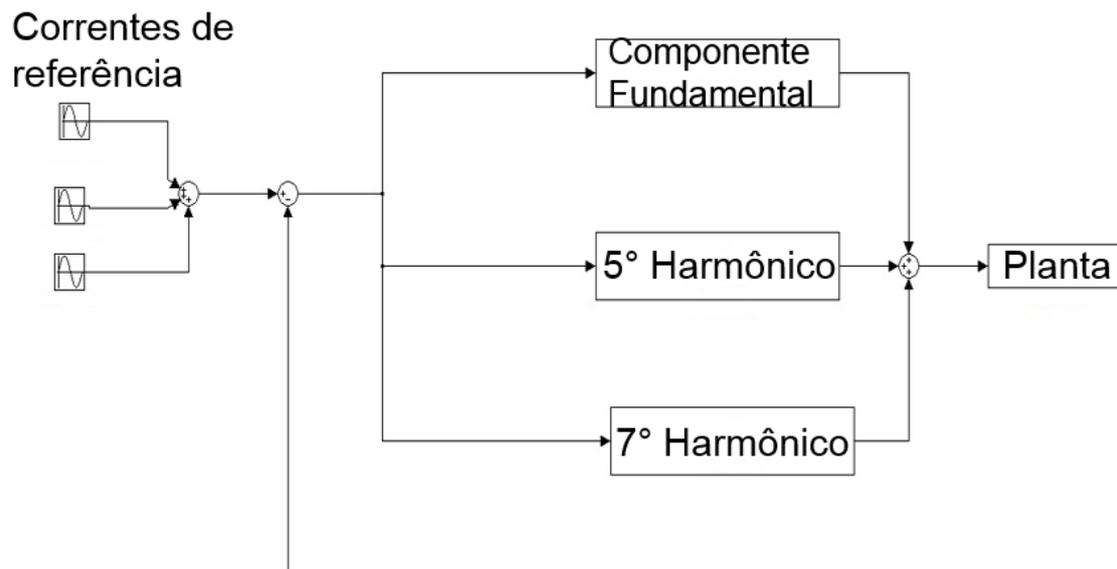


Figura 3.8: Diagrama de blocos do controle de corrente em malha fechada.



Figura 3.9 (a): Compensador da componente fundamental.

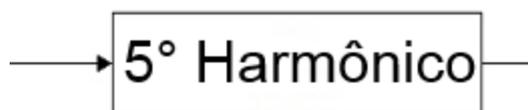


Figura 3.9 (b): Compensador de quinto harmônico.



Figura 3.9 (c): Compensador de sétimo harmônico.

A figura 3.10 ilustra a resposta no tempo do erro obtido a partir da comparação entre a corrente de compensação de referência e a corrente de compensação medida. Este gráfico foi obtido a partir do diagrama de blocos do controle de corrente em malha fechada da figura 3.8. Os ganhos K_p , K_i da componente fundamental e K_i das componentes harmônicas foram determinados ao se obter erro de corrente zero ilustrado na figura 3.10.

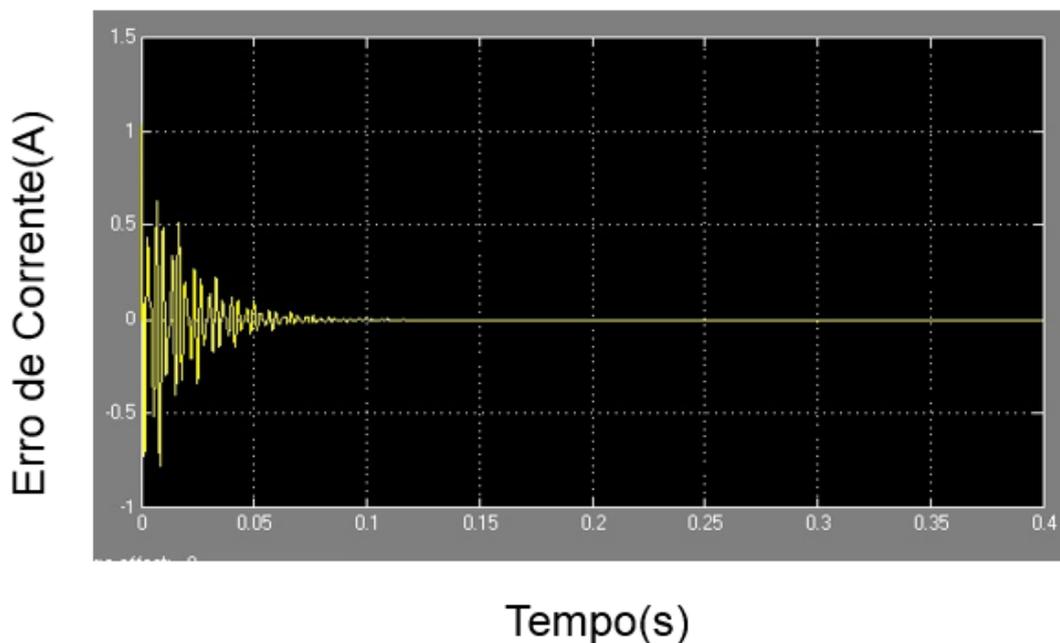


Figura 3.10: Resposta temporal do erro de corrente.

O algoritmo que gerou os gráficos 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 e 3.10 encontra-se no apêndice C.

Neste capítulo foi detalhado o controle de corrente do filtro ativo shunt. Além disso, um breve histórico sobre o controlador P+Ressonante foi feito. O modelo matemático do filtro ativo shunt foi demonstrado, seguido pela síntese da corrente de compensação de referência usando a teoria da potência instantânea. Por fim, o controle

de corrente a partir da técnica P+Ressonante foi ilustrada o diagrama de blocos e a resposta temporal do erro de corrente sendo zerada, significando o rastreamento da corrente de compensação de referência.

No capítulo 4 a análise do controle de corrente será novamente abordada com outros gráficos ilustrando o rastreamento da corrente de compensação de referência. Além disso, serão apresentados resultados de simulação do filtro ativo *shunt* utilizando topologia CMM contemplando desde o controle da tensão dos capacitores, passando pela análise e resultados das potências de compensação do filtro e potências compensadas da fonte e finalizando com a análise detalhada da corrente compensada da fonte. Para simular e analisar o conversor como filtro ativo *shunt*, utilizou-se o ambiente PSCAD/EMTDC.

Capítulo 4

Resultados de simulação

Este capítulo apresenta os resultados de simulação do filtro ativo *shunt* utilizando topologia CMM. Para simular e analisar o conversor como filtro ativo *shunt*, usou-se o ambiente PSCAD/EMTDC. Todos os resultados obtidos e apresentados neste capítulo foram simulados neste ambiente.

4.1 Parâmetros do sistema simulado

A lógica do balanço das tensões dos capacitores e a técnica de modulação PD-PWM foram implementadas em linguagem C, dentro do ambiente de simulação PSCAD/EMTDC.

Para passo de integração, adotou-se 8 microsegundos, o qual mostrou-se adequado para a obtenção dos resultados. A figura 4.1 ilustra os parâmetros de simulação.

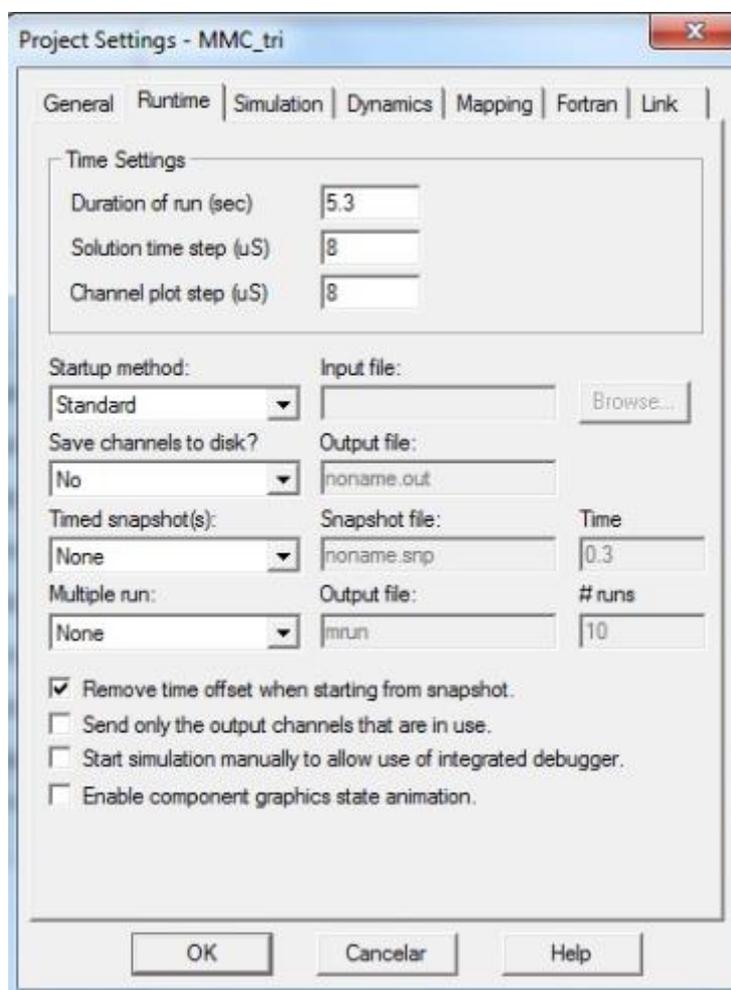


Figura 4.1: Parâmetros de simulação no ambiente PSCAD/EMTDC.

A figura 4.2 ilustra o circuito elétrico que representa o sistema simulado e a tabela 4.1 apresenta os parâmetros usados no sistema simulado.

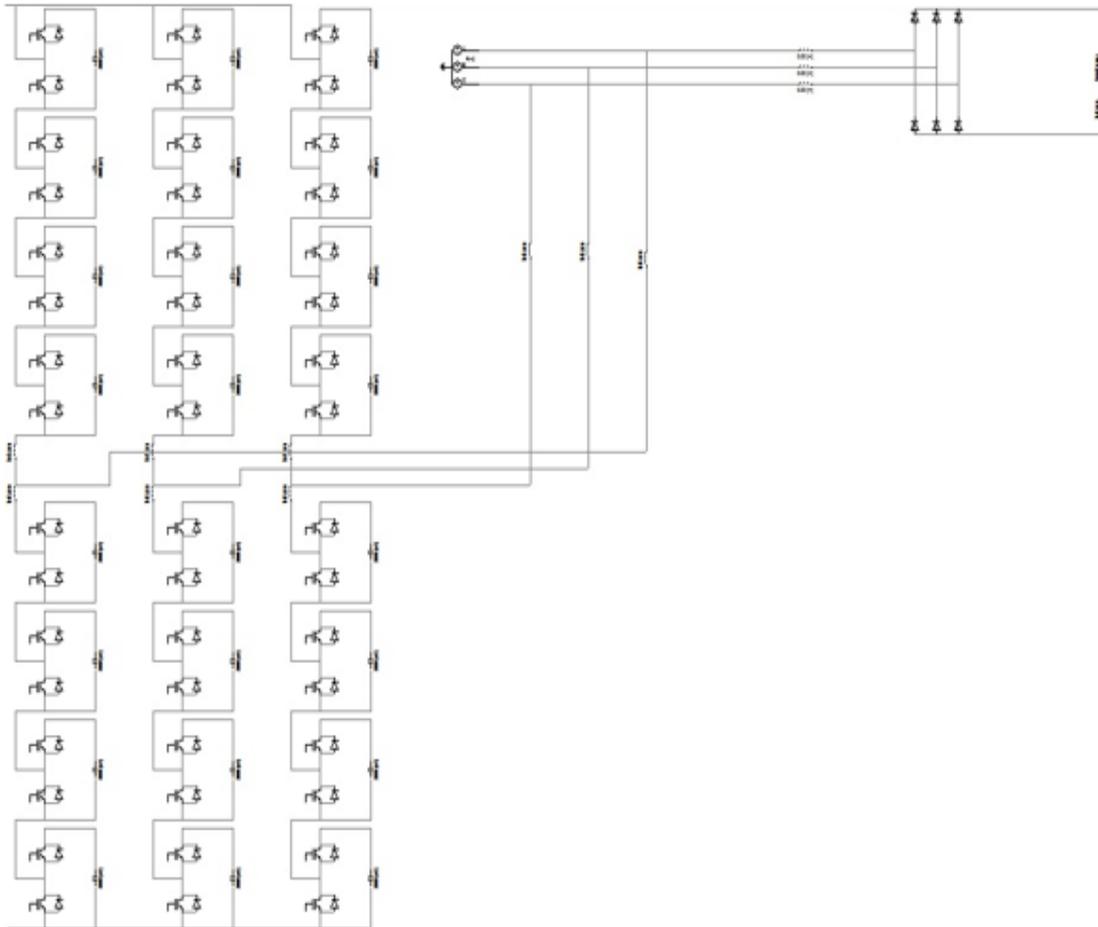


Figura 4.2: circuito elétrico do sistema simulado.

Parâmetros	Valor
Tensão de fase	2kV
Indutância da carga	50mH
Resistência da carga	100Ω
Indutância do braço do MMC	20mH
Capacitância de sub-módulo	3000μF
Frequência de comutação	4000Hz

Tabela 4.1: Parâmetros do sistema.

4.2 Parâmetros da rede e da carga

Utilizou-se para modelar a rede elétrica uma fonte de tensão trifásica gerando apenas componente fundamental de sequência positiva com os seguintes parâmetros: 2 kV, de pico, fase-neutro, 60 Hz conforme figura abaixo.

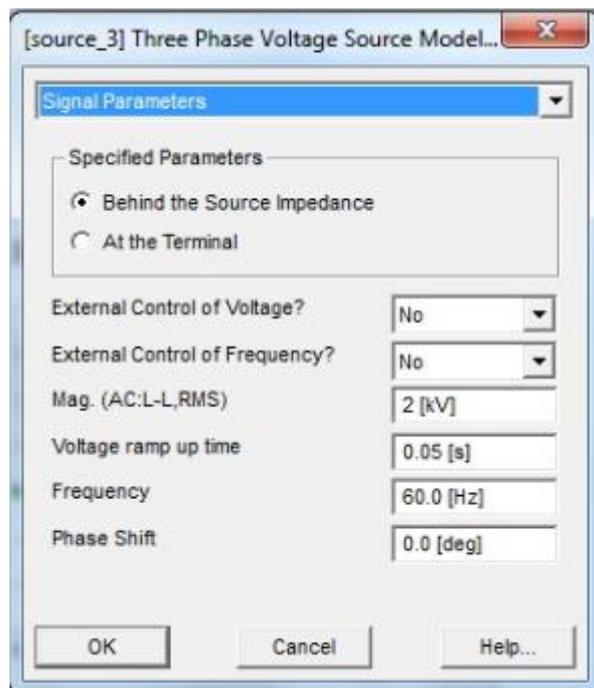


Figura 4.3: Parâmetros da rede elétrica.

