

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**PROJETO E SIMULAÇÃO DE FILTROS L E LCL PARA
INTERCONEXÃO DE INVERSOR NPC TRIFÁSICO À REDE**

Rômulo Diniz Araújo

Fortaleza
Março de 2012

RÔMULO DINIZ ARAÚJO

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE FILTROS L E LCL PARA
INTERCONEXÃO DE INVERSOR NPC TRIFÁSICO À REDE**

Dissertação submetida à Universidade Federal do
Ceará como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Fernando Luiz Marcelo
Antunes, PhD.

Fortaleza
Março 2012

RÔMULO DINIZ ARAÚJO

PROJETO E SIMULAÇÃO DE FILTROS L E LCL PARA INTERCONEXÃO DE
INVERSOR NPC TRIFÁSICO À REDE

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Rômulo Diniz Araújo

Banca Examinadora:

Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes,
PhD. Orientador

Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr.

Prof. Sérgio Daher, PhD.

Prof. Kleber Cesar Souza, Dr.

AGRADECIMENTOS

À Deus, pelo dom da vida! Por me dá forças nos momentos de dúvidas, onde o cansaço as vezes queria vencer a minha vontade de continuar. Por colocar em meu caminho todas as pessoas e condições necessárias para realização desse sonho.

Ao professor PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes, pela oportunidade, pelos conhecimentos e ensinamentos compartilhados ao longo do programa de mestrado.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFC, aqui representados por Dr. José Carlos Teles Campos, Dr. René Torricó Bascopé, Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior, PhD Sérgio Daher, PhD. Ruth Pastora Saraiva Leão e Dr. Paulo Peixoto Praça pelo conhecimento compartilhado ao longo do programa de mestrado.

Ao professor MSc. Herbert Lima Vasconcellos, pela amizade, auxílio e incentivo prestado.

À minha esposa Fábيا, pelo amor, paciência dedicação e apoio incondicional. Por entender que a distância foi necessária para o meu aprimoramento profissional e pelo constante incentivo, ainda maior, quando as dificuldades se sobressaiam às conquistas.

À meus pais, Romero Sisnando Araújo e Marlene Diniz Sisnando Araújo, que sempre presentes me ensinaram os reais valores da vida, e que me incentivaram durante toda a jornada, me fazendo acreditar que tudo é possível quando se tem fé e força de vontade.

À minha madrinha, Terezinha Alencar Nuvens, e aos meus irmãos Renan Diniz Araújo e Romero Sisnando Araújo Filho, por se fazerem presentes nos mais difíceis momentos.

Às minhas tias, Maria Ivone Ferreira, Maria Aparecida Ferreira e Sucena Sisnando, pelo carinho e pela alegria demonstrada, sempre que eu alcançava um objetivo.

Aos amigos formados ao longo do mestrado, Bruno Ricardo de Almeida, Derivan Dutra Marques, Eldin Mario Miranda, Pedro Henrique Miranda, Antônio Barbosa, Dalton Honório e

Francisco Daniel que sempre estiveram presentes e quando solicitados em momento algum se ausentaram, contribuindo de forma significativa para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos Sebastião Sampaio Ribeiro, Emerson Lacerda, Fábio Lavor e Reginaldo Ferreira que sempre estiveram, e estão presentes, todas as horas, principalmente nas mais necessárias.

À CNPQ (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico), pelo apoio financeiro necessário a realização deste trabalho.

"Comece fazendo o que é necessário. Depois o que é possível e, de repente você estará fazendo o impossível".

(São Francisco de Assis)

RESUMO

ARAÚJO, R. D. “**PROJETO E SIMULAÇÃO DE FILTROS L E LCL PARA INTERCONEXÃO DE INVERSOR NPC TRIFÁSICO À REDE**” Fortaleza: UFC, 2012, 116p. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

Este trabalho apresenta o estudo de um inversor NPC de 6 kW e 380 V, trifásico, para interconexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica. O inversor é estudado nas frequências de chaveamento de 3, 4 e 6 kHz, sendo interligado à rede elétrica através dos filtros L e LCL. Para identificar qual filtro passivo, L ou LCL, se adequa melhor ao inversor em estudo foram realizadas simulações numéricas para diferentes situações, validando o projeto do inversor e a modelagem vetorial desenvolvida. A resposta do controle é satisfatória, pois o inversor é capaz de controlar o fluxo de potência ativa e reativa entregues à rede elétrica. Diante dos resultados obtidos percebeu-se que o filtro LCL apresentou um menor conteúdo harmônico para as três frequências estudadas em relação ao filtro L. Ambos os filtros atenderam aos requisitos da norma Std IEEE 1543, no entanto o filtro L é o mais indicado para o inversor em estudo, pois além de atender a norma, o mesmo apresenta um menor custo quando comparado ao filtro LCL.

Palavras chave – Filtro L. Filtro LCL. Geração Distribuída. Inversor NPC.

ABSTRACT

ARAÚJO, R. D. “**DESIGN AND SIMULATION OF L AND LCL FILTERS FOR THE INTERCONNECTION OF A THREE PHASE NPC INVERTER TO THE GRID**” Fortaleza: UFC, 2012, 116p. Thesis (Master) - Electrical Engineering Post Graduation Program, Technology Center, Federal University of Ceará, Fortaleza, 2012.

This paper presents the study of a 6 kW, 380 V, three phase NPC inverter for interconnecting distributed generation unit to the grid. The inverter is studied with switching frequency of 3, 4 and 6 kHz, and it is interconnected to the grid through L and LCL filters. To identify which passive filter, L or LCL, is best suited to the inverter under study, a mathematical model has been proposed and several numerical simulations have been carried out to validate the design of the inverter and vector model developed. The control response is satisfactory, since the inverter is able to control the flow of active and reactive power delivered to the grid. Based on these results it was noticed that the LCL filter showed a lower harmonic content for the three frequencies studied in relation to the filter L. Both filters met the requirements of the standard IEEE Std 1543, however the filter L is the most suitable for the inverter under study, because the filter L not only meet the standard but also it presents a lower cost when compared to the LCL filter.

Key Words – L and LCL Filters. Distributed Generation. NPC Inverter.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xii
LISTA DE TABELAS	xvi
ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS	xvii
SIMBOLOS	xviii
CAPÍTULO 1	20
INTRODUÇÃO GERAL	20
CAPÍTULO 2	23
2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA: UM BREVE PANORAMA	23
2.1 INTRODUÇÃO	23
2.2 CONCEITO DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	24
2.3 INCENTIVOS A GERAÇÃO DISTRIBUIDA	25
2.4 PRINCIPAIS VANTAGENS DA GD.....	26
2.5 PRINCIPAIS DESVANTAGENS DA GD	28
2.6 INSTRUMENTOS NORMATIVOS DA GD	28
2.7 DIFICULDADES PARA INSERÇÃO DA GD	29
2.8 FORMAS DE INTEGRAÇÃO DE FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA, VISANDO A UTILIZAÇÃO DA GD.....	30
2.9 CONCLUSÃO	31
CAPÍTULO 3	32
3 CONVERSORES MULTINIVEIS	32
3.1 INTRODUÇÃO	32
3.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS	33
3.3 CONCEPÇÃO DO CONVERSOR NPC	34
3.4 FUNCIONAMENTO DO INVERSOR NPC	37
3.5 CONCLUSÃO	38
CAPÍTULO 4	39
4 FILTROS.....	39
4.1 INTRODUÇÃO	39
4.2 FILTROS ATIVOS.....	40
4.3 FILTROS PASSIVOS	41
4.4 TOPOLOGIA DOS FILTROS PASSIVOS	41

4.4.1	Filtro L.....	41
4.4.2	Filtro LC	42
4.4.3	Filtro LCL.....	42
4.5	PROJETO DO FILTRO L PARA UM INVERSOR NPC CONECTADO A REDE.....	43
4.5.1	Cálculos Preliminares	44
4.6	MODELAGEM MATEMÁTICA DO INVERSOR NPC DE TRÊS NÍVEIS TRIFÁSICO COM FILTRO L.....	45
4.7	ESTRATÉGIA DE CONTROLE E PROJETO DOS CONTROLADORES.....	55
4.7.1	Projeto da Malha de Corrente.....	56
4.7.2	Projeto da Malha de Tensão	60
4.8	CONCLUSÃO	69
CAPÍTULO 5		70
5	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA O FILTRO L	70
5.1	INTRODUÇÃO	70
5.1.1	Simulação do filtro L com a frequência de 6 kHz.....	70
5.1.2	Simulação do filtro L com a frequência de 4 kHz.....	76
5.1.3	Simulação do filtro L com a frequência de 3 kHz.....	81
5.2	CONCLUSÃO	86
CAPÍTULO 6		87
6	FILTRO LCL	87
6.1	INTRODUÇÃO	87
6.2	PROCEDIMENTO DE PROJETO.....	89
6.3	EXEMPLO DE PROJETO	91
6.4	CONCLUSÃO	93
CAPÍTULO 7		94
7	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	94
7.1	INTRODUÇÃO	94
7.1.1	Simulação do filtro LCL com a frequência de 6 kHz.....	94
7.1.2	Simulação do filtro LCL com a frequência de 4 kHz.....	99
7.1.3	Simulação do filtro LCL com a frequência de 3 kHz.....	105
7.2	CONCLUSÃO	109
CAPÍTULO 8		110
CONCLUSÃO.....		110

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	111
APENDICE A: CIRCUITO DE SIMULAÇÃO PARA O FILTRO L	1155
APENDICE B: CIRCUITO DE SIMULAÇÃO PARA	1166

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 Tensão e corrente dos semicondutores de alta potência.....	33
Figura 3.2 Célula de comutação de dois estados.....	35
Figura 3.3 Concepção de um braço do inversor NPC.....	36
Figura 3.4 Inversor três níveis com diodos grampeados (NPC).....	37
Figura 3.5 Possíveis estados de comutação do inversor NPC.....	38
Figura 4.1 Classificação dos filtros ativos de potência.....	40
Figura 4.2 Topologia de um filtro L.....	41
Figura 4.3 Topologia de um filtro LC.....	42
Figura 4.4 Topologia de um filtro LCL.....	42
Figura 4.5 Circuito equivalente do inversor NPC de três níveis trifásico com filtro L.....	45
Figura 4.6 Diagrama de blocos do conversor NPC em componentes dq0.....	51
Figura 4.7 Circuito equivalente para o lado CC do conversor NPC.....	53
Figura 4.8 Diagramas de blocos da estratégia de controle.....	56
Figura 4.9 Diagrama de blocos da FTMA da malha de corrente.....	57
Figura 4.10 Implementação analógica do controlador de corrente.....	59
Figura 4.11 Diagramas de bode das funções de transferência em.....	64
Figura 4.12 Diagramas de bode das funções de transferência em.....	65
Figura 4.13 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 6 kHz.....	65
Figura 4.14 Diagramas de bode das funções de transferência.....	65
Figura 4.15 Diagramas de bode das funções de transferência.....	66
Figura 4.16 Diagramas de bode das funções de transferência.....	66
Figura 4.17 Diagramas de bode das funções de transferência.....	66
Figura 4.18 Diagramas de bode das funções de transferência.....	67
Figura 4.19 Diagramas de bode das funções de transferência.....	67
Figura 4.20 Diagramas de bode das funções de transferência.....	67
Figura 4.21 Diagramas de bode das funções de transferência.....	68
Figura 4.22 Diagramas de bode das funções de transferência.....	68
Figura 5.1 Tensões da rede.....	70
Figura 5.2 Corrente de Saída.....	71
Figura 5.3 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.....	71