Utilizou-se 2 kV de tensão de fase da rede pois para simulação usou-se 4 sub-módulos de 1,5 kV, totalizando 6 kV, com isso a tensão de fase da rede deveria ser menor que 6 kV, o valor escolhido foi 2 kV.

Em redes reais de média tensão, como 13,8 kV, o número de sub-módulos do CMM deve ser aumentado.

Ao longo deste capítulo será explicada a escolha da tensão nominal de 1,5 kV dos sub-módulos.

Utilizou-se como carga um retificador a diodo com $100\ \Omega$ e $50\ \text{mH}$.

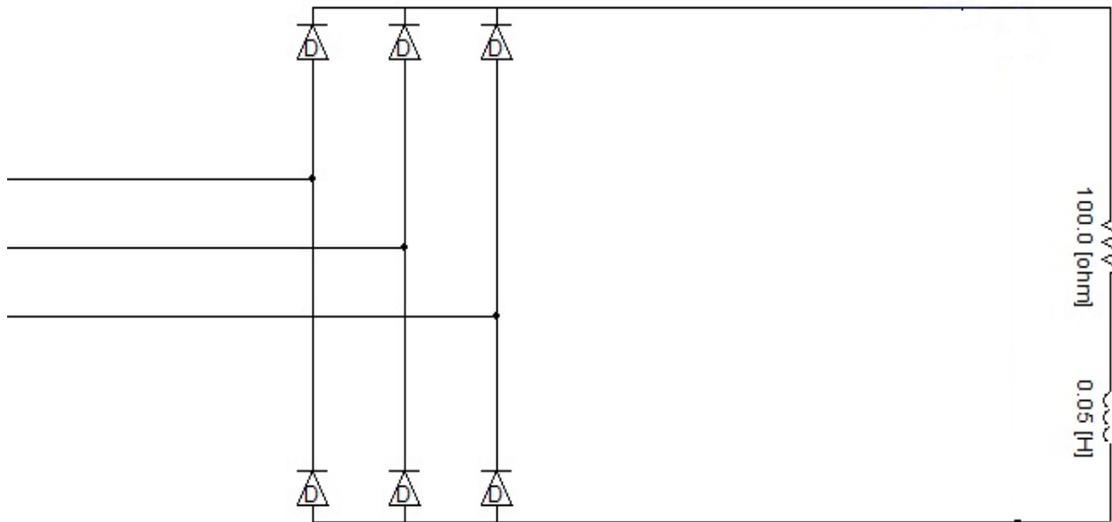


Figura 4.4: Circuito elétrico do retificador a diodo.

A corrente do lado CA da carga possui $26\ \text{A}$ de pico conforme a figura 4.5. Seu conteúdo harmônico é formado, principalmente pela componente fundamental, quinto e sétimo harmônicos. A figura 4.6 ilustra o conteúdo harmônico da corrente no lado CA da carga. Os valores de saída do gráfico são valores RMS de corrente em kA.

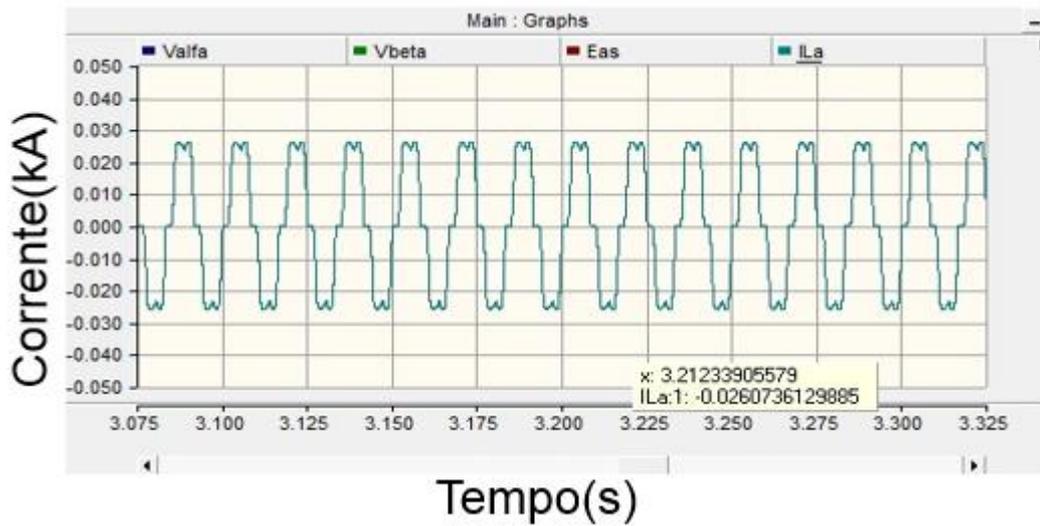


Figura 4.5: Forma de onda da corrente da carga com $R=100 \Omega$.

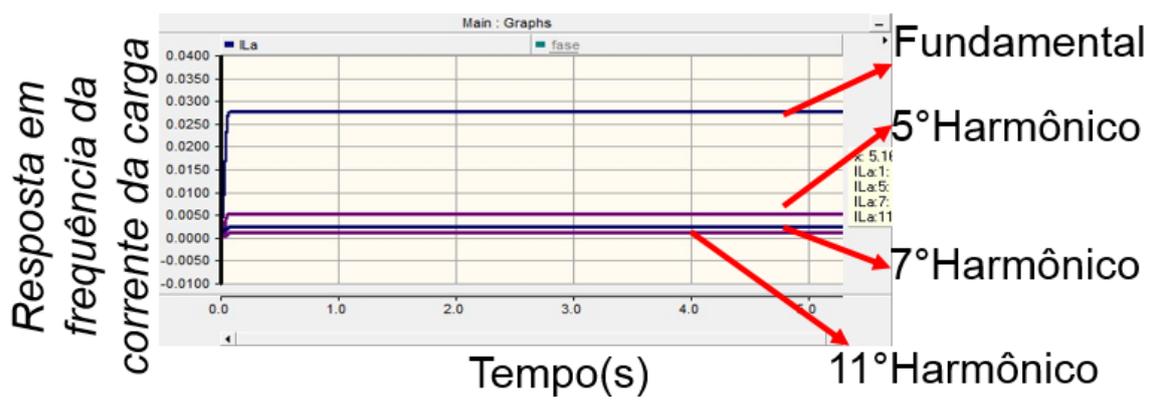


Figura 4.6: THD da corrente da carga com $R=100 \Omega$.

No lado CC da carga, o valor de tensão é de 2500 V com *ripple* menor que 10 %. A corrente possui valor constante de 25 A com *ripple* de 4 %, conforme figuras 4.7 e 4.8.

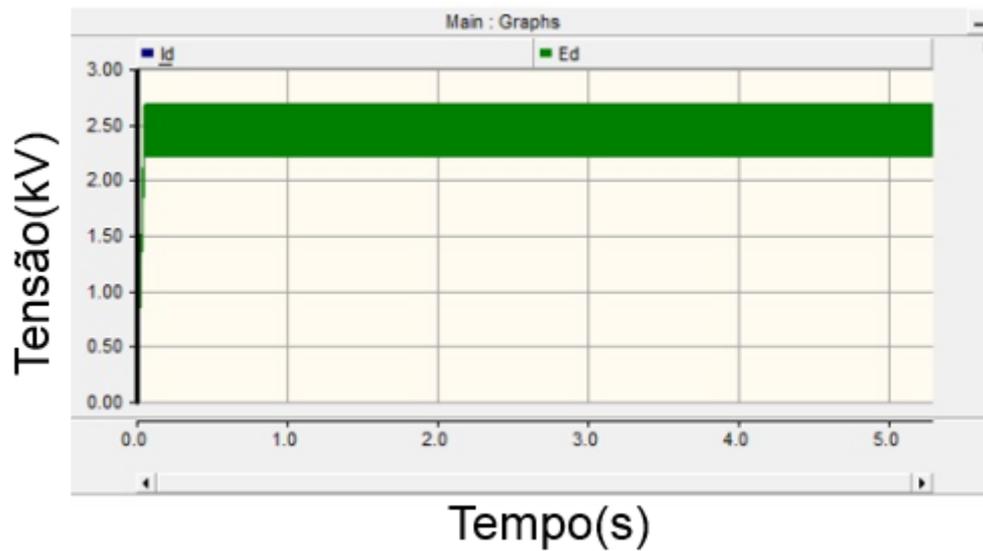


Figura 4.7: Tensão do lado CC da carga com $R=100 \Omega$.

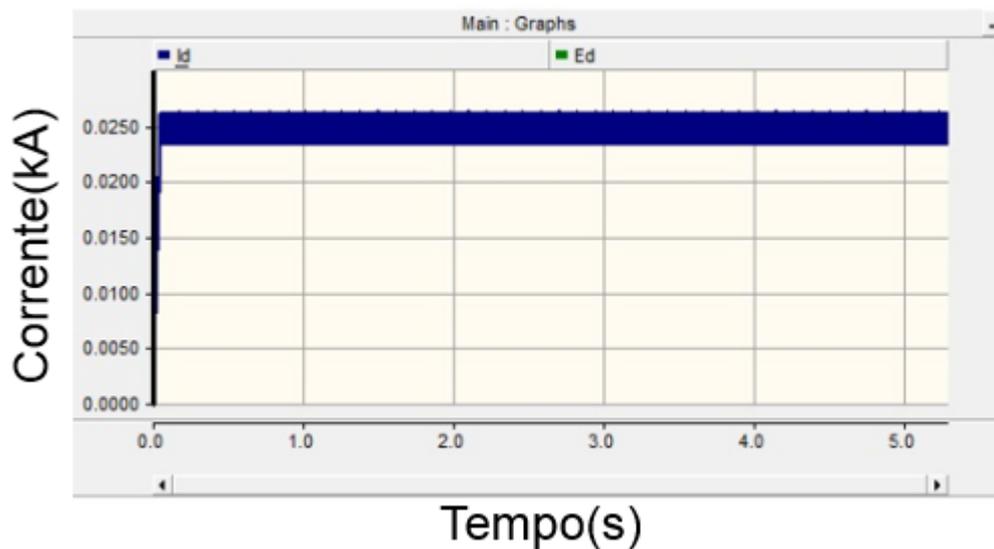


Figura 4.8: Corrente do lado CC da carga com $R=100 \Omega$.

Adotando-se os critérios citados na seção 2.6, utilizou-se 20 mH para se modelar a indutância entre a rede e o CMM e 20 mH para indutância dos braços do CMM.

Para se determinar a capacitância dos capacitores dos sub-módulos do CMM foi utilizado, também, o critério citado na seção 2.6, com ripple menor que 10%, chegando-se ao valor de 3000 μF .

4.3 Fase de pré-carga

Para realizar a fase de pré-carga dos capacitores foram utilizadas duas chaves, uma para cada braço, ilustradas nas figuras 4.9 e 4.10.

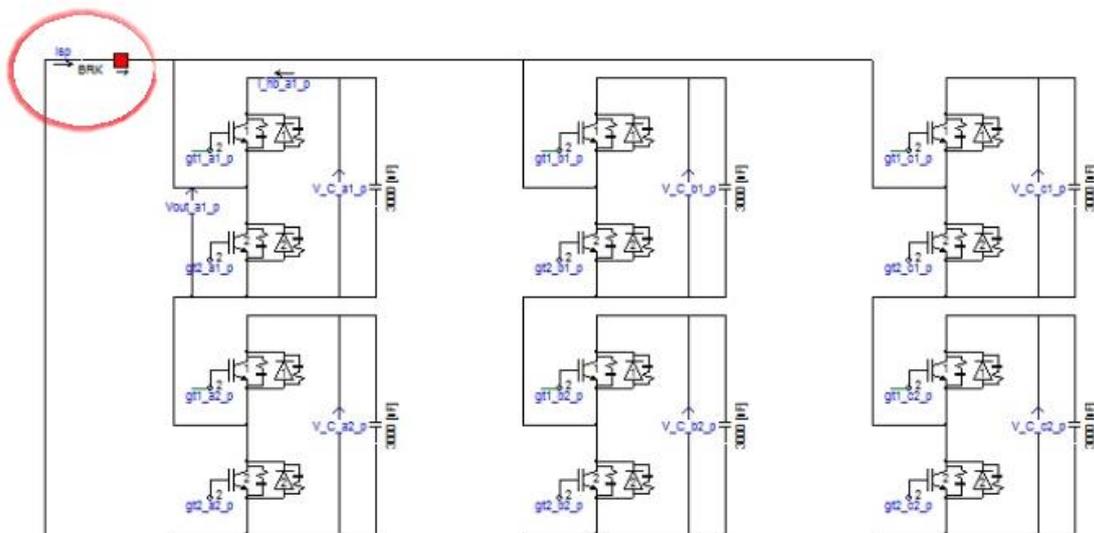


Figura 4.9: Chave ligada ao braço superior.

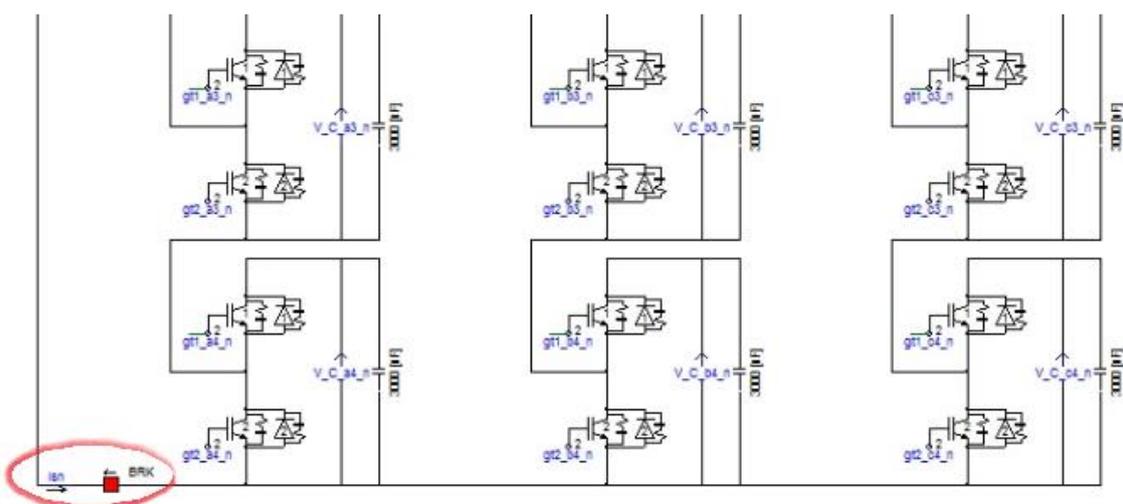


Figura 4.10: Chave ligada ao braço inferior.