Figura 5.4 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	72
Figura 5.5 Tensão no barramento CC.....	72
Figura 5.6 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida	73
Figura 5.7 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.	73
Figura 5.8 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	74
Figura 5.9 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.	75
Figura 5.10 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.	75
Figura 5.11 Tensões da rede	76
Figura 5.12 Corrente de Saída	76
Figura 5.13 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.....	77
Figura 5.14 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	77
Figura 5.15 Tensão no barramento CC.....	78
Figura 5.16 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida	78
Figura 5.17 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.	79
Figura 5.18 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	79
Figura 5.19 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.	80
Figura 5.20 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.	80
Figura 5.21 Tensões da rede	81
Figura 5.22 Corrente de Saída	81
Figura 5.23 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.....	82
Figura 5.24 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	82
Figura 5.25 Tensão no barramento CC.....	83
Figura 5.26 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida	83
Figura 5.27 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.	84
Figura 5.28 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	84
Figura 5.29 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.	85
Figura 5.30 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.	85
Figura 6.1 Resposta em frequência do filtro LCL e do filtro L.....	87
Figura 6.2 Topologia do filtro LCL.....	88
Figura 6.3 Relação entre a atenuação harmônica das correntes do sistema e do conversor.....	93

Figura 7.1 Tensões da rede	94
Figura 7.2 Corrente de Saída	95
Figura 7.3 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.....	95
Figura 7.4 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	96
Figura 7.5 Tensão no barramento CC.....	96
Figura 7.6 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida	97
Figura 7.7 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.	97
Figura 7.8 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	98
Figura 7.9 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.	99
Figura 7.10 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.	99
Figura 7.11 Tensões da rede	100
Figura 7.12 Corrente de Saída	100
Figura 7.13 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.....	101
Figura 7.14 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	101
Figura 7.15 Tensão no barramento CC.....	102
Figura 7.16 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida	102
Figura 7.17 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.	103
Figura 7.18 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	103
Figura 7.19 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental. ...	104
Figura 7.20 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.	104
Figura 7.21 Tensões da rede	105
Figura 7.22 Corrente de Saída	105
Figura 7.23 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.....	106
Figura 7.24 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	106
Figura 7.25 Tensão no barramento CC.....	107
Figura 7.26 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.	107
Figura 7.27 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.	108
Figura 7.28 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura,	108
Figura 7.29 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental. ...	109

Figura 7.30 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento..... 109

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 Características de alguns interruptores citados. Fonte.....	33
Tabela 3.2 Comandos dos interruptores do inversor NPC.	38
Tabela 4.1 Limites de harmônicos de corrente injetados.	44
Tabela 4.2 Parâmetros para o projeto de um filtro-L.....	44
Tabela 4.3 Valores dos Filtros L	45
Tabela 4.4 Componentes calculados para o compensador de corrente.	60
Tabela 4.5 Componentes calculados para o compensador de tensão.	64
Tabela 4.6 Valores da Margem de Fase	69
Tabela 6.1 Parâmetros para o projeto de um filtro-LCL.....	91
Tabela 6.2 Valores do Filtros LCL.....	93

ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
CIGRÉ	International Council on Large Electric Systems
DC	Direct current
FAP	Filtro Ativo de potência
FP	Fator de Potência
FTLA	Função de transferência em laço aberto
FTMA	Função de transferência em malha aberta
GD	Geração Distribuída
GTO	GateTurn-Off Thyristor
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INEE	Instituto Nacional de Eficiência Energética
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NPC	Neutral-Point-Clamped
ONGs	Organizações não Governamentais
PCC	Ponto de Conexão Comum
PLL	Phase Locked Loop
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PU	Por Unidade
PWM	Pulse Width Modulation
UPS's	Uninterruptible Power Supply
VSI	Voltage Source Inverters

SIMBOLOS

C	Capacitância
C_1	Capacitância um do controlador de corrente
C_2	Capacitância dois do controlador de corrente
C_3	Capacitância do controlador de tensão
C_b	Capacitância base
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador
C_s	Capacitância do filtro LCL
D	Razão cíclica
D_f	Diodo
d_{q0}	Coordenadas de Park
E_n	Tensão de linha
f	Frequência da rede
f_c	Frequência de cruzamento
F_m	Ganho do modulador PWM
f_{p1}	Frequência do primeiro pólo do controlador de corrente
f_{p2}	Frequência do segundo pólo do controlador de corrente
f_s	frequência de chaveamento
f_{sw}	Frequência de chaveamento
$FTL_{Ai}(s)$	Função de transferência em malha fechada do controle da corrente
$FTMA_{Ai}(s)$	Função de transferência em malha aberta
f_z	Frequência do zero do controlador de corrente
G_a	Ganho do compensador PI
$G_i(s)$	Função de transferência do conversor NPC
H_i	Ganho de realimentação de corrente
I_a, I_b, I_c	Correntes de fase
I_{cc}	Corrente do lado CC
I_d	Componente no eixo direto
I_o	Corrente eficaz de saída
I_{op}	Corrente de pico
I_q	Componente no eixo em quadratura
I_{ripple}	Corrente máxima de ripple admissível

$K_{Desacopl}$	Ganho de desacoplamento
K_{sh}	Ganho de amostragem
L	Indutância
L_1	Indutância do lado do conversor
L_2	Indutância do lado da rede
P	Potência Nominal
r	Relação entre a indutância L_2 e a indutância L_1
R_1	Resistência um do controlador de corrente
R_2	Resistência dois do controlador de corrente
R_3	Resistência um do controlador de tensão
R_4	Resistência dois do controlador de tensão
R_f	Resistor de amortecimento
R_{se}	Resistência equivalente
S	Chave semicondutora
T_{dq0}	Transformação do sistema de coordenadas abc para o sistema dq0
$T_{\alpha\beta0}$	Transformação do sistema de coordenadas abc para $\alpha\beta0$
V_a, V_b, V_c	Tensões de fase rms
V_{cc}	Tensão do Barramento CC
V_o	Tensão média
V_{op}	Tensão de Pico da rede
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensões de saída do inversor
V_{ref}	Sinais das portadoras triangulares
V_{rms}	Tensão eficaz de fase da rede
Z_b	Impedância base
$\alpha\beta0$	Coordenadas de Clark
ω_{res}	Frequência de ressonância
ω_s	Frequência angular da rede
ω_{sw}	Frequência angular de chaveamento

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO GERAL

O sistema elétrico de potência tem passado por uma mudança de conceitos em direção a uma operação distribuída, com unidades geradoras de pequeno porte, instaladas próximas aos pontos de consumo. Esta característica de geração, descentralizada, sendo apropriadamente denominada de Geração Distribuída (GD) tem sido considerada como uma alternativa promissora para expansão coordenada e flexível do atual sistema de distribuição, com custo reduzido e com aumento da confiabilidade.

Um cenário englobando as alternativas de Geração Centralizada e Geração Distribuída, com ênfase crescente na GD, parece ser a forma mais eficaz para atender a nova demanda de energia elétrica, em bases atraentes para a iniciativa privada. Neste cenário, a equação financeira pode ser vantajosa, pois a presença de mais fornecedores, atendendo esta demanda de maneira mais ajustada ao seu crescimento e reduzindo-se os investimentos ociosos. Deve ser considerado, ainda, que a redução de perdas nos sistemas de transmissão e de distribuição, em função de utilização de GD, reduz de 10 a 15% o valor da nova energia. Assim, para que possa utilizar, de forma viável, fontes alternativas de energia em GD, é necessário, na maioria dos casos, a utilização de conversores de potência dedicados. Estes conversores são utilizados para tornar a tensão/corrente disponível nos terminais do gerador adequada para interligação à rede elétrica de distribuição. Acrescenta-se ainda que, os conversores de potência são necessários para entregar uma energia com qualidade aceitável do ponto de vista da rede elétrica, isto é, com reduzido conteúdo harmônico e com tensão em amplitude e frequência compatíveis. Assim, conversores baseados em eletrônica de potência que permitam interconexões com a rede de fontes de energia assíncronas são definitivamente requeridos para suportar recursos de GD.

Conversores multiníveis têm sido usualmente empregados para sintetizar formas de onda de alta tensão ou corrente, utilizando dispositivos de menor potência e com capacidade para operar com maiores frequências de comutação. Ainda, conversores multiníveis também sintetizam formas de onda com reduzido conteúdo harmônico, permitindo a redução do peso/volume dos elementos de filtragem. Consequentemente,

esses conversores têm atraído a atenção da indústria em várias aplicações, principalmente de média tensão e alta potência.

De uma forma geral, para atenuar os efeitos causados pelos harmônicos, são utilizados os filtros passivos e/ou filtros ativos, embora, atualmente, os filtros passivos sejam a opção mais utilizada na indústria. Estes são de fácil instalação e sua utilização, já bastante consolidada, lhes garante confiabilidade.

Neste contexto este trabalho apresenta um estudo sobre um inversor NPC de 6 kW e 380 V, trifásico, para interconexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica. O inversor é estudado nas frequências de chaveamento de 3, 4 e 6 kHz, sendo interligado à rede elétrica através dos filtros L e LCL. Para identificar qual filtro passivo, L ou LCL, se adequa melhor ao inversor em estudo foram realizadas simulações numéricas para diferentes situações, validando o projeto do inversor e a modelagem vetorial desenvolvida para interconexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica. O referido trabalho encontra-se dividido em oito capítulos, conforme apresentados a seguir:

Capítulo 1. O capítulo 1 refere-se ao presente capítulo, onde se busca apresentar de forma sucinta toda a estrutura deste trabalho.

Capítulo 2. Refere-se a geração distribuída, onde se aborda um breve panorama da geração distribuída, seu conceito, seus incentivos, suas vantagens e desvantagens, seus instrumentos normativos, as dificuldades para inserção e suas formas de integração com fontes renováveis de energia.

Capítulo 3. Refere-se aos conversores multiníveis, suas topologias, a concepção do conversor NPC e o seu funcionamento.

Capítulo 4. Refere-se aos filtros ativos, aos filtros passivos, o projeto de um filtro L, a modelagem matemática do inversor NPC trifásico com filtro L, a estratégia de controle e o projeto dos controladores para o filtro L.

Capítulo 5. Refere-se a diversos resultados obtidos diante das simulações para validar a análise do inversor NPC com filtro L para as frequências de 6, 4 e 3 kHz.

Capítulo 6. Refere-se ao filtro LCL, seus procedimentos e exemplo de projeto.

Capítulo 7. Refere-se a diversos resultados obtidos diante das simulações para validar a análise do inversor NPC com filtro LCL para as frequências de 6, 4 e 3 kHz.

Capítulo 8. Discute as principais conclusões obtidas através dos resultados obtidos no presente trabalho. Também são apresentadas sugestões pertinentes para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA: UM BREVE PANORAMA

2.1 INTRODUÇÃO

Fatores como o crescimento populacional e o aumento natural da demanda por energia elétrica em conjunção com o desenvolvimento de novas tecnologias, o crescimento das pressões ambientais por parte de ONGs (Organizações não Governamentais), bem como os incentivos a sistemas economicamente mais eficientes e menos poluentes, estão fazendo com que o setor elétrico passe por uma reestruturação. Esse processo, que tem ocorrido em muitos países, tem contribuído de forma expressiva para a eliminação das barreiras legais e econômicas, dando origem a novos agentes geradores de energia elétrica [1].

O sistema elétrico existente na maioria dos países esta baseado em grandes unidades geradoras, instaladas de forma centralizada, cuja energia produzida é transmitida a grandes distâncias, até o ponto de consumo. Na sua grande maioria, as centrais de geração são do tipo nuclear, térmica ou hidroelétricas, com potências na faixa de centenas de MW a alguns GW [2].

Observa-se, nos últimos anos, uma mudança de conceitos em direção à uma operação distribuída, com unidades geradoras de pequeno porte, instaladas próximas aos pontos de consumo [3]. Paralelamente, a aplicação de geradores de energia elétrica com fontes alternativas e/ou renováveis, tais como eólica, solar e, mais recentemente, células de combustível, tornaram-se economicamente e tecnicamente viáveis. As primeiras instalações de pequenas unidades geradoras com estes tipos de fonte de energia foram observados nas décadas de 1980 e 1990, a maioria próxima dos consumidores, operando isoladamente da rede ou conectados no lado de distribuição, devido à sua potência reduzida.

Esta característica de geração, descentralizada, sendo apropriadamente denominada de Geração Distribuída (GD) tem sido considerada como uma alternativa promissora para expansão coordenada e flexível do atual sistema de distribuição, com custo reduzido e com aumento da confiabilidade [2].

2.2 CONCEITO DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

O conceito de Geração Distribuída (GD) ainda não foi definido de forma simples e exata devido a não haver um consenso dos diversos autores para isto. Como pode-se observar a seguir temos diversas formas de definições de GD na literatura, apresentada por algumas instituições, causando muitas vezes confusão quanto a sua forma de conexão à rede, sua capacidade instalada, sua localização e as tecnologias e recursos naturais utilizados.

- Para o *International Council on Large Electric Systems (CIGRÉ)*, GD é a geração que não é planejada e nem despachada de forma centralizada, sem haver deste modo um órgão que comande suas ações; é usualmente conectada à rede de distribuição; e sua potência instalada é menor que 50 MW [4].
- O *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* define a GD como uma unidade de geração pequena o suficiente para ser conectada ao sistema de distribuição e estar próxima ao consumidor [4].
- De acordo com o Instituto Nacional de Eficiência Energética (INEE), Geração Distribuída vem designar a geração elétrica realizada próxima de consumidores, independentemente de sua potência, tecnologia ou fonte de energia [5].
- Pela Legislação Brasileira, a GD é definida pelo artigo 14 do Decreto nº 5.163, de 30 de julho de 2004. Este considera que Geração Distribuída é a produção de energia elétrica proveniente de empreendimentos de agentes concessionários, permissionários ou autorizados, conectados diretamente no sistema elétrico de distribuição do comprador, com exceção os empreendimentos hidrelétricos com capacidade instalada superior a 30 MW; e empreendimentos termelétricos, inclusive de cogeração, com eficiência energética inferior a 75%. Porém, termelétricas que utilizem biomassa ou resíduos de processo como combustível não são limitados por esse percentual[4].

2.3 INCENTIVOS A GERAÇÃO DISTRIBUIDA

O incentivo inicial á utilização de GD surgiu nos Estados Unidos, a partir das mudanças na legislação iniciadas pelo *Public Utilities Regulatory Policies Act*, com a desregulamentação da geração de energia [2]. Outros países também começaram a alterar sua legislação referente ao setor elétrico e a difusão do conceito de GD foi facilitada pelo progresso tecnológico mundial, pode-se citar os avanços no campo de controle e processamento de dados e no campo das telecomunicações que permitiram maior rapidez e menor custo na transmissão de grandes volumes de informação.

Mais recentemente, surgiram também no Brasil tendências para incremento da utilização de GD decorrentes das seguintes causas principais [3]:

- a) Reestruturação institucional do setor elétrico brasileiro, com consequência:
 - Criação das figuras do consumidor livre e do comercializador de energia;
 - Oportunidade de livre acesso de produtores independentes e consumidores livres ao sistema de transmissão e distribuição pelas regras estabelecidas pela ANEEL;
 - Legalização da venda de energia elétrica ao mercado por produtores independentes;

- b) Disponibilidade crescente do gás natural para geração, em virtude do aumento da oferta tanto origem nacional como externa, da construção de gasodutos para transportes e do desenvolvimento das redes de distribuição;

- c) Maior conscientização com relação aos problemas ambientais, tendo como consequência a busca por soluções que tendam a reduzir os impactos ambientais da geração, dentre as quais as que permitam melhor aproveitamento da energia proveniente dos combustíveis fósseis e também o maior incentivo no uso de combustíveis alternativos;

- d) Aperfeiçoamento de tecnologias que tornam competitivos novos processos de geração e novas fontes de energia;

- e) Progresso da tecnologia eletrônica e a consequente redução nos custos dos sistemas de controle, de processamento e de transmissão de dados, viabilizando a operação de sistemas elétricos cada vez mais complexos;
- f) Esgotamento das principais fontes hidráulicas de energia elétrica principalmente aquelas com distâncias reduzidas dos centros consumidores;
- g) Possibilidade de aquisição de créditos internacionais para países participantes do tratado de Kyoto que invistam em tecnologias que diminuam a emissão global de gases que contribuem para o aumento do efeito estufa.

Um cenário englobando as alternativas de Geração Centralizada e Geração Distribuída, com ênfase crescente na GD, parece ser a forma mais eficaz para atender a nova demanda de energia elétrica, em bases atraentes para a iniciativa privada. Neste cenário, a equação financeira pode ser vantajosa, pois a presença de mais fornecedores, atendendo esta demanda de maneira mais ajustada ao seu crescimento e reduzindo-se os investimentos ociosos. Deve ser considerado, ainda, que a redução de perdas nos sistemas de transmissão e de distribuição, em função de utilização de GD, reduz de 10 a 15% o valor da nova energia [6].

2.4 PRINCIPAIS VANTAGENS DA GD

Nas redes de distribuição, a GD pode fornecer vantagens tanto para consumidores quanto para as empresas de distribuição. Podem-se instalar unidades em sistema que possuam desempenho satisfatório somente para redução de perdas, mas a GD será extremamente útil em sistemas com desempenho não satisfatório. Estes sistemas críticos são encontrados em redes onde a geração central é impraticável ou existe deficiência no transporte de energia. A inserção de GD nas redes de distribuição pode trazer consigo diversas vantagens quando respeitados os limites de penetração, tais como:

- Produção de energia próxima de onde ela é consumida;
- Redução global de perdas e possível redução da necessidade de novas linhas de transmissão e de distribuição, dependendo da tecnologia utilizada;
- Flexibilidade de implementação em curto espaço de tempo;

- Operação em horários de ponta em alguns casos, diminuindo a flutuação de preço.
- Benefícios ambientais quando utilizam energias renováveis ou resíduos agressivos ao meio ambiente;
- Aumento da confiabilidade do sistema, por ter uma redundância inerente;
- Propicia uma abordagem modular dos problemas, atendendo demandas particulares com soluções específicas;
- Propicia a aplicação de diferentes técnicas de gerenciamento da demanda;
- As unidades GD estão próximas dos consumidores de modo que o custo de transporte (transmissão e distribuição) são reduzidos;
- O tempo de instalação é reduzido e os riscos de investimentos não são altos;
- As questões ambientais levantadas com a instalação de PEQUENAS unidades são reduzidas, especialmente quando empregadas fontes alternativas de energia;
- Oferecem grande flexibilidade quanto à escolha da combinação mais adequada de custo e confiabilidade;
- A liberação do mercado de energia cria oportunidades para novos agentes produtores;
- Redução nos custos de ampliação das linhas de transmissão pelo fato de estar localizado próximo das cargas;
- Reduz a dependência de fontes de mesma natureza – Diversidade tecnológica;
- Redução da dependência de importação de energia de algumas regiões;
- Aumento da capacidade de transmissão da linha de distribuição, retardando investimentos em infraestrutura das redes;
- Redução das emissões gasosas (principalmente CO₂), exceto nos casos de pequenas termelétricas [7],[8].

2.5 PRINCIPAIS DESVANTAGENS DA GD

A inserção de geradores ao longo das linhas de distribuição acarretará em impactos técnicos qualitativos e quantitativos. Estes impactos irão alterar em maior ou menor escala as condições de operação da rede pois esta não foi projetada para este tipo de conexão. A inserção de GD nas redes de distribuição pode trazer consigo diversas desvantagens, tais como:

- Flicker (flutuação de tensão), flutuação de potência ativa, coordenação da proteção, competição por regulação de tensão e harmônico;
- Maior custos das tecnologias aplicadas, maior complexidade de operação do sistema elétrico, critérios de proteção, operação e manutenção, interconexão, operação sem carga, custos de interconexão elevados e maior complexidade nas interligações e no planejamento integrado;
- O fato das fontes, em grande parte, dependerem da variabilidade de fenômenos naturais como ventos, incidência do sol e outras, sendo então sujeitas a influências meteorológicas e sazonais;
- O aparecimento de fluxos de potência contrários ao convencional;
- Deterioração da energia elétrica devido a subtensões causadas por interação com equipamentos de regulação existentes, harmônicos (se sua interface é baseada em eletrônica de potência), variações na frequência pela geração intermitente, flicker, conexão e desconexão de geradores de indução e desequilíbrio entre as fases quando se conecta uma GD monofásica à rede;
- O fluxo de potência ativa é somente em uma direção, sendo o seu sentido indo dos alimentadores da subestação em direção a carga, e decrescendo ao longo da linha;
- O perfil de tensão decresce ao longo da rede, quando mais distante da subestação está o barramento, menor é a tensão neste [7],[8].

2.6 INSTRUMENTOS NORMATIVOS DA GD

Apesar de a GD ser uma forma de geração de energia recente, já existem instrumentos normativos internacionais e nacionais que visam regular sua conexão à

rede de distribuição. Pode citar-se, como exemplo, a norma IEEE Std 1547-2003 “IEEE *Standart for Interconnecting Distributed With Electric Power Systems*” (IEEE 2003) [9].

Os procedimentos de Distribuição (PRODIST) são documentos elaborados pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho das redes de distribuição de energia elétrica. Esse documento prevê a existência de centros de despacho de geração distribuída, com os seguintes objetivos [10].

- Limitar a potência a ser injetada pela GD na rede de distribuição;
- Controlar a tensão e a potência reativa;
- Desconectar as centrais geradoras, quando necessário;
- Coordenar os procedimentos de entrada e saída de serviço;
- Definir previsões de produção de energia.

Embora um avanço significativo já tenha sido alcançado no que tange a alguns aspectos relativos à inserção de GD em redes de distribuição, as normas e diretrizes aprovadas ainda são pequenas diante da enorme mudança que a GD tem promovido nos sistemas elétricos. Além disso, deve-se considerar que muitos efeitos da interação entre a GD e a rede de distribuição não foram completamente estudados e compreendidos. Somente o intercambio internacional de experiências pode garantir a construção das normas técnicas adequadas, que sinalizarão aos diferentes agentes da sociedade as melhores práticas para a inserção de um grande número de GD em redes de distribuição.