Os capacitores estão inicialmente descarregados. Em $t = 1$ s, as chaves são abertas e os capacitores estão com seus valores nominais de 1500 V.

O tempo de assentamento da tensão dos capacitores é de 0.05 s e a sua oscilação é inferior a 10 %, conforme figura 4.11.

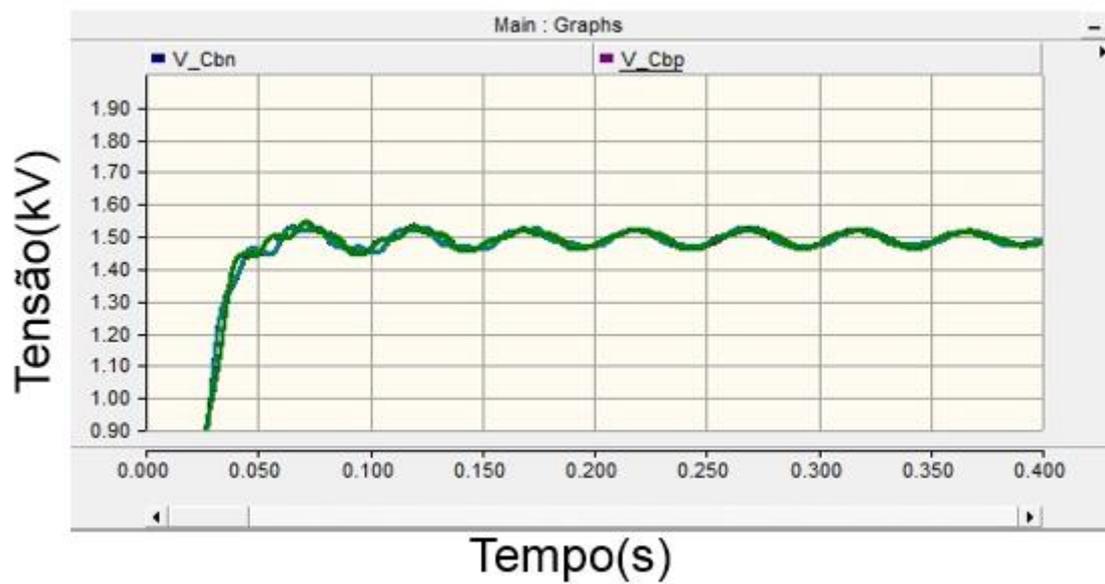


Figura 4.11: Forma de onda do carregamento dos capacitores da fase b.

4.4 Regulação da tensão CC dos capacitores do CMM

Na seção 4.2 foi discutida a síntese da corrente de referência a partir da potência de compensação. Esta potência foi obtida a partir da soma da parte de potência real instantânea oscilante com a potência instantânea real usada para manter o nível cc dos capacitores constante. A figura 3.2 ilustra a obtenção da potência instantânea real usada para este fim, "Preg".

Para obtenção de "Preg" foram utilizados os seguintes valores para o PI:

- $K_p = 0,1$
- $K_i = 100000$

A figura 4.12 ilustra a soma da tensão de todos os capacitores do conversor modular multinível. Nota-se que a soma de 36 kV está corretamente regulada. A tensão da soma da tensão dos capacitores de cada fase, também está regulada em 12 kV.

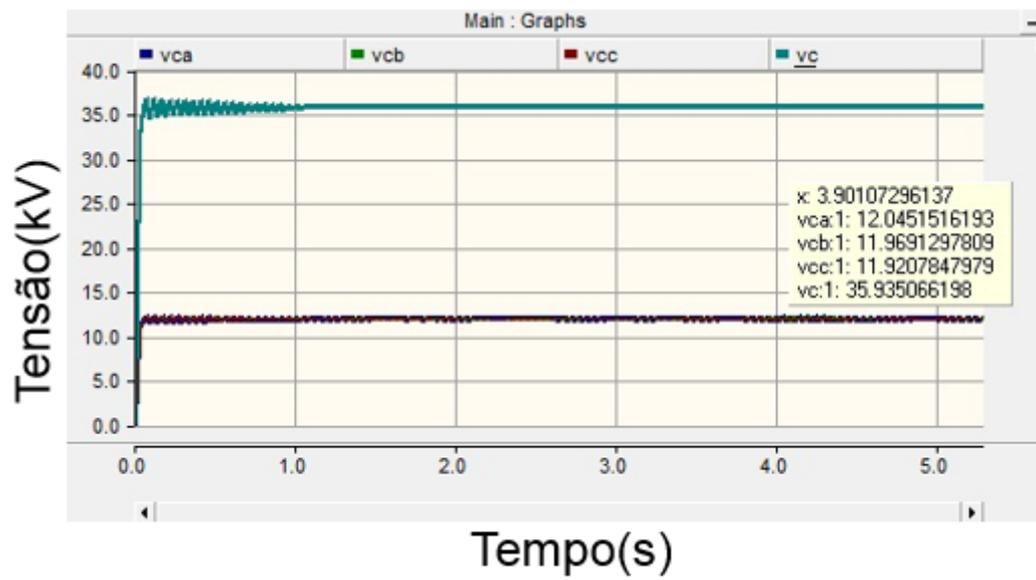


Figura 4.12: Formas de onda resultantes da regulação da tensão CC do CMM em regime permanente.

4.5 Formas de onda sobre os capacitores do CMM

As figuras 4.13, 4.14 e 4.15 ilustram as formas de onda de tensão sobre cada capacitor nas três fases do CMM.

Percebe-se que após o tempo de pré-carga, em regime permanente os valores de tensão sobre os capacitores permanecem constantes em 1,5 kV, que é o valor nominal da tensão sobre os capacitores.

Foi adotado 1,5 kV para valor nominal de tensão sobre os capacitores pois atualmente na indústria estão sendo utilizados IGBT's na faixa de 600 V até aproximadamente 4 kV de valor nominal, com isso foi adotado um valor dentro desta faixa nesta dissertação.

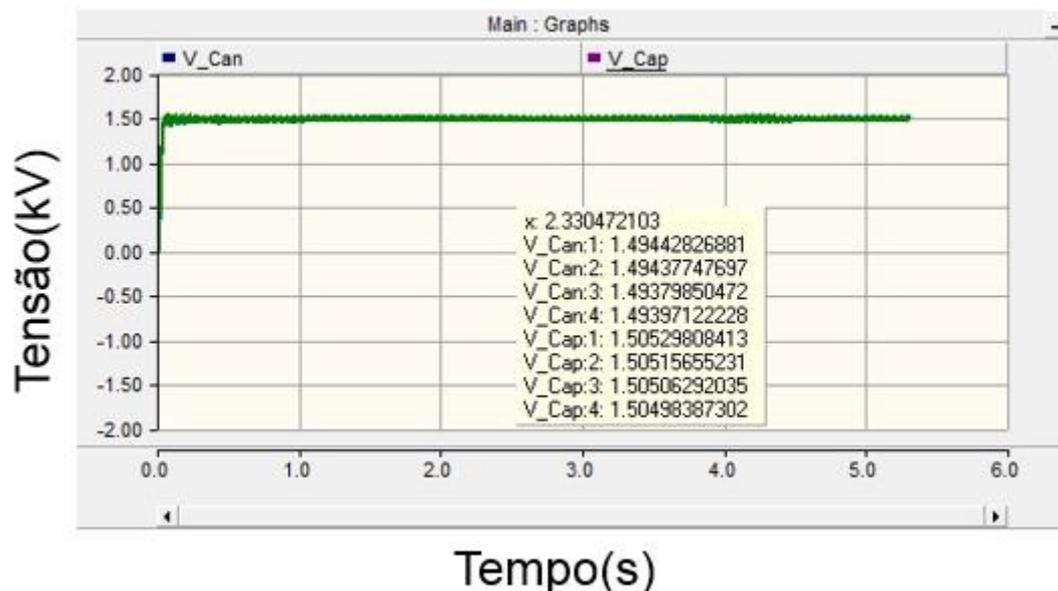


Figura 4.13: Forma de onda da tensão sobre os capacitores da fase a em regime permanente.

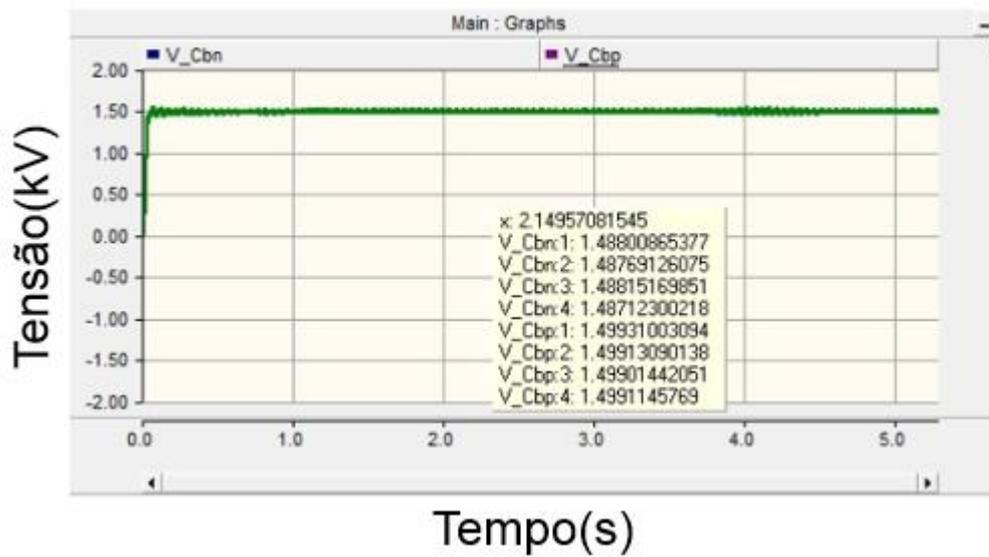


Figura 4.14: Forma de onda da tensão sobre os capacitores da fase b em regime permanente.

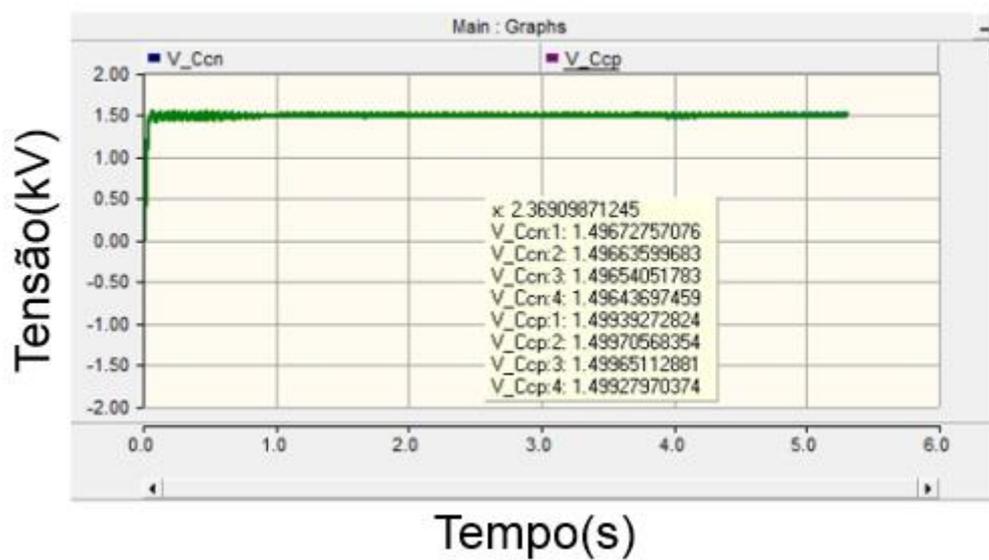


Figura 4.15: Forma de onda da tensão sobre os capacitores da fase c em regime permanente.

4.6 Resultados das potências de compensação do filtro e das potências compensadas da fonte

A figura 4.16 ilustra a potência real instantânea e a potência imaginária instantânea entregues à carga não linear.

O filtro ativo *shunt* é responsável pela compensação da potência imaginária instantânea e a parte oscilante da potência real instantânea fornecidas à carga. Com isso, a rede elétrica fornece apenas a parte constante da potência real instantânea para a carga.

A figura 4.17 ilustra a potência real instantânea e a potência imaginária instantânea fornecidas pela fonte quando a carga está sendo compensada pelo filtro ativo *shunt*. Percebe-se que a potência imaginária instantânea que a fonte fornece é aproximadamente zero e a potência real instantânea fornecida é aproximadamente constante.

Observação importante a citar é que a potência real instantânea fornecida pela fonte contém a parcela “Preg” citada na seção 4.3 para regular a tensão CC sobre os capacitores do CMM.

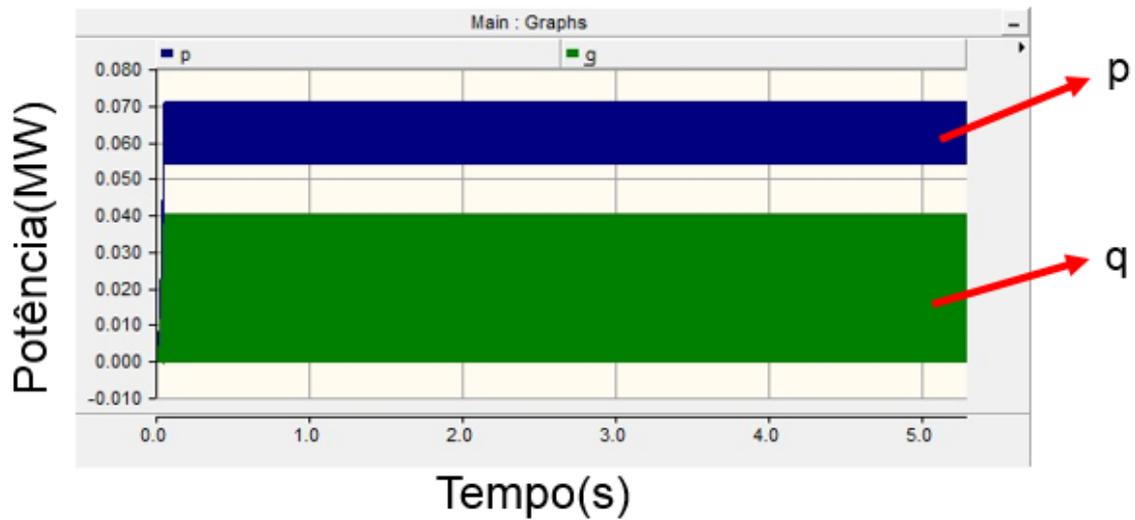


Figura 4.16: Potência imaginária instantânea e potência real instantânea fornecidas a carga com $R=100 \Omega$.