2.7 DIFICULDADES PARA INSERÇÃO DA GD

Uma das maiores dificuldades no sucesso da implementação de GD é o seu alto custo de capital por kW instalado se comparado com unidades em larga escala. Além disto, as tecnologias de GD apresentam valores significativamente diferentes de investimentos [11].

A relação entre GD e qualidade de energia é ambígua. Por exemplo, em áreas onde o controle de tensão apresenta dificuldades, GD pode contribuir porque sua conexão geralmente ocasiona um aumento da tensão da rede [11]. Também menciona os

efeitos positivos de GD para o controle de tensão e para correções do fator de potência da rede [12].

Por outro lado, a introdução em larga escala de GD pode trazer instabilidade ao perfil de tensão: a tensão da rede pode flutuar devido ao fluxo bidirecional de potência ativa e aos fluxos de potência reativa. Adicionalmente, o fluxo bidirecional de potência ativa torna difícil a sintonia do sistema de proteção, provocando curtos-circuitos e sobrecargas que são acarretados por múltiplas fontes, cada qual independentemente não detectando a anomalia. Eventualmente, uma situação de “ilhamento” pode ocorrer na qual um gerador local mantém energizada uma parte da rede desconectada, levando a uma situação problemática para a manutenção [13].

Outro problema que pode ser mencionado é com relação à previsão de geração em sistemas descentralizados. A inerente característica intermitente e dispersa de muitas tecnologias pode acarretar dificuldades crescentes na gestão entre oferta e demanda de eletricidade, necessitando como consequência uma maior capacidade de *back-up* do sistema.

2.8 FORMAS DE INTEGRAÇÃO DE FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA, VISANDO A UTILIZAÇÃO DA GD

Como característica inerente ao uso de fontes alternativas de energia, de pequeno ou médio porte, em sistemas de GD, a potência disponível nos terminais das unidades geradoras podem apresentar diferentes características, especialmente nas suas fontes de tensão e/ou corrente. Por exemplo, dependendo do tipo de geração considerada, pode-se ter as características de saída na forma de: (i) corrente contínua ou corrente alternada (que pode, ainda possuir frequência constante ou frequência variável); (ii) com amplitude da tensão terminal constante ou variável; (iii) com diferentes níveis de amplitude da tensão, etc. Devido a estes fatores, a utilização de GD implica, normalmente, na utilização de interfaces de eletrônica de potência dedicadas, bem como de dispositivos de comunicação (em alguns casos) e de controle, visando um despacho eficiente e uma operação otimizada das unidades geradoras [14],[15],[16].

Assim, para que possa utilizar, de forma viável, fontes alternativas de energia em GD, tais como pilhas de células de combustível, painéis solares, geradores eólicos,

pequenos aproveitamentos hidroelétricos, etc, é necessário, na maioria dos casos, a utilização de conversores de potência dedicados. Estes conversores são utilizados para tornar a tensão/corrente disponível nos terminais do gerador considerado adequado para interligação com as diferentes fontes e dispositivos de armazenagem, além da conexão com a rede pública (onde a mesma está disponível e se tem o interesse na operação interligada). Acrescenta-se a esta justificativa para utilização de conversores, a qualidade de potência entregue: em grande parte dos casos, os conversores de potência são necessários para entregar uma potência com qualidade aceitável do ponto de vista da carga, com reduzido conteúdo harmônico e com amplitude e frequência compatíveis. Estes pontos mostram-se ainda mais importantes quando a carga considerada é a rede pública local, em que é necessário atender determinados requisitos de qualidade de energia [6]. Assim, conversores baseados em eletrônica de potência que permitam interconexões com a rede de fontes de energia assíncronas são definitivamente requeridos para suportar recursos de GD [3].

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo falou-se sobre a geração distribuída, onde se aborda um breve panorama da geração distribuída, seu conceito, seus incentivos, suas vantagens e desvantagens, seus instrumentos normativos, as dificuldades para inserção e suas formas de integração com fontes renováveis de energia.

CAPÍTULO 3

3 CONVERSORES MULTINIVEIS

3.1 INTRODUÇÃO

Em aplicações de alta potência, com elevados níveis de tensão e/ou corrente, os conversores tradicionais normalmente fazem uso de dispositivos semicondutores em série e/ou paralelo para superar as limitações impostas pelas especificações desses dispositivos. Essas conexões podem se tornar problemáticas, pois não se garante que os semicondutores estarão submetidos aos mesmos níveis de tensão e corrente. Além dessa dificuldade, conversores de alta potência, que usam semicondutores com elevados limites de tensão e/ou corrente, não têm capacidade para operar com maiores frequências de comutação. Logo, o desempenho destes conversores quanto aos harmônicos produzidos é questionável [17].

Por essas razões, conversores multiníveis têm sido usualmente empregados para sintetizar formas de onda de alta tensão ou corrente, utilizando dispositivos de menor potência e com capacidade para operar com maiores frequências de comutação. Ainda, conversores multiníveis também sintetizam formas de onda com reduzido conteúdo harmônico, permitindo a redução do peso/volume dos elementos de filtragem. Conseqüentemente, esses conversores têm atraído a atenção da indústria em várias aplicações, principalmente de média tensão e alta potência[17].

Na Figura 3.1 e na Tabela 3.1 são apresentados os vários tipos de semicondutores e suas características para altas potências.

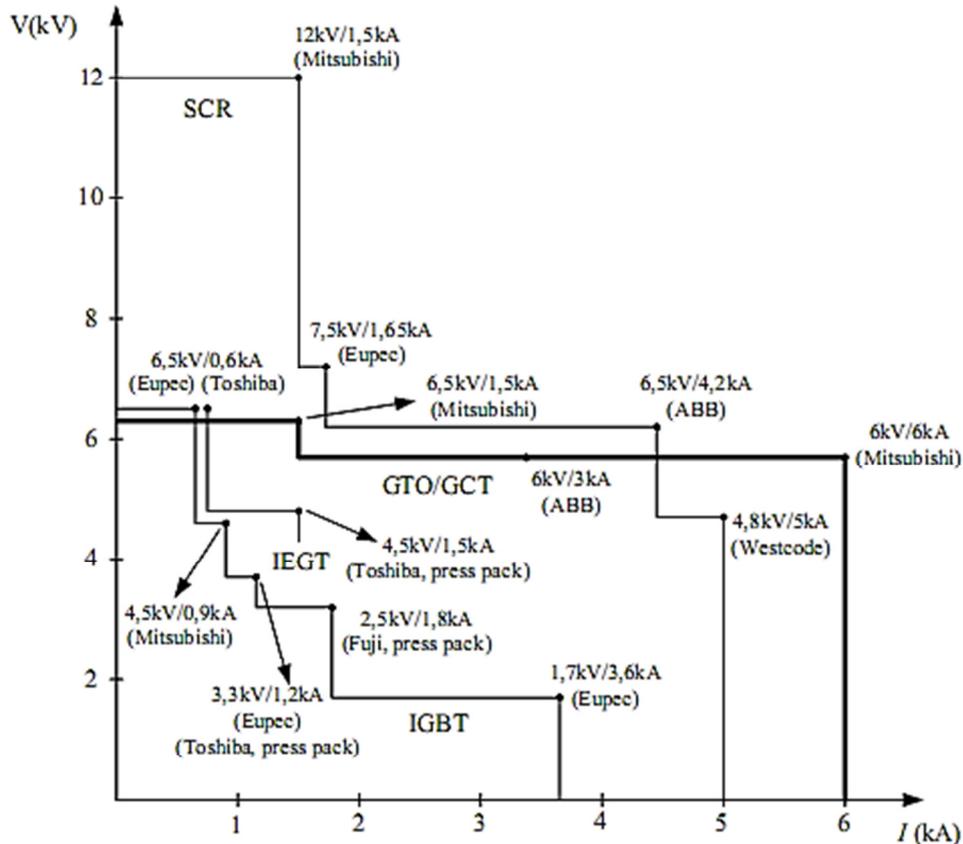


Figura 3.1 Tensão e corrente dos semicondutores de alta potência. Fonte [18].

Tabela 3.1 Características de alguns interruptores citados. Fonte [18].

Tipo de Semicondutor	Tensão Máxima (V)	Corrente Máxima (A)	dv/dt (V/ μ s)	di/dt (A/ μ s)
SCR	12000	1500	2000	100
GTO	4500	1000	1000	500
GTC	6000	2000	3000	1000
IGBT	3300	1200	3500	2800

3.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS

As topologias de conversores multiníveis podem ser classificadas em dois grandes grupos, denominados:

- a) Conversores multiníveis de tensão;
- b) Conversores multiníveis de corrente.

Os conversores multiníveis de tensão dividem a tensão total entre um determinado número de interruptores efetivamente conectados em série e sintetizam

formas de onda de tensão multiníveis com reduzido conteúdo harmônico. Esses conversores têm sido normalmente aplicados em sistemas de alta potência que empregam níveis de tensão elevados para reduzir a corrente do conversor e, conseqüentemente, diminuir as perdas em condução e aumentar a eficiência do sistema. Por outro lado, os conversores multiníveis de corrente dividem a corrente total do conversor entre um determinado número de interruptores efetivamente dispostos em paralelo e diminuem o conteúdo harmônico das formas de onda de corrente. Neste trabalho serão abordados apenas os conversores multiníveis de tensão, especificamente o conversor multinível com diodos de grampeamento [17].

Diversas topologias de conversores multiníveis de tensão têm sido propostas e analisadas. As principais topologias podem ser inicialmente agrupadas em três classes:

- Configurações multiníveis com diodos de grampeamento;
- Configurações multiníveis com capacitores de grampeamento;
- Configurações multiníveis com células em série.

3.3 CONCEPÇÃO DO CONVERSOR NPC

Uma forma mais básica de se propor conversores com capacidade de compartilhamento de tensão ou corrente entre estruturas menores é tratá-los a partir de células de comutação multiníveis. Neste sentido foi proposto o conceito de célula de comutação ou chave PWM [19]. A célula de comutação é uma estrutura de três terminais que representa toda a não-linearidade existente em um conversor estático. Seu funcionamento é baseado na operação complementar de duas chaves eletrônicas conectadas a um ponto comum. Em outras palavras enquanto uma chave conduz a outra permanece bloqueada, e vice-versa. A Figura 3.2 mostra duas maneiras de representar uma célula de comutação. Estas são as representações mais simples. Entretanto, dentro da abordagem celular, seria possível incluir numa célula básica elementos passivos, ou até mesmo chaves auxiliares. S_{11} ou S_{12} na Figura 3.2 são chaves complementares. Entre os terminais (a) e (b) sempre haverá uma fonte de tensão (ou um laço capacitivo), enquanto que o terminal (c), ou comum, estará sempre conectado a uma fonte de corrente (ou um ramo indutivo). Em termos de dispositivos eletrônicos, e dependendo

da natureza do conversor, a célula de comutação pode ser composta de chaves controladas (MOSFET, IGBT, GTO, etc.) e chaves passivas (diodos).

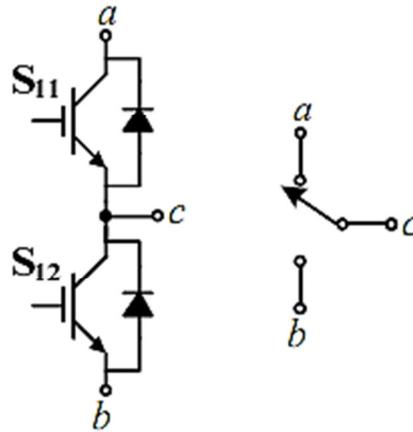


Figura 3.2 Célula de comutação de dois estados.

A abordagem celular pode ser intrinsecamente associada à implementação de conversores multiníveis. O estudo de conversores estáticos utilizando o conceito da célula de comutação permite uma abordagem mais simplificada e passível de generalização, seja do ponto de vista do número de células, seja do ponto de vista do número de fases, seja do ponto de vista do tipo de conversor [20].

Um importante trabalho que se enquadra na concepção de associação de células é o proposto em 1981 por [21]. O braço do inversor pode, primeiramente, ser visualizado como uma célula de comutação que utiliza a conexão série de interruptores, Figura 3.3 (a). Nesta configuração os semicondutores são acionados simultaneamente e de forma complementar (S_{11} e S_{12} , ou, S_{13} e S_{14}). Quando semicondutores associados em série são acionados no mesmo instante se tem uma má distribuição de tensão sobre esses dispositivos. No acionamento desses semicondutores precisa ser garantida a simultaneidade entre a entrada em condução e o bloqueio do par. Caso contrário, tem-se tensões maiores do que a metade da tensão de entrada entre seus terminais. Com a inserção dos diodos de grampeamento D_{c11} e D_{c12} , mostrados na Figura 3.3 (b) estes possuem a função de grampear a tensão sobre os interruptores. Este circuito foi denominado originalmente inversor com neutro grampeado, ou NPC (“neutral-point clamped”), sendo capaz de impor à carga 5 níveis de tensão. Assim, como para outras estruturas similares, este conversor tem sido referenciado como conversor três-níveis

(“three-level inverter”) [22],[23]. Curiosamente o trabalho não faz menção ao termo multinível, denominação que pouco depois foi definida por [24]. Embora [24] tenham resgatado o termo “multinível” e generalizado o tratamento com inversores VSI, o trabalho de [21] parece ter sido o primeiro a discutir os benefícios desta técnica sobre os inversores convencionais (que até então utilizavam a técnica PWM para controle de harmônicas).

O inversor NPC também pode ser generalizado para n-níveis, conforme discutido por [25] e esquematizado na Figura 3.3. Deve-se notar que um inversor NPC considerado três-níveis possui duas chaves superiores e duas inferiores (para cada braço), que estão submetidas à metade da tensão total.

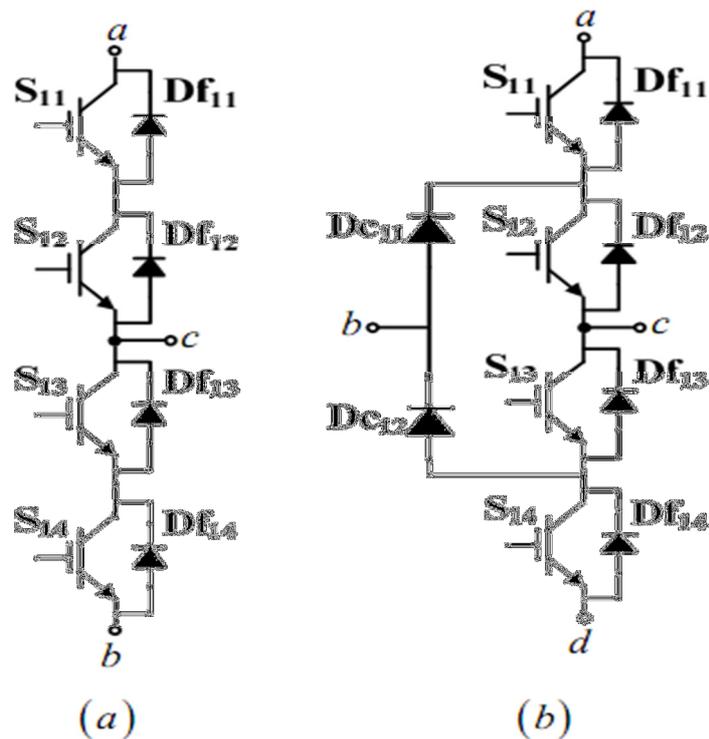


Figura 3.3 Concepção de um braço do inversor NPC.

3.4 FUNCIONAMENTO DO INVERSOR NPC

Na Figura 3.4 é apresentado o esquema do inversor trifásico de três níveis NPC.

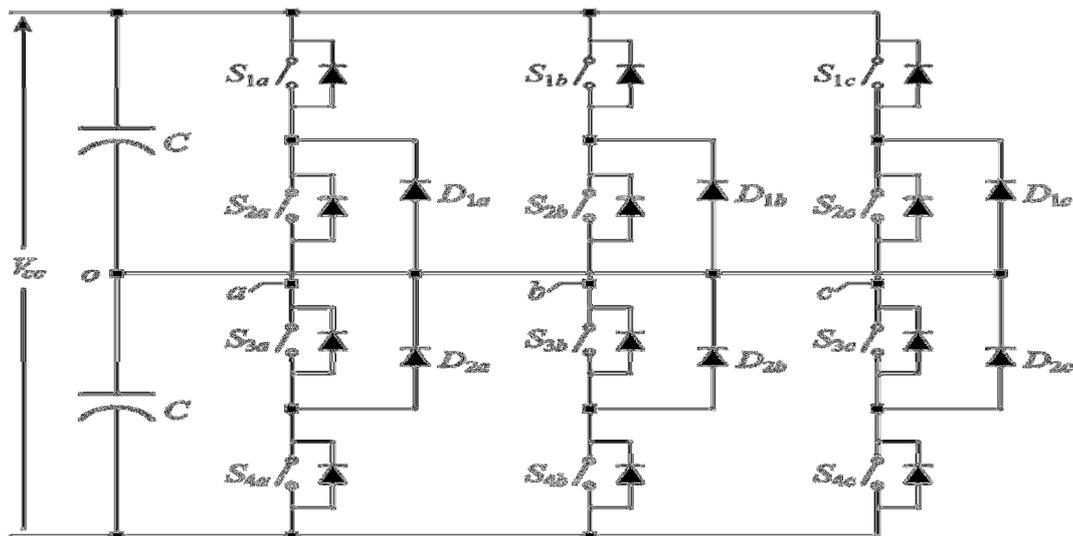


Figura 3.4 Inversor três níveis com diodos grampeados (NPC).

Cada perna do inversor NPC possui quatro interruptores (S_{1a} , S_{2a} , S_{3a} e S_{4a}) com diodos em antiparalelo, e dois diodos de grampeamento (D_{1a} e D_{2a}) conectados ao ponto neutro (0) do barramento CC. O barramento CC é formado por dois capacitores divisores de tensão, cada um carregado com $V_{cc}/2$.

Com essa configuração, cada perna do inversor possui três possíveis estados de condução ($V_{cc}/2$, 0 e $-V_{cc}/2$), apresentados na Tabela 3.2. O estado de condução $V_{cc}/2$ é obtido acionando os dois interruptores superiores, como visto na Figura 3.5 (etapa 1) resultando em uma tensão de fase com relação ao ponto neutro do barramento CC. Para obter uma tensão fase-neutro nula (estado de condução 0) deve-se acionar as duas chaves centrais, como visto na Figura 3.5 (etapa 3) e 3.5 (etapa 4). Dessa forma, o terminal de saída da respectiva fase é grampeado ao ponto neutro do barramento CC através dos diodos de grampeamento. O estado de condução $-V_{cc}/2$ é obtido acionando os dois interruptores inferiores, resultando em uma tensão fase-neutro.

Tabela 3.2 Comandos dos interruptores do inversor NPC.

Nível de Tensão Na carga	Sequência de Comutação dos Interruptores			
	S1	S2	S3	S4
+ $V_{cc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
- $V_{cc}/2$	0	0	1	1
0	0	1	1	0

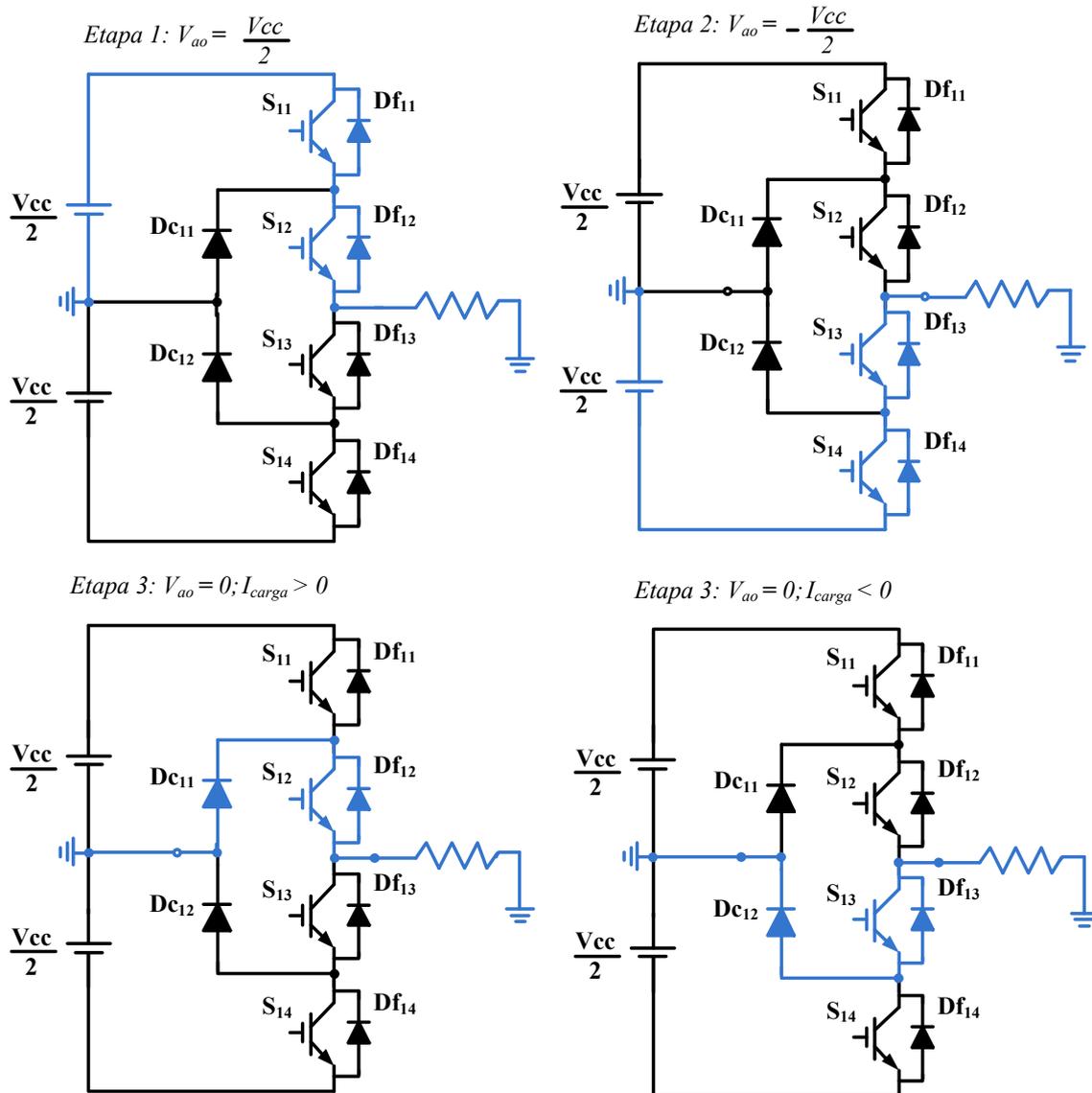


Figura 3.5 Possíveis estados de comutação do inversor NPC.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado os conversores multiníveis, suas topologias, a concepção do conversor NPC e o seu funcionamento.