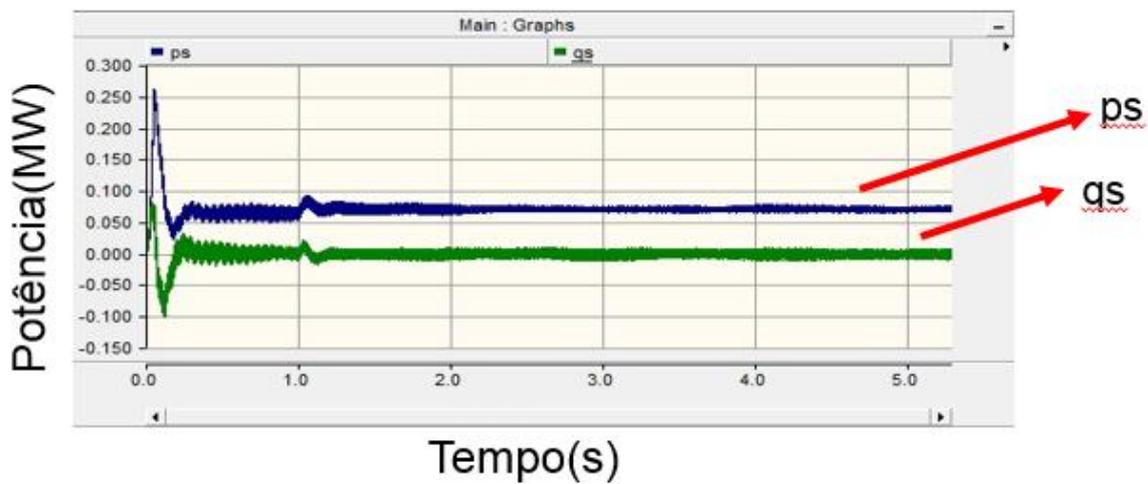


Figura 4.17: Potência imaginária instantânea e potência real instantânea drenadas da fonte, após conexão do filtro.

A figura 4.18 apresenta a variação da potência real instantânea ao longo do tempo fornecida pela rede elétrica quando a carga está sendo compensada pelo filtro ativo *shunt*.

A potência real instantânea fornecida pela rede elétrica varia em torno de 7 %.

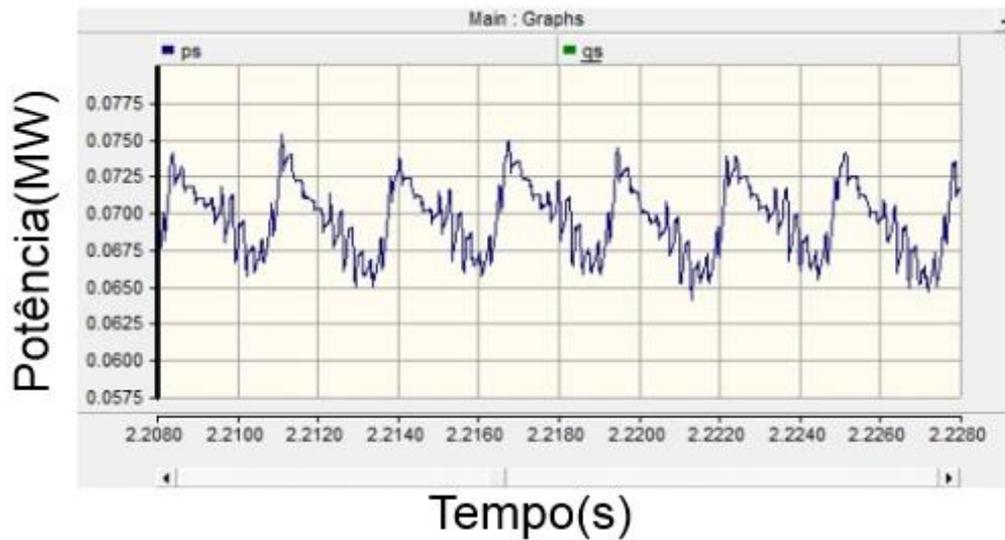


Figura 4.18: Variação da potência real instantânea drenada da fonte, após conexão do filtro.

A variação máxima da potência imaginária instantânea fornecida pela rede quando a carga é compensada pelo filtro ativo *shunt* está em torno de 5kvai, a mesma ordem de grandeza para a variação da potência real instantânea citada acima.

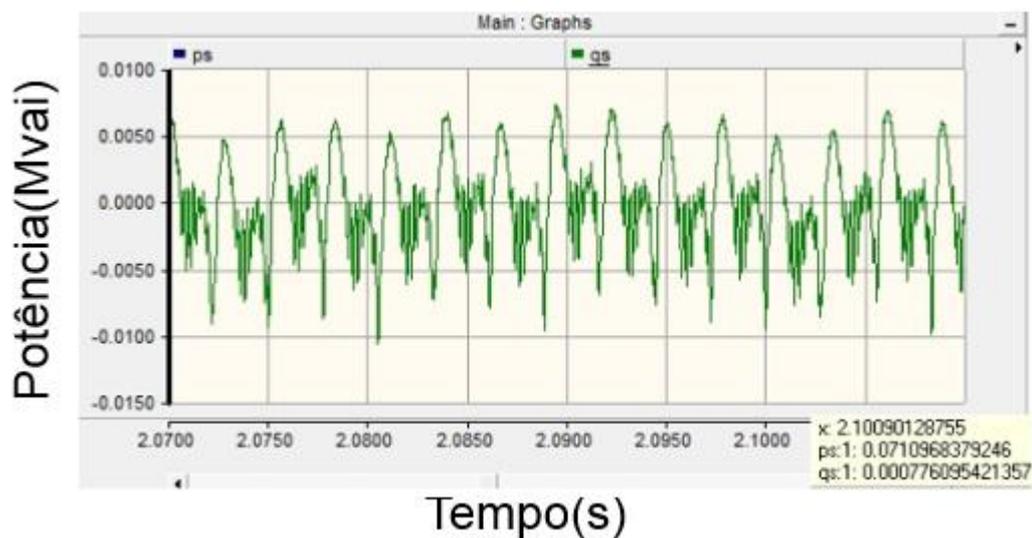


Figura 4.19: Variação da potência imaginária instantânea drenada da fonte, após conexão do filtro.

4.7 Resultados da síntese das correntes de referência e comparação entre corrente de referência e corrente medida para o controle de corrente P+Ressonante

A figura 4.20 ilustra a comparação da corrente de referência sintetizada no eixo $\alpha\beta$ e a corrente medida no CMM também no eixo $\alpha\beta$ para a realização do controle de corrente. Percebe-se que após o período de pré-carga a corrente de referência é rastreada rapidamente, em torno de 0,2 segundos.

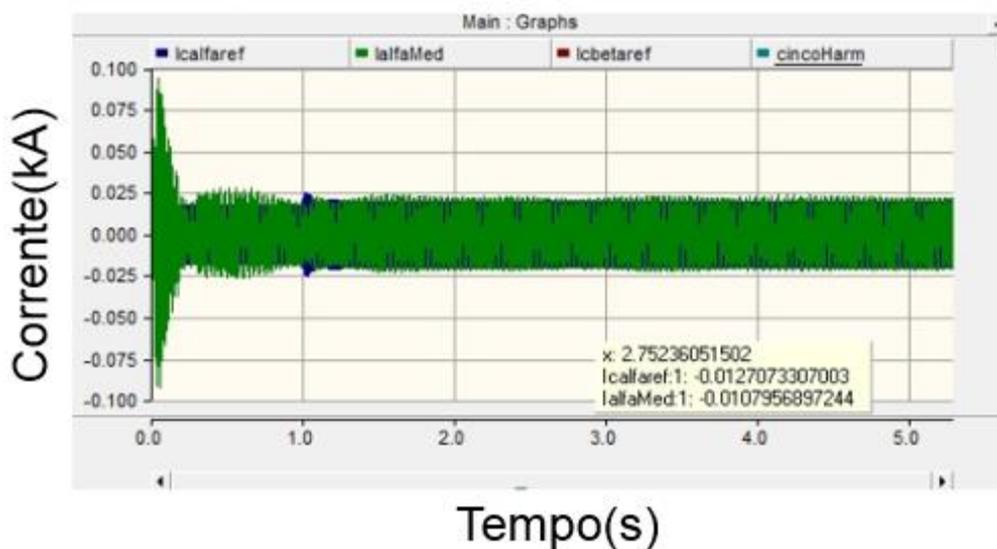


Figura 4.20: Correntes de referência e medida de compensação no eixo α .

A figura 4.21 ilustra a comparação entre a corrente de referência e a corrente medida com uma maior aproximação. Percebe-se que em regime permanente a corrente de referência é rastreada de maneira extremamente apropriada, demonstrando que o

controle de corrente P+Ressonante rastreando as componentes fundamental, quinto e sétimo harmônicos é suficiente para o rastreamento da corrente de referência de maneira adequada.

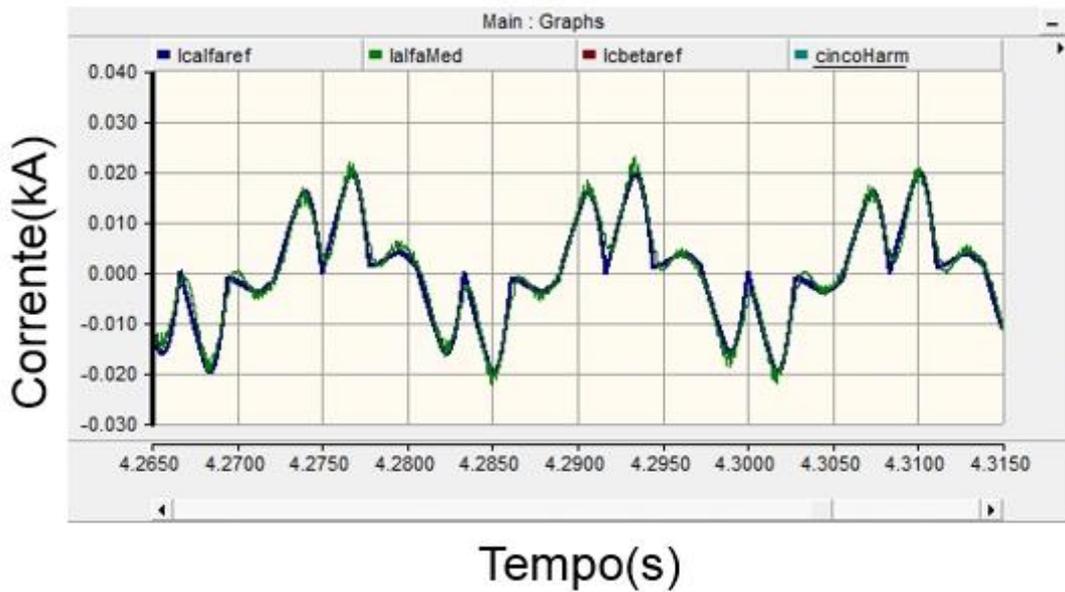


Figura 4.21: Zoom das correntes de referência e medida de compensação no eixo α

As figuras 4.22 e 4.23 ilustram os valores RMS das componentes fundamental, quinto e sétimo harmônicos da corrente de referência e da corrente medida, respectivamente, no eixo α .

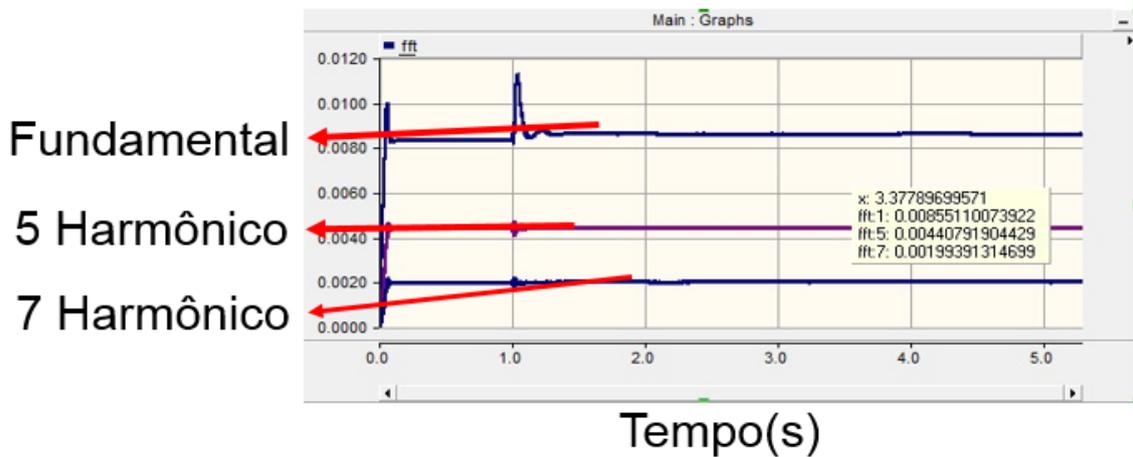


Figura 4.22: FFT da corrente de referência de compensação no eixo α .

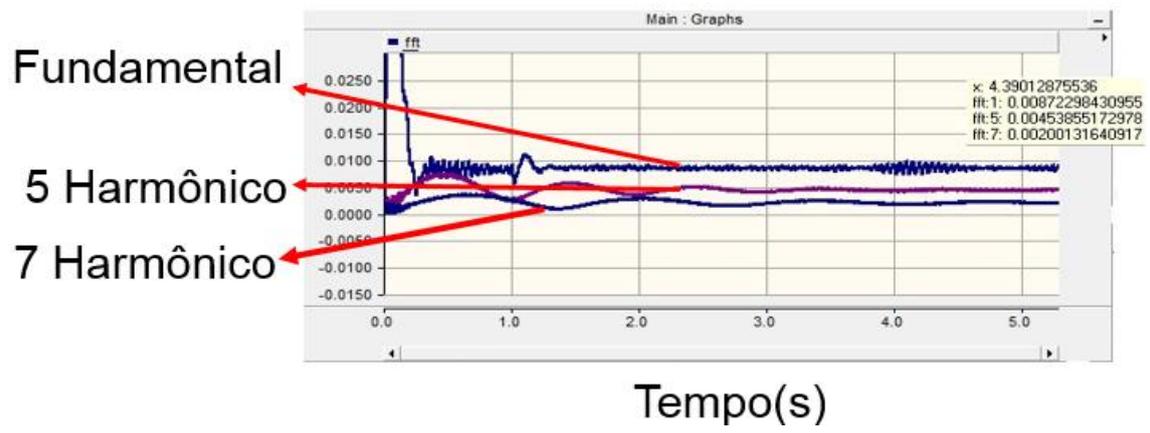


Figura 4.23: FFT da corrente medida de compensação no eixo α .

4.8 Formas de onda da corrente compensada da fonte

A forma de onda da corrente da fase a da fonte é ilustrada na figura 4.24. Percebe-se que a corrente tem a forma próxima a uma senóide. Os ruído que existe é devido a componentes de ordem mais altas não compensados pelo controle de corrente.