CAPÍTULO 4

4 FILTROS

4.1 INTRODUÇÃO

Com a crescente proliferação de cargas não lineares nos sistemas de potência, especialmente em nível de distribuição, a presença de componentes harmônicos cresceu bastante nas últimas duas décadas. Como consequência, tensões e correntes são raramente puramente senoidais. Além disto, os sistemas de distribuição são em sua grande maioria naturalmente desequilibrados, requerendo desta maneira estudos referentes ao efeito combinado do desequilíbrio e da não linearidade nas correntes e tensões dos sistemas de potência.

A presença dos componentes harmônicos causa muitos problemas aos sistemas elétricos devido a perdas e interferências e, também a maneira adversa na qual os harmônicos afetam a qualidade da energia elétrica. Alguns problemas são a redução da vida útil de máquinas girantes, ressonâncias, interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência. Estas mudanças devem ser compensadas de maneira a manter os sistemas elétricos operando adequadamente com determinada eficiência especificada.

De uma forma geral, para atenuar os efeitos causados pelos harmônicos, são utilizados os filtros passivos e/ou filtros ativos, embora, atualmente, os filtros passivos sejam a opção mais utilizada na indústria. Estes são de fácil instalação e sua utilização, já bastante consolidada, lhes garante confiabilidade. Porém, podem levar ao surgimento do problema de ressonância com o sistema elétrico e apresentam pouca flexibilidade, uma vez que só atenuam as harmônicas para qual foram projetados. Qualquer alteração nas cargas não-lineares pode gerar níveis e ordem harmônicas não características, provocando níveis elevados de distorção. Os filtros ativos começaram a ser utilizados a partir da década de 90 e têm como principal vantagem a atenuação das correntes harmônicas de forma contínua e flexível, ou seja, através de seu sistema de controle poderá atenuar o conteúdo harmônico presente na barra de conexão. Os filtros ativos não levam ao surgimento do efeito de ressonância, porém têm custos mais elevados e operam com níveis de potência mais elevados [26].

4.2 FILTROS ATIVOS

Filtros ativos são equipamentos eletrônicos capazes de atenuar com elevado grau, correntes e tensões harmônicas, elevar o fator de potência e efetuar o balanceamento de corrente nas fases de um determinado sistema elétrico trifásico. Normalmente um filtro ativo utiliza sistema de controle automático com realimentação, cuja referência de tensão ou corrente é o parâmetro elétrico idealizado [27].

Os filtros ativos podem ser classificados resumidamente conforme ilustra a Figura 4.1.

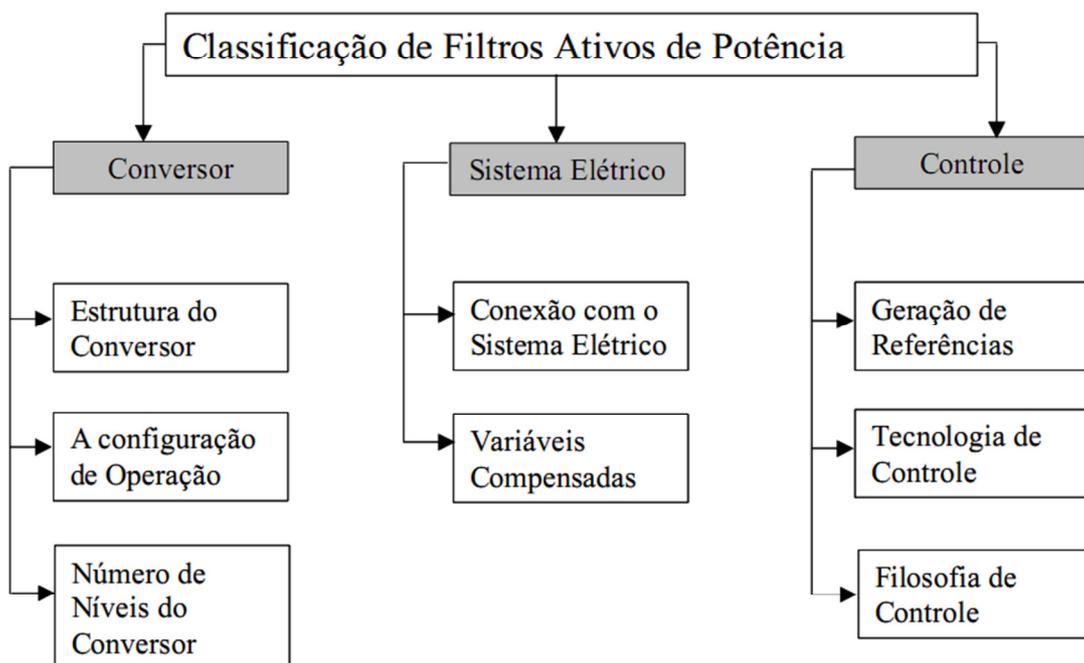


Figura 4.1 Classificação dos filtros ativos de potência.

A classificação de acordo com o conversor enfatiza o aspecto físico do bloco constituído principalmente por chaves semicondutoras e que execute a etapa de potência.

A classificação de acordo como o sistema elétrico apresenta a distinção, que pode ocorrer de acordo com as características do sistema elétrico onde o FAP será inserido, bem como quais serão as variáveis compensadas desejadas.

A classificação segundo o controle refere-se ao sensoriamento, geração de referências e execução da ação de controle que resultará no acionamento da etapa de potência, [27].

4.3 FILTROS PASSIVOS

Estes filtros são os mais utilizados atualmente devido aos seus menores preços e facilidade de projeto e instalação. Eles utilizam o princípio da criação de um caminho de menor impedância para os harmônicos, utilizando capacitores, indutores e resistências. Outra vantagem é que podem aproveitar a capacitância de um banco de capacitores previamente instalado para a correção do fator de potência, o que torna a instalação ainda mais barata. Dessa forma, os filtros mantêm a capacidade de compensação de reativos e filtra os harmônicos nas frequências de sintonia [28]. Dentre suas desvantagens, pode-se citar o fato de que as frequências harmônicas de compensação são fixas, grande volume do filtro, e a susceptibilidade a ressonâncias entre o filtro e a impedância do sistema [29].

4.4 TOPOLOGIA DOS FILTROS PASSIVOS

4.4.1 Filtro L

Trata-se de um filtro de primeira ordem, que é obtido utilizando uma bobina instalada em série com cada fase, afim de reduzir os conteúdos harmônicos de corrente, onde o valor da indutância L é escolhido para limitar o ripple da corrente de saída do inversor. A configuração do mesmo pode ser visto na Figura 4.2[30].

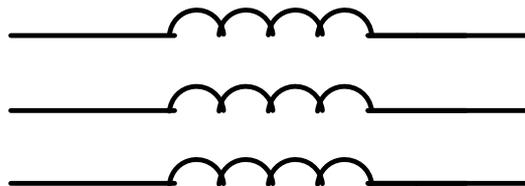


Figura 4.2 Topologia de um filtro L.

4.4.2 Filtro LC

Dependendo do nível de poluição harmônica de maior frequência, o filtro L pode não ser suficiente para filtrar (atenuar) essas componentes, e assim é necessário introduzir uma impedância em paralelo com a indutância L. O elemento que apresenta estas características de impedância é o capacitor. Assim, quando se pretende uma maior atenuação nas frequências mais elevadas, é utilizado um filtro de segunda ordem LC como visto na Figura 4.3.

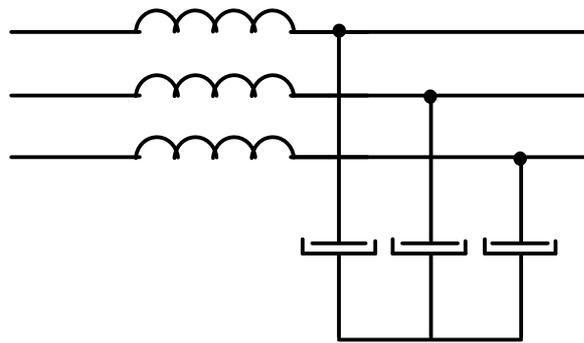


Figura 4.3 Topologia de um filtro LC.

4.4.3 Filtro LCL

É um filtro de terceira ordem, que apresenta principalmente duas vantagens relativamente ao filtro anterior: melhor atenuação para dimensões idênticas, e por outro lado apresenta uma saída indutiva para a rede elétrica, diminuindo a contribuição do conteúdo harmônico da corrente injetada pelo capacitor na rede elétrica no ponto de interligação, a configuração do mesmo é observada na Figura 4.4 [31].

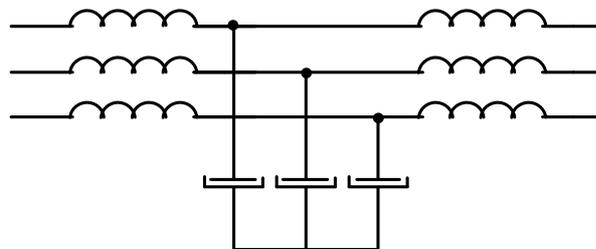


Figura 4.4 Topologia de um filtro LCL.

Nas aplicações de conversores de potência conectados à rede basicamente são utilizados dos tipos de filtro de saída, o filtro L e o filtro LCL. O filtro L é tradicionalmente utilizado nas aplicações de conversores DC-DC e em conversores operando numa faixa de potência de poucas dezenas de kW. A partir dessa faixa de potência o filtro LCL é mais frequentemente utilizado.

Outro Filtro citado na literatura é o filtro LC, este foi inicialmente utilizado para melhorar o fator de potência no PCC de inversores que utilizam apenas o filtro L. Entretanto, para inversores conectados à rede este não se mostra a melhor opção basicamente por dois problemas: a frequência de ressonância ser muito suscetível a impedância no ponto de conexão e altas correntes de carga na conexão com a rede. [31].

4.5 PROJETO DO FILTRO L PARA UM INVERSOR NPC CONECTADO A REDE

O projeto do filtro L para um inversor NPC de três níveis trifásico conectado à rede baseia-se em encontrar o valor da indutância L de tal forma a satisfazer os limites estabelecidos em normas. Os níveis de harmônicos de corrente considerados são especificados na Std IEEE 1547 [*Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003*][32]diminuindo o nível de THD verificado no sistema. A indutância L de todas as topologias pode ser obtida a partir da equação [4.1] [33], onde V_{rms} é a tensão de saída do inversor, f_{sw} é a frequência de chaveamento e I_{ripple} é a corrente máxima de ripple admissível.

$$L = \frac{V_{rms}}{2\sqrt{6}f_{sw} I_{ripple}} \quad (4.1)$$

A Tabela 4.1 traz os limites de harmônicos de corrente injetados na rede por sistemas de GD conectados à rede.

Tabela 4.1 Limites de harmônicos de corrente injetados.