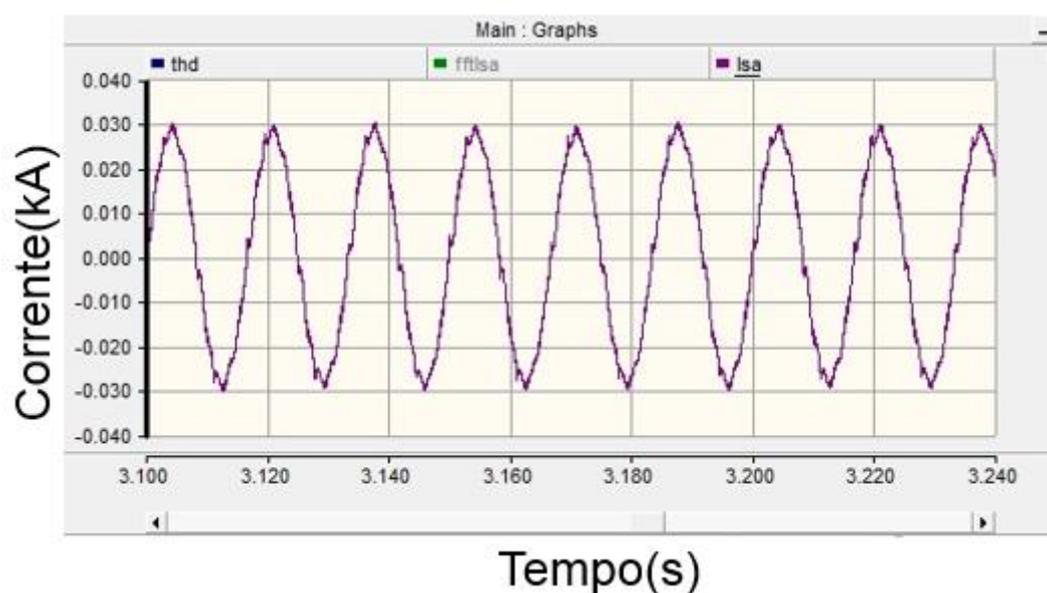


Figura 4.24: Forma de onda da corrente da fase a da fonte após compensação.

A figura 4.25 ilustra o thd da corrente da fonte. O thd está abaixo de 5 %, em conformidade com a recomendação da IEEE 519-1992.

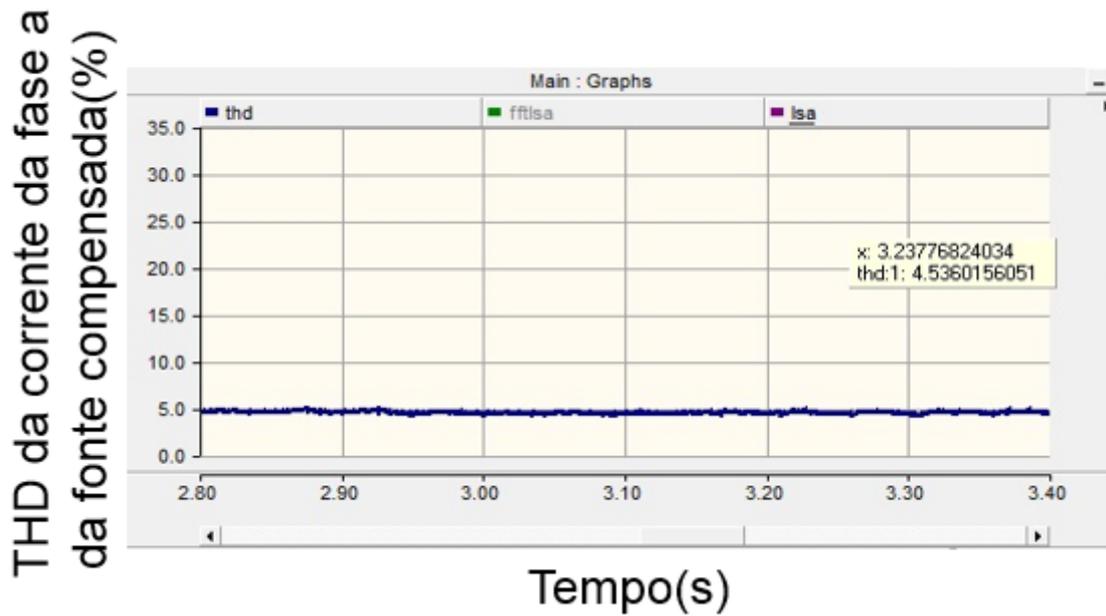


Figura 4.25: THD da corrente da fase a da fonte compensada.

A figura 4.26 ilustra os valores RMS das componentes fundamental e dos segundo ao décimo-quinto harmônicos da corrente da fase a da fonte compensada. Pode-se observar que a corrente foi corretamente compensada, possuindo, aproximadamente, apenas a componente fundamental.

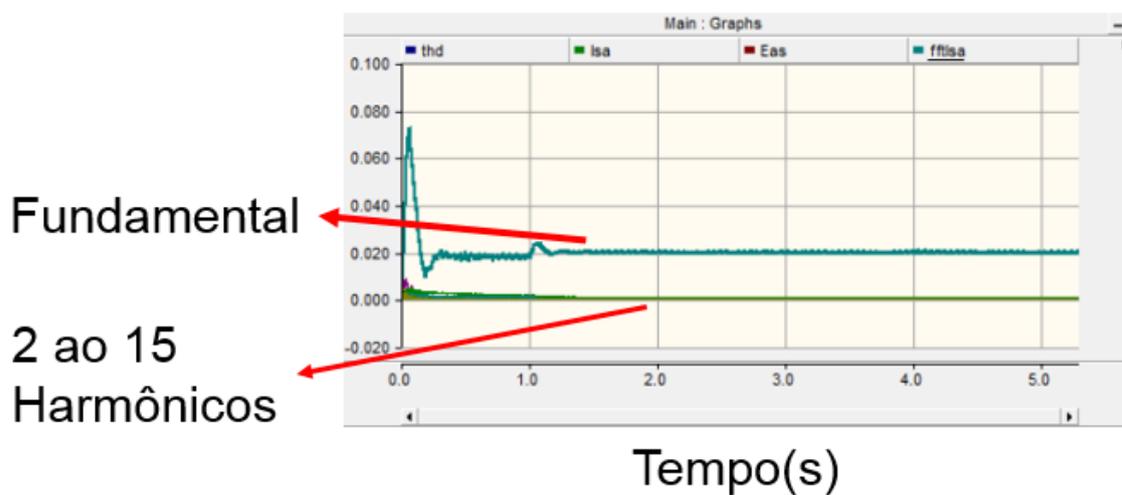


Figura 4.26: FFT da corrente da fase a da fonte compensada.

A correção do fator de potência da carga é apresentada pela figura 4.27. Percebe-se que o fator de potência da carga é corrigido, quer dizer, do ponto de vista da fonte a carga é puramente resistiva. Na figura 4.27 utilizou-se como fator de escala da tensão da fase a da fonte o valor de 0,1.

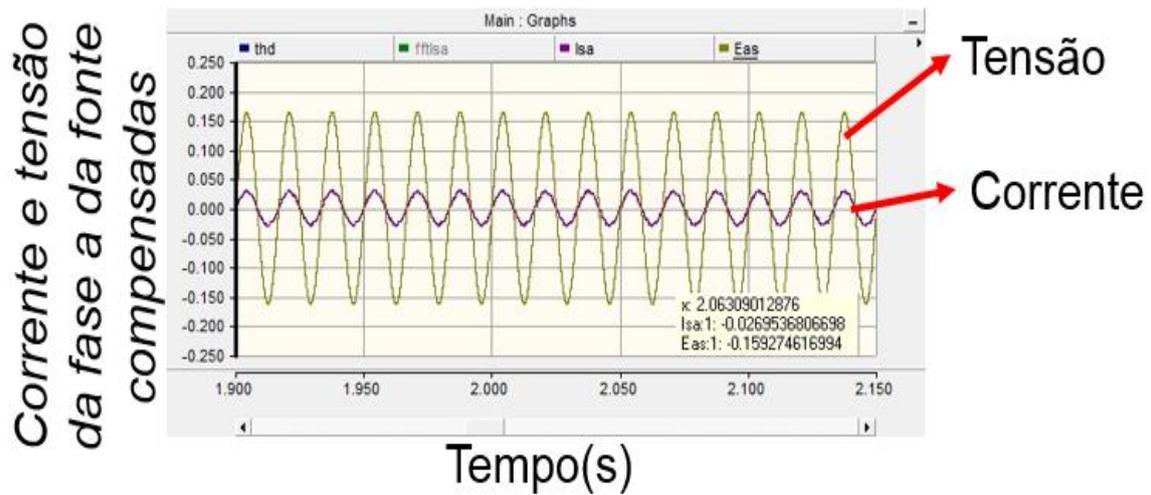


Figura 4.27: Corrente e tensão da fase a da fonte compensadas.

4.9 Variação do resistor da carga

Neste tópico foram feitas variações no resistor da carga para analisar o comportamento do filtro ativo shunt, no que tange à correção do fator de potência da carga, sem deixar de analisar a compensação dos harmônicos da corrente da fonte. Todos os demais parâmetros do circuito simulado permaneceram os mesmos.

A figura 4.28 ilustra a corrente no lado CA da carga. A carga foi alterada para 50 Ω e 50 mH.

Seu conteúdo harmônico é formado, principalmente, pela componente fundamental, quinto e sétimo harmônicos. A figura 4.29 ilustra o conteúdo harmônico da corrente no lado CA da carga. Os valores de saída do gráfico são valores RMS de corrente em kA.

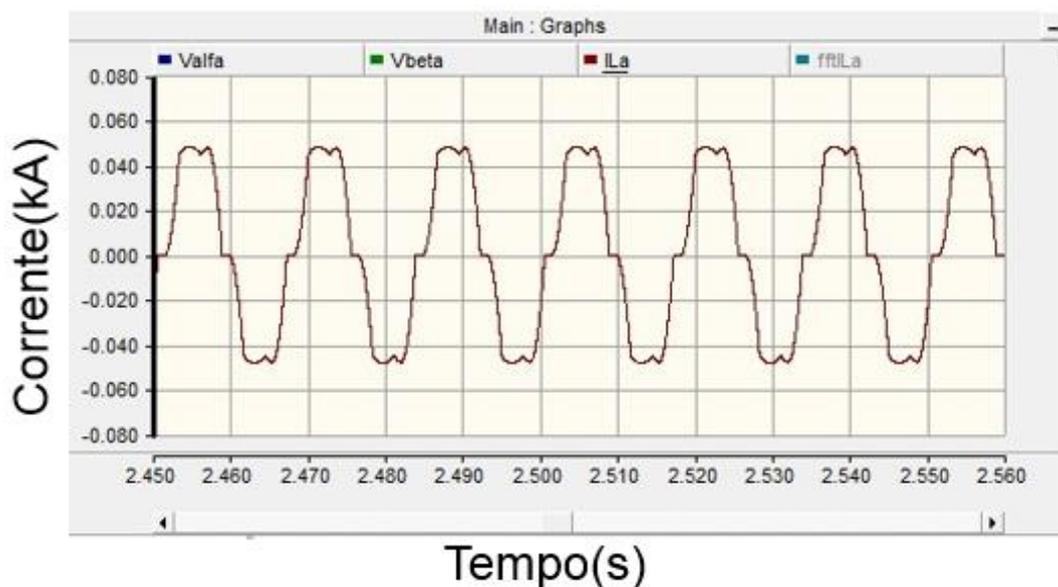


Figura 4.28: Forma de onda da corrente da carga com $R=50 \Omega$.

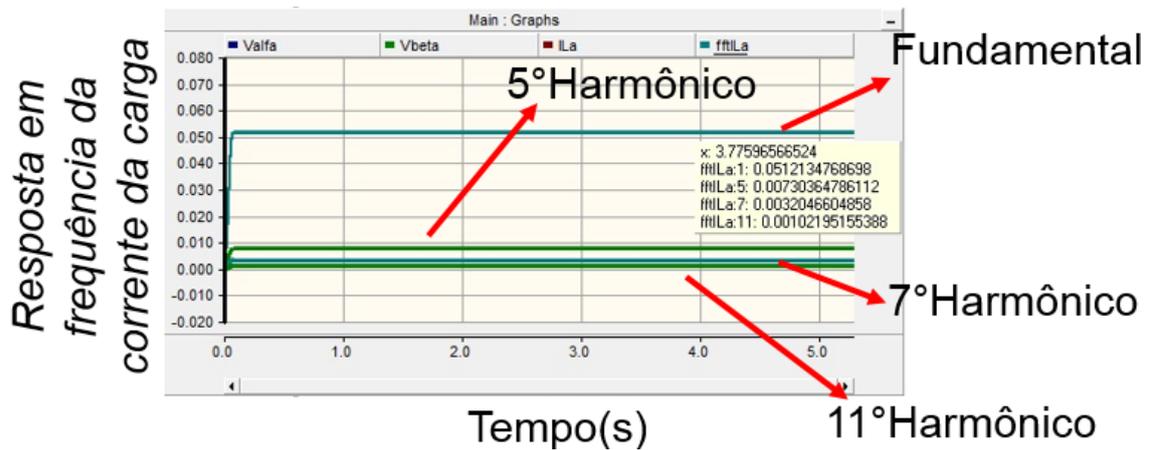


Figura 4.29: THD da corrente da carga com $R=50 \Omega$.

Ao término da simulação com a nova carga, a forma de onda da corrente da fase a da fonte está ilustrada na figura 4.30. Percebe-se que a corrente tem a forma próxima a uma senóide. O ruído que existe é devido a componentes de ordem mais altas não compensadas pelo controle de corrente.

As tensões sobre os capacitores foram controladas corretamente, a síntese da corrente de referência e o controle de corrente funcionaram, também, corretamente.

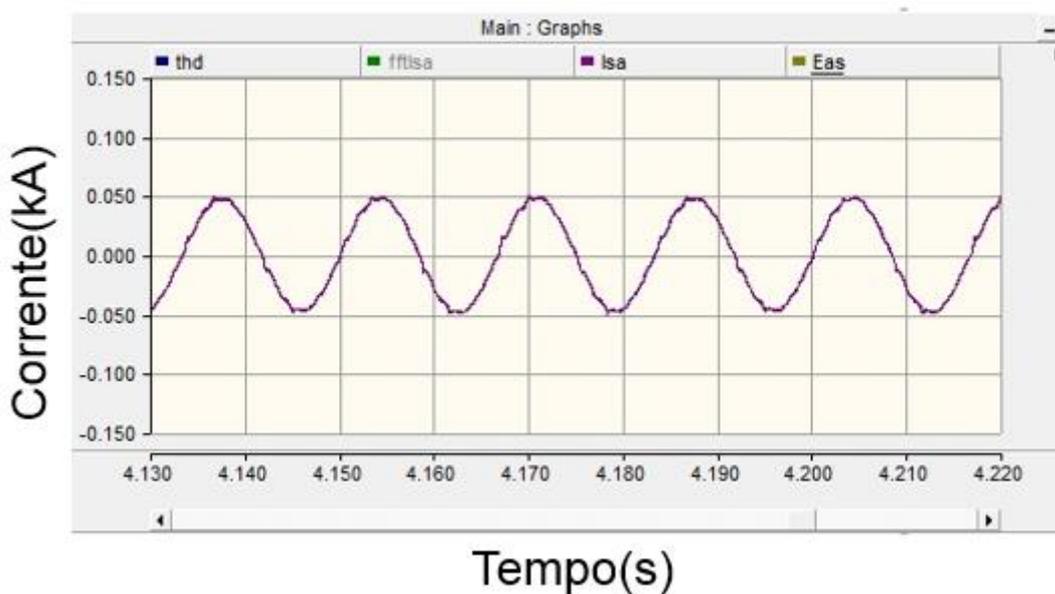


Figura 4.30: Forma de onda da corrente da fase a da fonte após compensação.

A figura 4.31 ilustra o thd da corrente da fonte. O thd está abaixo de 5 %, em conformidade com a recomendação da IEEE 519-1992.

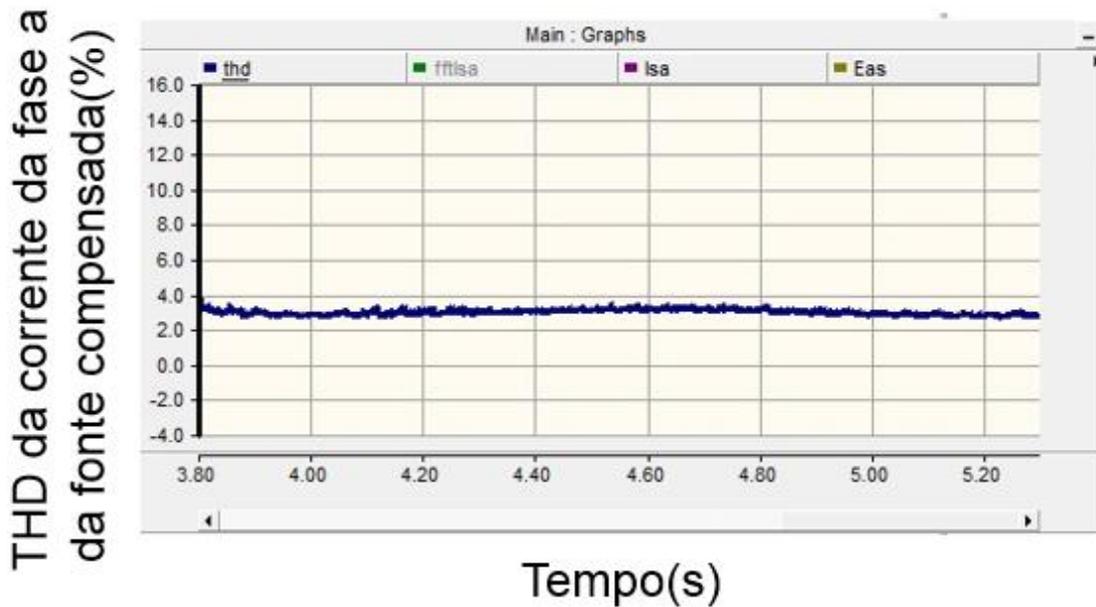


Figura 4.31: THD da corrente da fase a da fonte compensada.

A figuras 4.32 ilustra os valores RMS das componentes fundamental e do segundo ao décimo-quinco harmônicos da corrente da fase a da fonte compensada. Pode-se observar que a corrente foi corretamente compensada, possuindo, aproximadamente, apenas a componente fundamental.

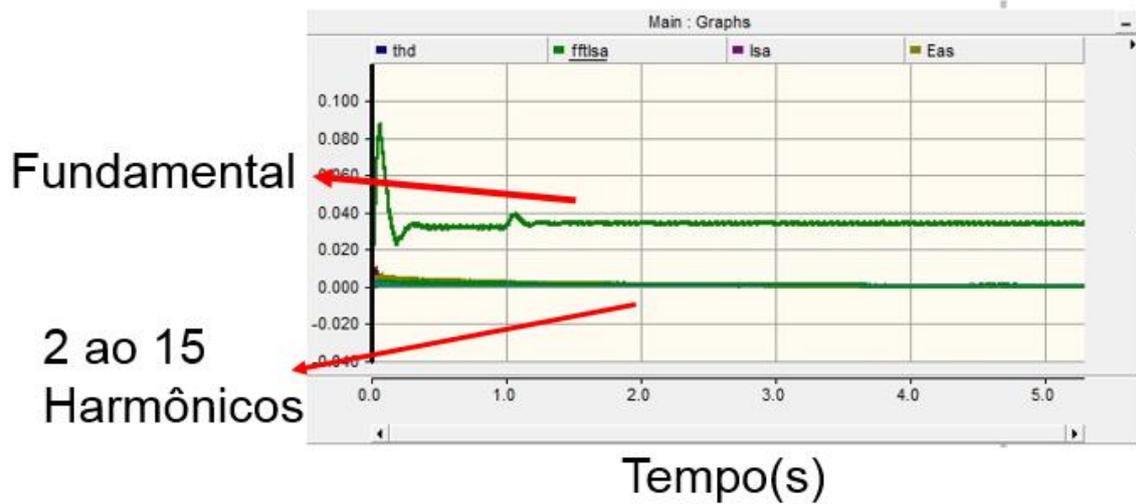


Figura 4.32: FFT da corrente da fase a da fonte compensada.

A correção do fator de potência da carga é apresentada pela figura 4.33. Percebe-se que o fator de potência da carga é corrigido, quer dizer, do ponto de vista da fonte a carga é puramente resistiva. Na figura 4.33 utilizou-se como fator de escala da tensão da fase a da fonte o valor de 0,1.

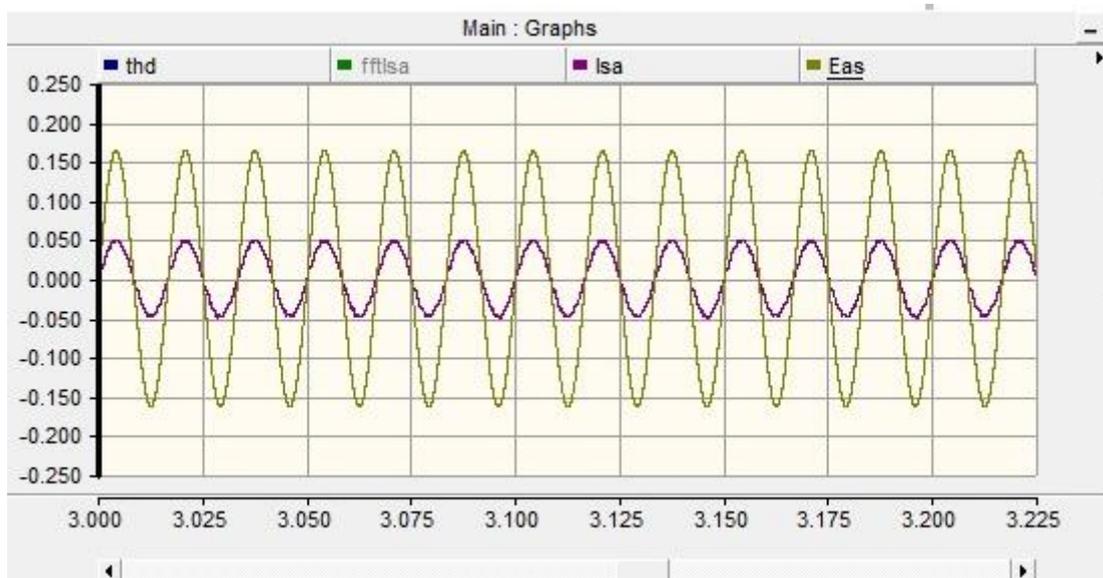


Figura 4.33: Corrente e tensão da fase a da fonte compensadas.

A figura 4.34 ilustra a corrente no lado CA da carga. Neste caso, a carga foi alterada para $20\ \Omega$ e $50\ \text{mH}$.

Como nos casos anteriores, seu conteúdo harmônico é formado, principalmente, pela componente fundamental, quinto e sétimo harmônicos. A figura 4.35 ilustra o conteúdo harmônico da corrente no lado CA da carga. Os valores de saída do gráfico são valores RMS de corrente em kA.

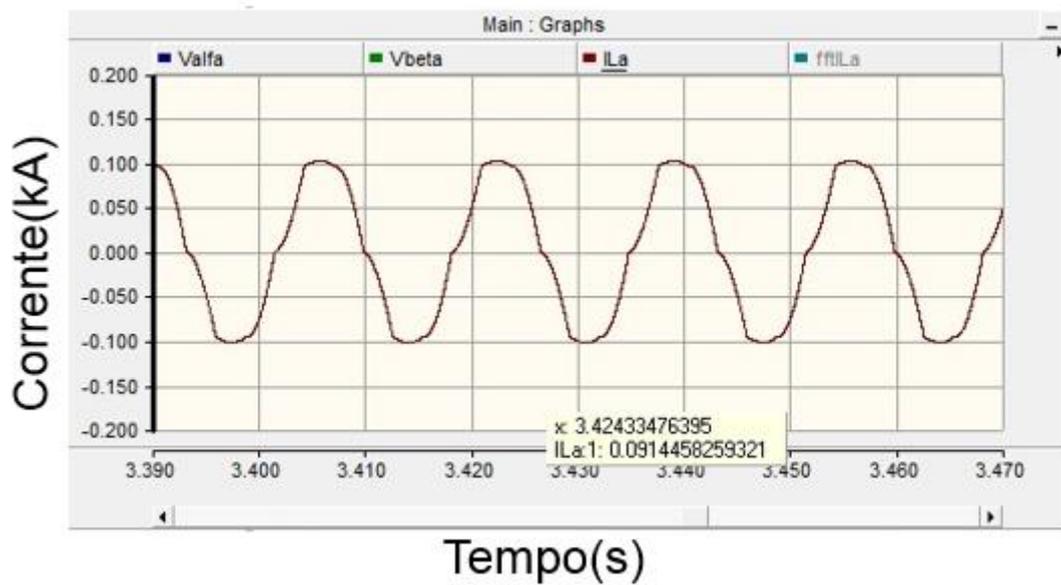


Figura 4.34: Forma de onda da corrente da carga com $R=20\ \Omega$.

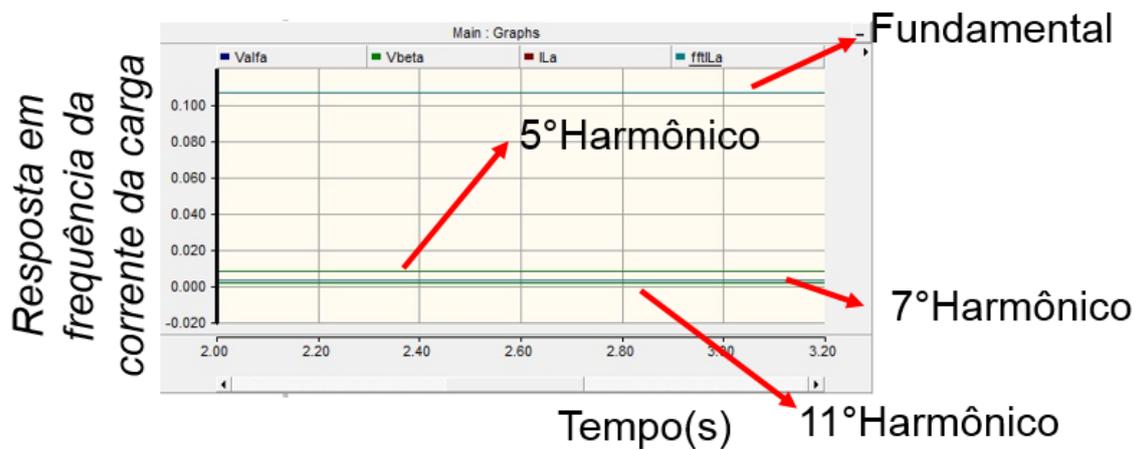


Figura 4.35: THD da corrente da carga com $R=20\ \Omega$.

Ao término da simulação com a carga com resistor igual a 20Ω , a forma de onda da corrente da fase a da fonte está ilustrada na figura 4.36. Percebe-se que a corrente tem a forma próxima a uma senóide. O ruído que existe é devido a componentes de ordem mais altas não compensadas pelo controle de corrente.

As tensões sobre os capacitores foram controladas corretamente, a síntese da corrente de referência e o controle de corrente funcionaram, também, corretamente.

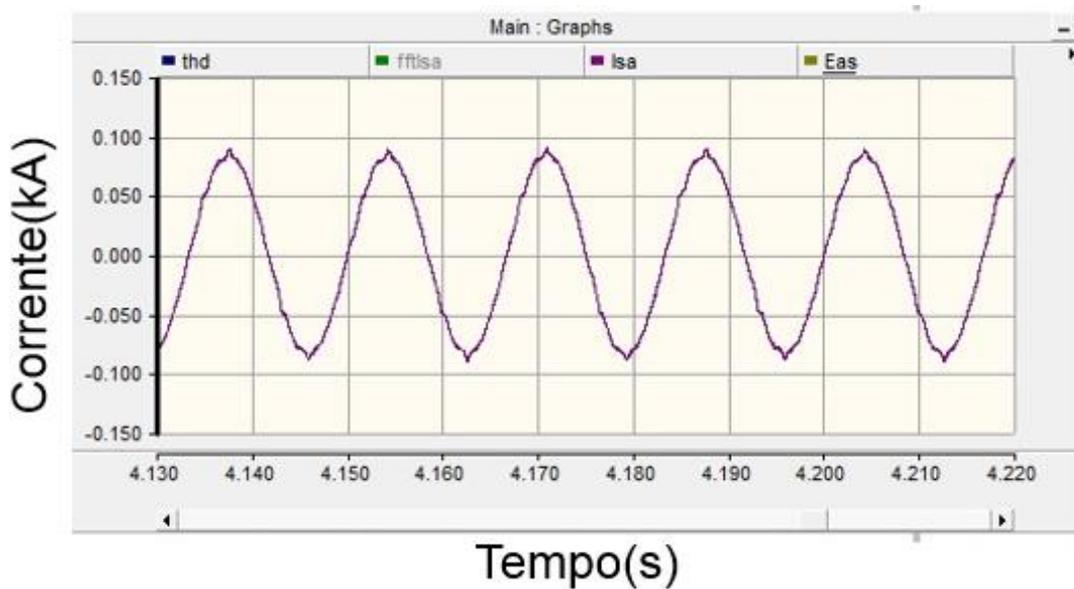


Figura 4.36: Forma de onda da corrente da fase a da fonte após compensação.