Harmônica individual de ordem h	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$25 \leq h < 35$	$h \geq 35$
Porcentagem (%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3

Fonte: [34]

Na Tabela 4.2 segue as especificações do projeto. Para esse mesmo projeto são trabalhadas três valores de frequências de chaveamento. 3 kHz, 4 kHz e 6 kHz.

Tabela 4.2 Parâmetros para o projeto de um filtro-L

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de fase da rede (V_{rms})	220 V
Potência Nominal (P)	6 kW
Tensão do Barramento CC (V_{cc})	800V
Frequência da rede (f)	60 Hz
Frequência de chaveamento 1 (f_{SW1})	6 kHz
Frequência de chaveamento 2 (f_{SW2})	4 kHz
Frequência de chaveamento 3 (f_{SW3})	3 kHz

4.5.1 Cálculos Preliminares

- Corrente eficaz de saída:

$$I_o = \frac{P_o}{V_{rms}} \quad (4.2)$$

- Corrente de pico:

$$I_{oP} = I_o \cdot \sqrt{2} \quad (4.3)$$

- Tensão de Pico da rede:

$$V_{oP} = V_{rms} \cdot \sqrt{2} \quad (4.4)$$

A Tabela 4.3 mostra os valores do filtro L calculados de acordo com a equação [3.1] para as três frequências apresentadas na Tabela 4.2, como pode-se observar na Tabela 4.3 quanto maior a frequência de chaveamento menor será o valor do filtro L.

Frequência de Chaveamento	Valor do Filtro L
6 kHz	24 mH
4 kHz	35 mH
3 kHz	47 mH

4.6 MODELAGEM MATEMÁTICA DO INVERSOR NPC DE TRÊS NÍVEIS TRIFÁSICO COM FILTRO L.

O processo de modelagem toma como base a metodologia empregada por [35] e [36].

A Figura 4.5 representa o circuito equivalente para valores médios instantâneos do inversor NPC de três níveis trifásico com filtro L.

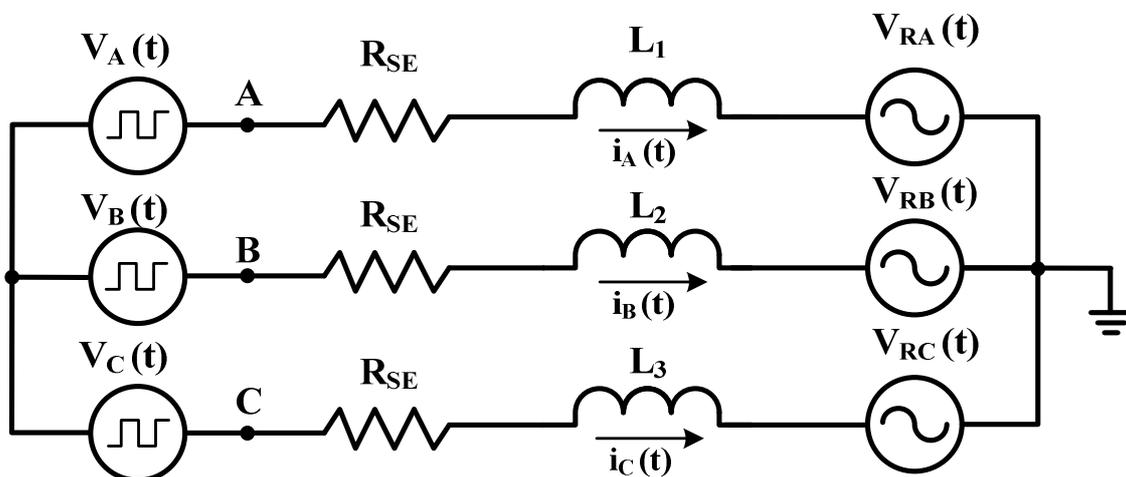


Figura 4.5 Circuito equivalente do inversor NPC de três níveis trifásico com filtro L.

Pode-se descrever as tensões v_A , v_B e v_C em função da razão cíclica conforme apresentado na equação [4.5].

$$\begin{cases} v_A = \frac{v_0}{2} \cdot D_A \\ v_B = \frac{v_0}{2} \cdot D_B \\ v_C = \frac{v_0}{2} \cdot D_C \end{cases} \quad (4.5)$$

Em um sistema equilibrado ($v_A(t) + v_B(t) + v_C(t) = 0$) sem neutro ($i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0$), considerando tensões e correntes em fase tem-se que os valores médios instantâneos das tensões apresentadas pelo inversor também serão equilibrados ($v_{RA}(t) + v_{RB}(t) + v_{RC}(t) = 0$)

A partir do conhecimento das leis de Kirchoff aplicada ao circuito da Figura 4.5, obtém-se:

$$v_{RA}(t) - R_{SE} \cdot i_A(t) - \frac{L_A di_A(t)}{dt} - v_A(t) - v_{RB}(t) + R_{SE} \cdot i_B(t) + \frac{L_B di_B(t)}{dt} + v_B(t) = 0 \quad (4.6)$$

Considerando um sistema equilibrado, pode-se afirmar que:

$$\begin{cases} v_B(t) = -v_A(t) - v_C(t) \\ i_B(t) = -i_A(t) - i_C(t) \\ v_{RB}(t) = -v_{RA}(t) - v_{RC}(t) \end{cases} \quad (4.7)$$

Substituindo-as na equação da malha, tem-se:

$$2 \cdot v_{RA}(t) - 2 \cdot R_{SE} \cdot i_A(t) - \frac{2L_A di_A(t)}{dt} - 2 \cdot v_A(t) - v_{RC}(t) - R_{SE} \cdot i_C(t) - \frac{L_C di_C(t)}{dt} - v_C(t) = 0 \quad (4.8)$$

Sabendo-se que:

$$v_C(t) - R_{SE} \cdot i_C(t) - \frac{L di_C(t)}{dt} - v_{RC}(t) = v_A(t) - R_{SE} \cdot i_A(t) - \frac{L di_A(t)}{dt} - v_{RA}(t) \quad (4.9)$$

Portanto, substituindo [4.8] em [4.9] tem-se:

$$3.v_{RA}(t) - 3.R_{SE}.i_A(t) - 3.L.\frac{di_A(t)}{dt} - 3.v_A(t) = 0 \quad (4.10)$$

Resolvendo a equação [4.10] de maneira análoga para as outras fases, chegam-se aos seguintes resultados:

$$\begin{cases} v_{RA}(t) = v_A(t) - R_{SE}.i_A(t) - \frac{Ldi_A(t)}{dt} \\ v_{RB}(t) = v_B(t) - R_{SE}.i_B(t) - \frac{Ldi_B(t)}{dt} \\ v_{RC}(t) = v_C(t) - R_{SE}.i_C(t) - \frac{Ldi_C(t)}{dt} \end{cases} \quad (4.11)$$

Substituindo as tensões $v_{RA}(t)$, $v_{RB}(t)$ e $v_{RC}(t)$ em função das razões cíclicas $D_A(t)$, $D_B(t)$ e $D_C(t)$, obtém-se:

$$\begin{cases} v_A(t) = -\frac{Ldi_A(t)}{dt} - R_{SE}.i_A(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_A(t) \\ v_B(t) = -\frac{Ldi_B(t)}{dt} - R_{SE}.i_B(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_B(t) \\ v_C(t) = -\frac{Ldi_C(t)}{dt} - R_{SE}.i_C(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_C(t) \end{cases} \quad (4.12)$$

Definindo os seguintes vetores:

$$\bar{V}_{ABC} = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix}; \quad \bar{I}_{ABC} = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix}; \quad \bar{D}_{ABC} = \begin{bmatrix} D_A(t) \\ D_B(t) \\ D_C(t) \end{bmatrix}; \quad \bar{V}_O = \begin{bmatrix} V_O \\ V_O \\ V_O \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Representando as equações de $v_A(t)$, $v_B(t)$ e $v_C(t)$ na forma vetorial:

$$\bar{V}_{ABC} = \frac{Ld\bar{I}_{ABC}}{dt} - R_{SE}.\bar{I}_{ABC} + \frac{\bar{V}_O}{2} \cdot \bar{D}_{ABC} \quad (4.14)$$

A matriz de transformação \bar{B}^{-1} [4.15] é fruto do produto da transformada de Park [4.16] pela transformada $\alpha\beta 0$ [4.16]. A transformada $\alpha\beta 0$ é utilizada para representar um sistema trifásico através de um sistema bifásico e a transformada de Park sobre um sistema de coordenada estático, coloca-o na mesma velocidade do campo girante, fazendo com que o sistema girante fique estático em relação a este novo referencial.

Definindo:

$$\bar{B}^{-1} = \bar{M}_{dq0} \cdot \bar{M}_{\alpha\beta 0} \quad (4.15)$$

Onde:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{M}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & -\sin(2\pi/3) \end{bmatrix} \\ \bar{M}_{dq0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ 0 & -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.16)$$

Logo,

$$\bar{B}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Para garantir que a potência seja invariante, a transformação deve ser ortogonal. Desta forma a transformada inversa de B^{-1} é sua transposta. Portanto,

$$\bar{B} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Sabendo que a transformação aplicada aos vetores tensão, corrente e razão cíclica é definida por:

$$\vec{V}_{ABC} = \vec{B} \cdot \vec{V}_{dq0}; \vec{I}_{ABC} = \vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0} \text{ e } \vec{D}_{ABC} = \vec{B} \cdot \vec{D}_{dq0} \quad (4.19)$$

Portanto

$$\vec{B} \cdot \vec{V}_{dq0} = \vec{V}_0 \cdot \left(\vec{B} \cdot \vec{D}_{dq0} - \frac{1}{2} \right) - R_{SE} \cdot \vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0} - L \cdot \frac{d(\vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0})}{dt} \quad (4.20)$$

Aplicando esta transformação na expressão [4.14] obtém-se [4.21].

$$\vec{V}_{dq0} = \vec{V}_0 \cdot \vec{D}_{dq0} - \frac{\vec{B}^{-1} \cdot \vec{V}_i}{2} - R_{SE} \cdot \vec{I}_{dq0} - L \cdot \frac{d \cdot \vec{I}_{dq0}}{dt} - L \cdot \vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot \vec{I}_{dq0} \quad (4.21)$$

Fazendo $\vec{B}^{-1} \cdot \left[\frac{d\vec{B}}{dt} \right]$, chega-se a [4.22]:

$$\vec{B}^{-1} \cdot \left[\frac{d\vec{B}}{dt} \right] = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Substituindo $\vec{B}^{-1} \cdot \left[\frac{d\vec{B}}{dt} \right]$ na equação de \vec{V}_{dq0} , obtém-se [4.23]:

$$\begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = V_0 \cdot \begin{bmatrix} D_0(t) \\ D_d(t) \\ D_q(t) \end{bmatrix} - V_0 \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - R_{SE} \cdot \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} - L \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_0(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_q(t)}{dt} \end{bmatrix} - L \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Aplicando a transformação dq0 as tensões de saída, obtém-se:

$$\bar{V}_{dq0} = \bar{B}^{-1} \cdot \bar{V}_{ABC} = \begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_{LL,rms} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Por fim, as expressões para o conversor em variáveis dq0 são dadas a seguir:

$$\begin{cases} v_{LL,rms} = -L \cdot \frac{di_d(t)}{dt} - R_{SE} \cdot i_d(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_d(t) + \omega \cdot Li_q \\ 0 = -L \cdot \frac{di_q(t)}{dt} - R_{SE} \cdot i_q(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_q(t) + \omega \cdot Li_d \\ 0 = -L \cdot \frac{di_0(t)}{dt} - R_{SE} \cdot i_0(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_0(t) \end{cases} \quad (4.25)$$