A figura 4.37 ilustra o thd da corrente da fonte. O thd está abaixo de 5 %, em conformidade com a recomendação da IEEE 519-1992.

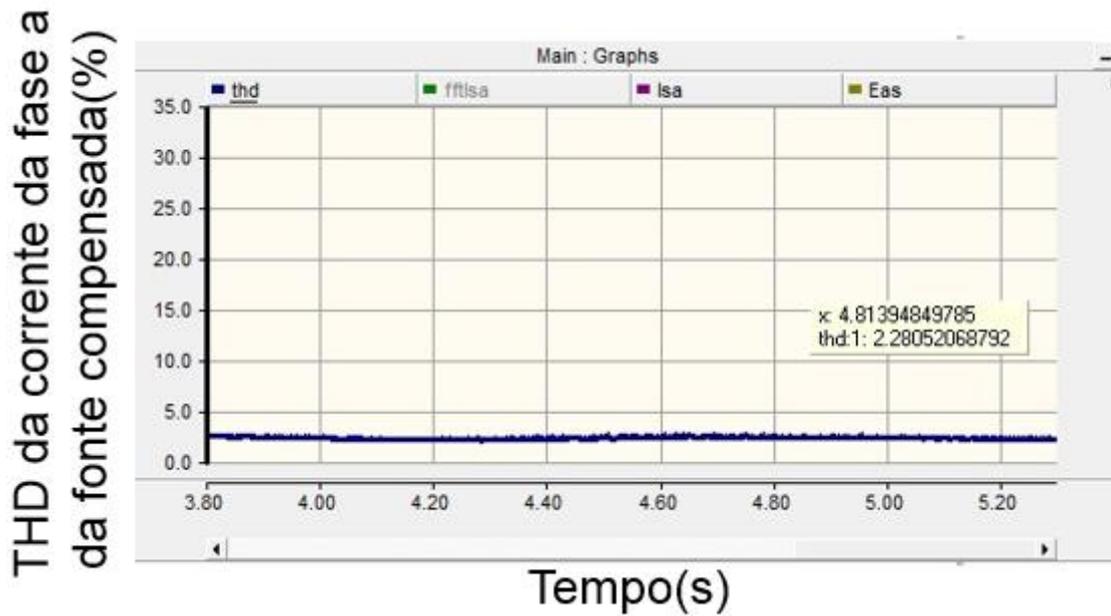


Figura 4.37: THD da corrente da fase a da fonte compensada.

A figuras 4.38 ilustra os valores RMS das componentes fundamental e do segundo ao décimo-quinto harmônicos da corrente da fase a da fonte compensada. Pode-se observar que a corrente foi corretamente compensada, possuindo, aproximadamente, apenas a componente fundamental.

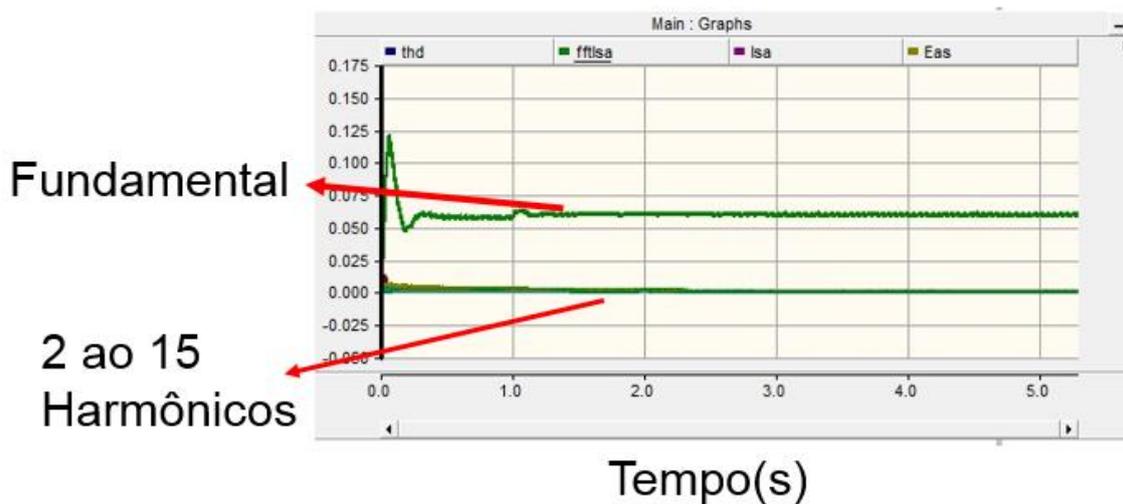


Figura 4.38: FFT da corrente da fase a da fonte compensada

A correção do fator de potência da carga é apresentada pela figura 4.39. Apesar da diminuição do fator de potência da carga, percebe-se que o mesmo é corrigido, quer dizer, do ponto de vista da fonte a carga é puramente resistiva. Na figura 4.39 utilizou-se como fator de escala da tensão da fase a da fonte o valor de 0,1.

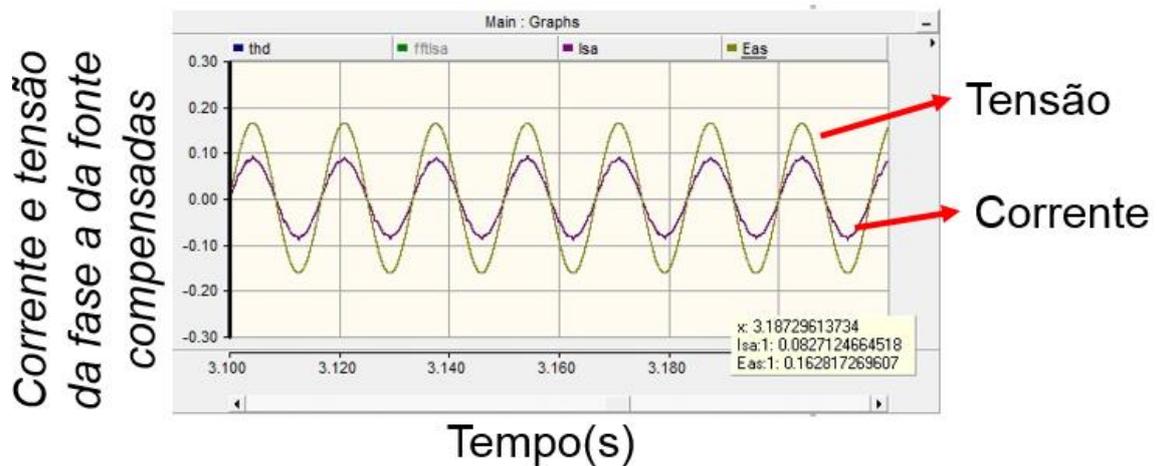


Figura 4.39: Corrente e tensão da fase a da fonte compensadas.

Capítulo 5

Conclusão e trabalhos Futuros

Este capítulo tem por objetivo apresentar as conclusões da dissertação e sugestões para trabalhos futuros utilizando o conversor modular multinível como filtro ativo shunt.

5.1 Conclusão

A qualidade e o uso eficiente da energia elétrica são fatores importantes em engenharia elétrica. Sendo assim, torna-se necessário garantir o fornecimento e o consumo de energia elétrica dentro de limites aceitáveis de qualidade. Esses limites são determinados pelas normas vigentes no sistema elétrico brasileiro. O filtro ativo shunt utilizando topologia modular multinível é um dos equipamentos concebidos para a garantia da qualidade de energia elétrica em um sistema elétrico.

O filtro ativo shunt utilizando topologia modular multinível foi analisado e simulado na presente dissertação. O estudo contemplou o circuito de potência do filtro ativo shunt e a estratégia de controle de corrente.

O estudo do circuito de potência abrangeu a técnica de modulação PD-PWM e o balanço das tensões nos capacitores do conversor. A análise da estratégia de controle de corrente contemplou a síntese de correntes de referência a partir da teoria da potência instantânea e a técnica de controle P+Ressonante.

Para a realização da simulação no ambiente PSCAD/EMTDC foi implementado um conversor modular multinível trifásico com oito sub-módulos por fase atuando como filtro ativo shunt.

A corrente de compensação de referência no eixo $\alpha\beta$ foi sintetizada corretamente a partir da teoria de potência instantânea.

O controle de corrente utilizando controlador P+Ressonante mostrou-se eficiente, rastreamento das componentes fundamental, quinto e sétimo harmônicos da corrente de referência.

O algoritmo implementado para realizar a modulação PD-PWM e balanço da tensão dos capacitores de cada sub-módulo respondeu satisfatoriamente, assim como o regulador de tensão dos capacitores dos sub-módulos do CMM.

Os resultados ilustrados no capítulo 4 mostraram-se dentro do esperado. As tensões sobre os capacitores dos sub-módulos estavam reguladas, a corrente de compensação foi sintetizada de forma satisfatória, as potências de compensação e compensadas responderam corretamente.

Por fim o filtro ativo shunt utilizando topologia modular multinível eliminou o conteúdo harmônico presente na corrente drenada da rede dentro dos limites das normas vigentes e corrigiu de maneira eficiente o fator de potência da carga.

O CMM mostrou-se uma opção interessante para aplicações em médias tensões, como os sistemas de distribuição de energia elétrica e uma possibilidade interessante em aplicações com filtro ativo shunt em tensões mais elevadas.

5.2 Trabalhos Futuros

Sugestões para trabalhos futuros:

1. Simulação do sistema implementado com controle de corrente P+Ressonante incluindo componentes harmônicas de ordem mais alta como décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos, no caso do retificador a diodo, e a análise da variação do THD da corrente fornecida pela rede elétrica.
2. Comparação do THD da corrente drenada da rede elétrica entre a técnica de controle de corrente P+Ressonante e controle utilizando a transformada de park da corrente com PI simples.
3. Comparação do THD da corrente drenada da rede elétrica entre as técnicas de controle de corrente P+Ressonante e PI-MRI.

Referências Bibliográficas

AGELIDIS, V., CALAIS, M. “Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques,” In: **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.** v. 1, pp. 172–178, May 1998.

AKAGI, H., “New trends in active filters for power conditioning”. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, 32(6):1312 –1322, november/december 1996.

AKAGI, H., “Active harmonic filters”. **Proceedings of the IEEE**, 93(12):2128 –2141, december 2005.

AKAGI, H., “Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)”. **IEEE Transactions on Power Electronics** v 26, n. 11, November 2011.

AKAGI, H., WATANABE, E.H., AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. New Jersey, John Wiley & Sons, 2007.

BARONE, B. R., 2012, “**Aplicação do Conversor Multinível Modular em Transmissão HVDC com Eliminação Seletiva de Harmônicos**”. Dissertação, DELT/Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, Brasil.

BAKER, R.H., BANNISTER, L.H. "Electric Power Converter", **U.S. Patent** v. 3, pp. 867-643, February 1975.

CARRARA, G., GARDELLA, S., MARCHESONI, M. “A new multilevel PWM method: a theoretical analysis”. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 7, n. 3, 1992. 497-505.

DUGAN, R. C., MCGRANAGHAN M. F., BEATY, H. W. **Electrical Power Systems Quality**. McGraw-Hill, 1996.

GEMMELL, B. et al. “Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission”. **Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T #x00026; D. IEEE/PES**, 2008. 1-16.

GHETTI, F. T., BARBOSA, P. G., BRAGA, H. A. C., FERREIRA, A.A.2012, “Estudo de desempenho de um filtro ativo shunt construído a partir da topologia de conversores Multiníveis Modulares, MMC”. In: **Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática**, CBA, Campina Grande, Set.2012.

KHAJEHODDIN S. A., KARIMI-GHARTEMANI M., BAKHSHAI A., JAIN P. “A Resonant Controller with High Structural Robustness for Fixed-Point Digital Implementations,” **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 27, no. 7, pp. 3352–3362 , July 2012.

KONSTANTINOU, G. S.; AGELIDIS, V. G. “Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques”. **Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on**, 25-27 May 2009. 3399-3404.

LAGE, F., 2009, **Um Filtro Ativo Para Atenuar Propagação Harmônica na Rede de Transmissão**. Dissertação, COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

LIZANA R., PÉREZ M. A., RODRÍGUEZ J. “DC Voltage Balance Control in a Modular Multilevel Cascaded Converter”. **Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on**, pp. 1979 – 1984, May 2012(a).

LIZANA R., PÉREZ M. A., RODRÍGUEZ J. “Modular Multilevel Cascaded Converter based on Current Source H-Bridges Cells”. **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, pp. 3443 – 3448, Oct. 2012 (b).

LIZANA R., PÉREZ M. A., RODRÍGUEZ J. “Decoupled Current Control of Modular Multilevel HVDC Applications”. **Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on**, pp. 1979 – 1984, May 2012(c).

MARQUARDT, R. LESNICAR, A. “A new modular voltage source inverter topology”. In: **Conf. Rec. EPE 2003**, CD-ROM.

MERÇON, A. G., 2007, **Filtros Ativos para Estações Conversoras de Corrente Contínua em Alta Tensão**. Dissertação, COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

MORAES FILHO, R. A. V., 2009, **Estudo de Qualidade de Energia em Um Prédio Comercial**. Dissertação, COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

MATTAVELLI, P. “A Closed-Loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters”. **IEEE Trans. on Ind. App.** vol. 37, no. 1, january/february, 2001, pp. 81 – 89.

NABAE A., TAKAHASHI, I., AKAGI, H. “A New Neutral-Point clamped PWM Inverter”, **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 17, pp. 518-523, September-October 1981.

NORMA EN 50106, **Voltage Characteristic of eletricity supplied by public distribution system**, 1999.

OTA, J. I. Y., 2011, **Estudos e Simulação de Filtro Ativo Paralelo para Sistemas Trifásicos com Quatro Fios usando Estratégia de Controle Baseadas na Modulação Tridimensional por Largura de Pulsos com Vetores Espaciais**. Dissertação, FEEC – UNICAMP, Campinas, SP, Brasil.

QUINN, C. A., MOHAN, N. “Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire Systems with three-phase and single-phase nonlinear loads”. **In Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual**, pages 829 –836, february 1992.

SAEEDIFARD, M., NIKKHAJOEI, H., IRAVANI, R., BAKHSHAI, A. “A space vector modulation approach for a multi-module HVDC converter system”. **IEEE Trans. Power Del** v. 22, n. 3, pp. 1643–1654, Jul.2007.

SAEEDIFARD, M., IRAVANI, R. “Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System”. **IEEE Transactions on power delivery** v. 25, n. 4, October 2010.

SONG, H-S.S., KEIL, R., MUTSCHLER, P., WEEM, J., NAM, K. “Advanced Control Scheme for a Single-Phase PWM Rectifier in Traction Applications”. **IAS**, pp. 1558 – 1565, 2003.

TEODORESCU R., BLAABJERG F., BOJRUP U., LISERRE M. “A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation”. **in Proc. APEC'04, 2004**, vol. 1, pp. 580–586.

TEODORESCU R., BLAABJERG F., LISERRE M. “Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame”. **IEEE Trans. Power Electron.** vol. 21, no. 3, pp. 836–841, May 2006.

ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. “Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error”. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 18, n. 3, pp. 814 – 822, May 2003.

YUAN, X., MERK, W., STEMMLER, H., ALLMELING, J. “Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions”. **IEEE Trans. on Ind.App.** v. 38, n. 2, pp.523 – 532, Mar./Apr. 2002.

Apêndice A

Código que implementa a modulação PD-PWM e o balanço da tensão sobre os capacitores dos sub-módulos do CMM.

A função mod_1.c é chamada a cada passo de integração pelo simulador PSCAD/EMTDC.

Seu código encontra-se abaixo:

```
#include <math.h>

#include <C:\Users\c.thiago2009\Desktop\Cópia (38) de MMC_1_inv -
Cópia2\SW_PSCAD.h>

/*Variaveis globais Modulador*/
int L_ap[2] = {0,0};
int Lap[3] = {0,0,0};
int L_bp[2] = {0,0};
int Lbp[3] = {0,0,0};
int L_cp[2] = {0,0};
int Lcp[3] = {0,0,0};
int L_an[2] = {0,0};
int Lan[3] = {0,0,0};
int L_bn[2] = {0,0};
int Lbn[3] = {0,0,0};
int L_cn[2] = {0,0};
int Lcn[3] = {0,0,0};
// constantes
const float pi = 3.14159265358979;
const float offset = 2047;
////////////////////////////////////////////////////////////////
//*****função de interrupção *****/
////////////////////////////////////////////////////////////////
void mod_1__(int vc_ap[4], int vc_an[4], int vc_bp[4], int vc_bn[4],int vc_cp[4], int
vc_cn[4], int i_ap[1], int i_an[1], int i_bp[1], int i_bn[1],int i_cp[1], int i_cn[1], int
sw_ap[4], int sw_bp[4], int sw_cp[4], int sw_an[4],int sw_bn[4], int sw_cn[4], int
v_rp[3], int v_rn[3], int tr_p[3], int tr_n[3], int lev[2])
{
```

```

SW_state(Lap, L_ap, v_rp[0], tr_p[0], vc_ap, sw_ap, i_ap);
SW_state(Lan, L_an, v_rn[0], tr_n[0], vc_an, sw_an, i_an);
/*-----*/
SW_state(Lbp, L_bp, v_rp[1], tr_p[1], vc_bp, sw_bp, i_bp);
SW_state(Lbn, L_bn, v_rn[1], tr_n[1], vc_bn, sw_bn, i_bn);
/*-----*/
SW_state(Lcp, L_cp, v_rp[2], tr_p[2], vc_cp, sw_cp, i_cp);
SW_state(Lcn, L_cn, v_rn[2], tr_n[2], vc_cn, sw_cn, i_cn);
lev[0] = L_cp[1];
lev[1] = L_cn[1];

return ;
}

```

A função mod_1.c chama a função SW_state, que realmente implementa a modulação PD-PWM e o balanço da tensão sobre os capacitores dos sub-módulos do MMC.

A função SW_state é apresentada a seguir:

```

extern void SW_state(int L[3], int level[2], int ref, int trian, int v_dc[4], int SW[4], int
i_[1])
{
    int a, b, c, d, e, f, i;
    /*-----*/
    level[1] = ( (ref >= trian + 100 ) ? 4 : (ref >= trian) ? 3 :
(ref >= trian - 100 ) ? 2 : (ref >= trian - 200 ) ? 1 : 0 ); /*nivel*/
    L[0] = ((level[1]==4) ? 0 : (level[1]==3) ? 1 :(level[1]==2) ? 0 :
(level[1]==1) ? 1 :(level[1]==0) ? 0 : 0); /* bit 0 */
    L[1] = ((level[1]==4) ? 0 : (level[1]==3) ? 1 :(level[1]==2) ? 1 :
(level[1]==1) ? 0 :(level[1]==0) ? 0 : 0); /* bit 1 */
    L[2] = ((level[1]==4) ? 1 : (level[1]==3) ? 0 :(level[1]==2) ? 0 :
(level[1]==1) ? 0 :(level[1]==0) ? 0 : 0); /* bit 2 */
    /*-----*/
    a = (( v_dc[0] > v_dc[1] ) ? 1 : 0); /*todas as combinacoes*/
    b = (( v_dc[0] > v_dc[2] ) ? 1 : 0);
    c = (( v_dc[0] > v_dc[3] ) ? 1 : 0);
    d = (( v_dc[1] > v_dc[2] ) ? 1 : 0);
    e = (( v_dc[1] > v_dc[3] ) ? 1 : 0);
    f = (( v_dc[2] > v_dc[3] ) ? 1 : 0);
}

```

```

i = (( i_[0] >= 2047) ? 1 : 0);
/*-----*/
if (level[1] != level[0]){
    SW[0] = (((!a && !b && !c && i || a && b && c && !i) && !L[2] && !L[1] && L[0]
|| ((!a && !b || !c && (!a && b || a && !b)) && i || (a && b || c && (!a && b || a && !b))
&& !i) && !L[2] && L[1] && !L[0] || ((!a || !b || !c) && i || (a || b || c) && !i) && !L[2]
&& L[1] && L[0] || L[2] && !L[1] && !L[0]) ? 1 : 0);

    SW[1] = (((a && !d && !e && i || !a && d && e && !i) && !L[2] && !L[1] && L[0]
|| ((a && !d || !e && (a && d || !a && !d)) && i || (!a && d || e && (a && d || !a && !d))
&& !i) && !L[2] && L[1] && !L[0] || ((a || !d || !e) && i || (!a || d || e) && !i) && !L[2]
&& L[1] && L[0] || L[2] && !L[1] && !L[0]) ? 1 : 0);

    SW[2] = (((b && d && !f && i || !b && !d && f && !i) && !L[2] && !L[1] && L[0]
|| ((b && d || !f && (!d && b || !b && d)) && i || (!b && !d || f && (b && !d || !b &&
d)) && !i) && !L[2] && L[1] && !L[0] || (b || d || !f) && i || (!b || !d || f) && !i) && !L[2]
&& L[1] && L[0] || L[2] && !L[1] && !L[0]) ? 1 : 0);

    SW[3] = (((c && e && f && i || !c && !e && !f && !i) && !L[2] && !L[1] && L[0]
|| ((c && e || f && (c && !e || !c && e)) && i || (!c && !e || !f && (c && !e || !c && e))
&& !i) && !L[2] && L[1] && !L[0] || ((c || e || f) && i || (!c || !e || !f) && !i) && !L[2]
&& L[1] && L[0] || L[2] && !L[1] && !L[0]) ? 1 : 0);
}

level[0] = level[1];
}

```

Apêndice B

As bases da teoria p-q para sistemas trifásicos a três fios

A transformada de Clarke

A transformada de Clarke mapeia tensões e correntes instantâneas no eixo abc em tensões e correntes instantâneas no eixo $\alpha\beta$. Nesta dissertação, não serão analisadas componentes de sequência zero, pois apenas sistemas trifásicos a três fios serão simulados. A transformada de Clarke de tensão e sua inversa são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

A transformada de Clarke de corrente e sua inversa são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

O eixo $\alpha\beta$ é estacionário e não existe o conceito de fasor de tensão ou corrente. Neste caso, existem valores instantâneos de tensão e corrente nos eixos $\alpha\beta$.

O eixo α e o eixo β são ortogonais, diferentemente do eixo abc, defasados de 120° , como mostrado na figura B-1

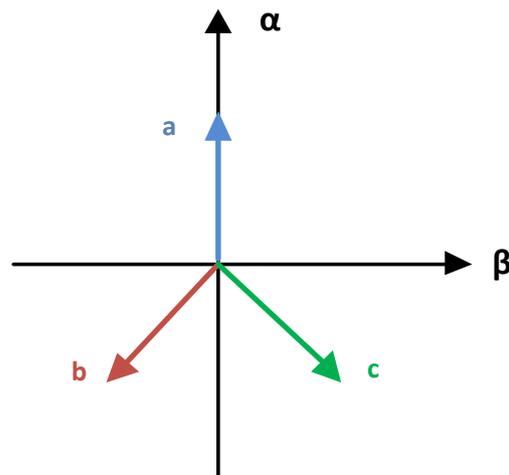


Figura B.3: Representação gráfica da transformada de Clark.

Análise de potência da teoria p-q

A transformada de Clarke utilizada neste trabalho tem a propriedade de ser invariante em potência. Esta característica é importante na análise de potência instantânea trifásica.

A potência ativa instantânea trifásica representa a energia total instantânea que flui entre dois subsistemas por unidade de tempo, tanto em regime permanente quanto em transitório.

A potência ativa instantânea trifásica pode ser derivada em termos de componentes $\alpha\beta$, bastando para isso aplicar a transformada de Clarke às tensões de fase e correntes de linha no eixo abc.

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (\text{B.5})$$

Em termos de teoria p-q, as potências instantâneas são definidas a partir das tensões de fase instantâneas e correntes de linha instantâneas no eixo $\alpha\beta$. Essas potências são definidas da seguinte maneira: potência instantânea real p, potência instantânea imaginária q. A potência instantânea de sequência zero não existe em sistemas trifásicos a três fios.

Pode-se representar essas potências instantâneas em termos matriciais como abaixo:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

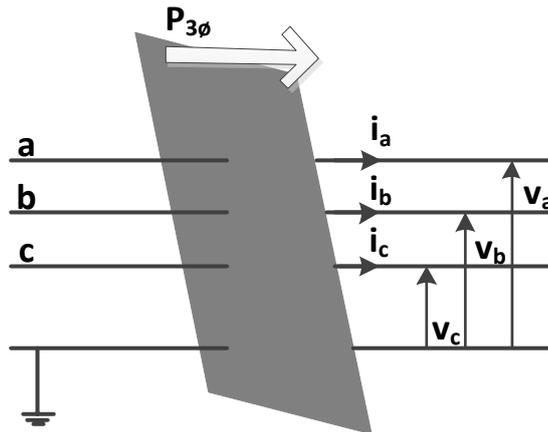


Figura B.4: Fluxo de potência ativa instantânea em circuito trifásico.

Das equações (B.5) e (B.6) percebe-se que a potência ativa instantânea é igual à potência real instantânea. O sentido físico da potência real instantânea é a energia total instantânea que flui entre dois subsistemas por unidade de tempo nos eixos $\alpha\beta$, como anteriormente citado para potência ativa instantânea.

Outra maneira de se definir as potências instantâneas na teoria p-q é através do conceito de potência instantânea complexa. A potência instantânea complexa é definida pelo produto entre o vetor tensão e o conjugado do vetor corrente.

$$s = e \cdot i^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha + ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (\text{B.7})$$

Na equação (B.8), a parcela real corresponde à potência instantânea real e a parcela imaginária corresponde à potência instantânea imaginária. Neste caso a potência instantânea complexa pode ser aplicada em regime permanente e em transitórios, pois é derivada de valores de tensão de fase instantânea e corrente de linha instantânea.

Detalhando-se mais a análise de potência na teoria p-q, chega-se às fórmulas de correntes nos eixos $\alpha\beta$ em função das potências. Esta maneira de se formular é interessante quando se analisa o sentido físico das potências instantâneas na teoria p-q.

Após algumas derivações matemática pode-se chegar às equações a seguir.

Corrente ativa instantânea no eixo α :

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (\text{B.8})$$

Corrente reativa instantânea no eixo α :

$$i_{\alpha q} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (\text{B.9})$$

Corrente ativa instantânea no eixo β :

$$i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (\text{B.10})$$

Corrente reativa instantânea no eixo β :

$$i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (\text{B.11})$$

Sabendo-se que as correntes no eixo $\alpha\beta$ são dadas por:

$$i_{\alpha} = i_{\alpha p} + i_{\alpha q} \quad (\text{B.12})$$

$$i_{\beta} = i_{\beta p} + i_{\beta q} \quad (\text{B.13})$$

Pode-se chegar à seguinte equação de potência real instantânea, bastando substituir (B.12) e (B.13) em (B.5):

$$p = v_{\alpha} i_{\alpha p} + v_{\beta} i_{\beta p} + v_{\alpha} i_{\alpha q} + v_{\alpha} i_{\beta q} \quad (\text{B.14})$$

Percebe-se, então, que as potências instantâneas podem ser divididas em:

Potência ativa instantânea no eixo α :

$$p_{\alpha p} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (\text{B.15})$$

Potência reativa instantânea no eixo α :

$$p_{\alpha q} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha q} = \frac{v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (\text{B.16})$$

Potência ativa instantânea no eixo β :

$$p_{\beta p} = v_{\beta} \cdot i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (\text{B.17})$$

Potência reativa instantânea no eixo β :

$$p_{\beta q} = v_{\beta} \cdot i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (\text{B.18})$$

As equações acima permitem as seguintes conclusões:

- A potência instantânea real é formada pela potência instantânea ativa no eixo α somada à potência instantânea ativa no eixo β .
- A soma das potências reativas nos eixos α e β é zero. Elas formam a potência imaginária q e não contribuem para o fluxo de energia entre fonte e carga.
- Devido ao item acima citado a compensação das potências reativas não precisa de elemento armazenador de energia.

A partir das informações descritas pode-se chegar à seguinte conclusão: a potência imaginária q é proporcional a quantidade de energia entre as fases de um sistema. Ela não contribui para a transferência de potência entre fonte e carga.

Apêndice C

O apêndice C apresenta o código em MATLAB para gerar os gráficos 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 e 3.10.

O código está escrito abaixo:

```
clear
clc
w = (2*pi*60);
w2 = w*w;
planta = tf([1],[0.04 0]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fundamental%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
kp1 = 1000;
ki1 = 100000;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5harmonic%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
cincow = 5 * w;
cincow2 = cincow*cincow;
ki5 = 100000;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7harmonic%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
setew = 7 * w;
setew2 = setew*setew;
ki7 = 100000;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fundamental%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```

piRessonanteF = tf([kp1 ki1 (kp1*w2)],[1 0 w2]);
malhabertafund =piRessonanteF*planta;
bode(piRessonanteF);
figure;
hold;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5harmonico%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

piRessonante5h = tf([ki5 0],[1 0 cincow2]);
malhaberta5h =piRessonante5h*planta;
bode(piRessonante5h);
figure;
hold;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%7harmonico%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

piRessonante7h = tf([ki7 0],[1 0 setew2]);
malhaberta7h =piRessonante7h*planta;
bode(piRessonante7h);
figure;
hold;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%sistema completo%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

piRessonante = malhabertafund + malhaberta5h + malhaberta7h;
malhaberta = piRessonante*planta;
bode(piRessonante);
figura;
hold;

```