Realizando as devidas simplificações chega-se a:

$$\begin{cases} -\frac{R_{SE}}{L} \cdot i_d(t) + \frac{v_0}{2L} \cdot D_d(t) + \omega i_q - \frac{v_{LL,rms}}{L} = 0 \\ -\frac{R_{SE}}{L} \cdot i_q(t) + \frac{v_0}{2L} \cdot D_q(t) + \omega i_d = 0 \\ -\frac{R_{SE}}{L} \cdot i_0(t) + \frac{v_0}{2L} \cdot D_0(t) = 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

Resolvendo:

$$\begin{cases} D_d = \frac{2}{v_0} \cdot (R_{SE} \cdot i_d - \omega \cdot Li_q + v_{LL,rms}) \\ D_q = \frac{2}{v_0} \cdot (R_{SE} \cdot i_q - \omega \cdot Li_d) \\ D_0 = \frac{2}{v_0} \cdot R_{SE} \cdot i_0 \end{cases} \quad (4.27)$$

As equações dinâmicas do conversor são dadas por:

$$\begin{cases} \frac{L di_d(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot i_d(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_d(t) + \omega L i_q - v_{LL.rms} \\ \frac{L di_q(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot i_q(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D_q(t) + \omega L i_d \end{cases} \quad (4.28)$$

A Figura 4.6 representa o diagrama de blocos do inversor em componentes dq0, na qual as variáveis de entrada são os sinais de controle D_d e D_q .

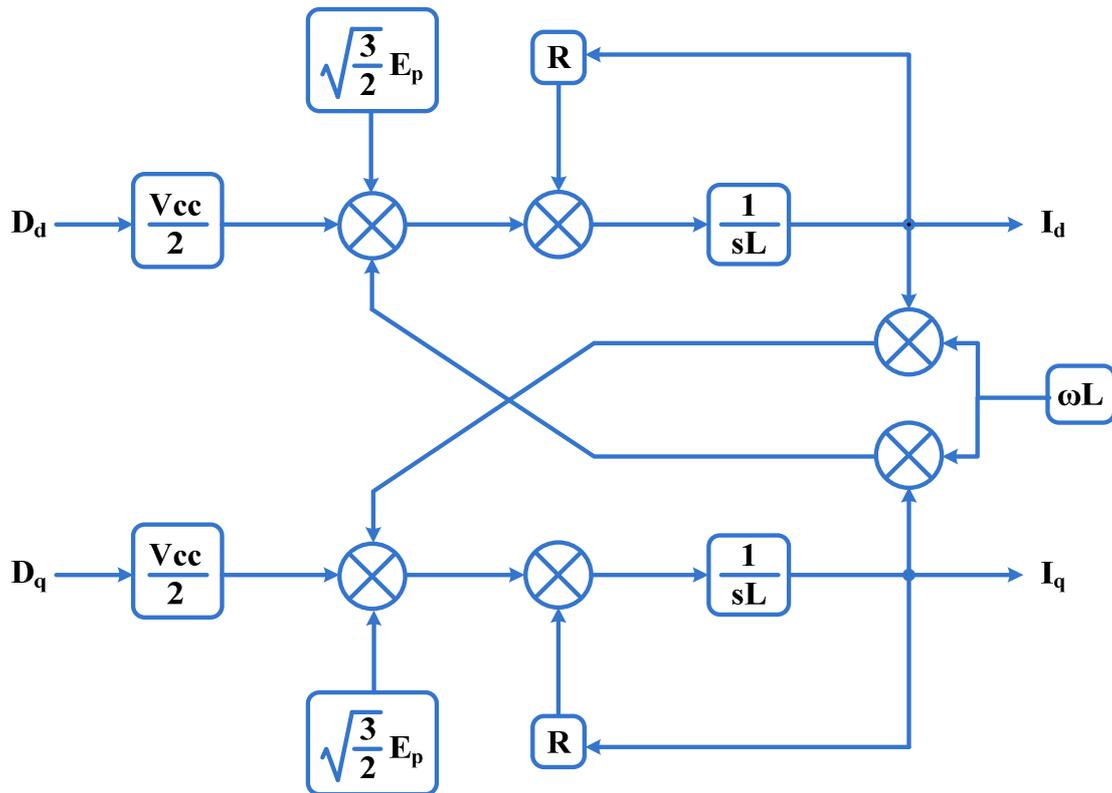


Figura 4.6 Diagrama de blocos do conversor NPC em componentes dq0.

Da Figura 4.6 observa-se que existe um acoplamento entre as variáveis I_d , I_q , D_d e D_q . Para desacoplar o eixo direto e de quadratura são definidas as variáveis auxiliares $D'_d(t)$ e $D'_q(t)$. Logo:

$$\begin{cases} D'_d(t) = D_d(t) + \frac{L \omega i_q(t)}{V_0} \\ D'_q(t) = D_q(t) - \frac{L \omega i_d(t)}{V_0} \end{cases} \quad (4.29)$$

As expressões para o inversor em variáveis dq em função de $D_d'(t)$ e $D_q'(t)$ são mostradas a seguir, substituindo a equação [4.29] em [4.28].

$$\begin{cases} \frac{Ldi_d(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot i_d(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D'_d(t) + \omega \cdot Li_q(t) - \omega \cdot Li_d(t) \\ \frac{Ldi_q(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot i_q(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D'_q(t) + \omega \cdot Li_d(t) - \omega \cdot Li_q(t) \end{cases} \quad (4.30)$$

Realizando as devidas simplificações chega-se a:

$$\begin{cases} \frac{Ldi_d(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot i_d(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D'_d(t) \\ \frac{Ldi_q(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot i_q(t) + \frac{v_0}{2} \cdot D'_q(t) \end{cases} \quad (4.31)$$

Aplicando a transformada de Laplace obtemos as funções de transferências para os controladores de corrente com o sistema desacoplado.

$$\begin{cases} Lsi_d(s) = -R_{SE} \cdot i_d(s) + \frac{v_0}{2} \cdot D'_d(s) \\ Lsi_q(s) = -R_{SE} \cdot i_q(s) + \frac{v_0}{2} \cdot D'_q(s) \end{cases} \quad (4.32)$$

Realizando as devidas simplificações chega-se a:

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{d(s)} = \frac{v_0}{2} \cdot \frac{1}{Ls + R_{SE}} \\ \frac{i_q(s)}{d(s)} = \frac{v_0}{2} \cdot \frac{1}{Ls + R_{SE}} \end{cases} \quad (4.33)$$

Nos casos em que os ganhos de amostragem (K_{sh}) de corrente e a amplitude da onda triangular (V_T) são diferentes de um, o ganho de desacoplamento passa a ser:

$$K_{Desacopl} = \frac{V_T}{K_{sh}} \cdot \frac{\omega \cdot L}{V_o} \quad (4.34)$$

Para obtenção da função de transferência da característica da entrada do inversor devem ser utilizadas as equações das potências processadas pelo mesmo. A partir dos valores médios instantâneos de energia em um indutor e em um capacitor determinam-se as funções de potência para estes elementos, como pode ser visto na equação [4.35].

$$\hat{V}_{cc}(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_{cc}(t) \quad (4.35)$$

A figura representa o circuito equivalente do lado CC do conversor NPC.

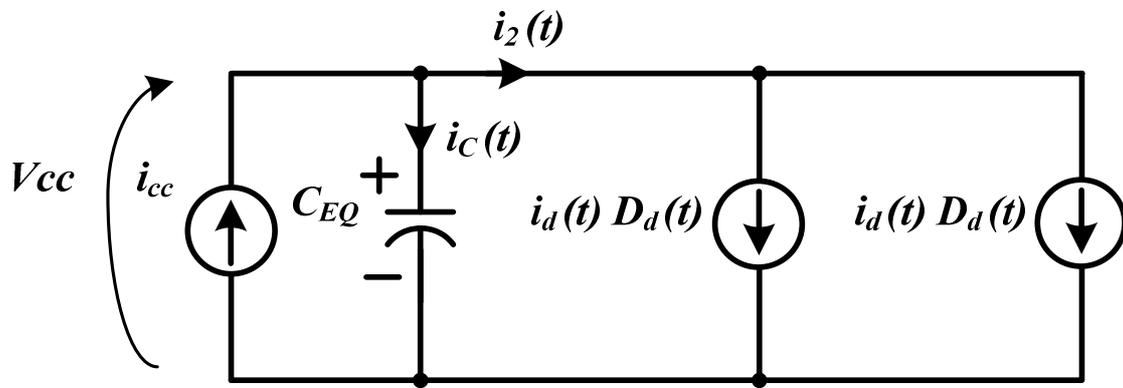


Figura 4.7 Circuito equivalente para o lado CC do conversor NPC.

A potência entregue pela fonte CC é dada por:

$$P = v_i(t) \cdot i_i(t) = v_A(t) \cdot i_A(t) + v_B(t) \cdot i_B(t) + v_C(t) \cdot i_C(t) = v_d i_d + v_q i_q \quad (4.36)$$

A corrente no lado CC é dada por:

$$i_{cc} = D_d(t) \cdot i_d(t) + D_q(t) \cdot i_q(t) \quad (4.37)$$

Para alinhamento dos sinais com o eixo Dq0.

$$\begin{cases} v_d = v_{d1,rms} \\ v_q = 0 \end{cases} \quad (4.38)$$

Adicionando-se pequenas perturbações:

$$\hat{i}_{cc}(t) = D_d \cdot \hat{i}_d(t) + i_d \cdot \hat{d}(t) \cdot D_q \cdot \hat{i}_q(t) + \hat{i}_q \hat{d}(t) \quad (4.39)$$

Onde:

$$i_d = \frac{P}{U_{LL,rms}} \quad i_q = 0 \quad (4.40)$$

Realizando as devidas simplificações chega-se a:

$$\hat{i}_{cc}(t) = \left(\frac{U_{LL,rms}}{V_o} \cdot 2 + \frac{2R_s i_d}{V_o} \right) \cdot \hat{i}_d(t) \hat{d}(t) \quad (4.41)$$

Resolvendo:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_d(t)}{dt} = -R_{SE} \cdot \hat{i}_d(t) + \frac{V_o}{2} \cdot \hat{d}d(t) + \omega L \hat{i}_q(t) \quad (4.42)$$

Simplificando:

$$\hat{d}d(t) = \frac{L d\hat{i}_d(t)}{2 \frac{dt}{V_o}} + \frac{2R_{SE} \cdot \hat{i}_d(t)}{V_o} - \frac{2\omega L \hat{i}_q(t)}{V_o} \quad (4.43)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em [4.41] e [4.42], chega-se a [4.43], e (3.43) resultando na função de transferência da expressão [4.50].

$$\hat{i}_{cc}(s) = \left(\frac{U_{LL,rms}}{V_o} \cdot 2 + \frac{2R_s i_d}{V_o} \right) \cdot \hat{i}_d(s) \hat{d}(s) \quad (4.44)$$

$$\hat{d}d(s) = \frac{2L d\hat{i}_d(s)}{V_o} + \frac{2R_{SE} \cdot \hat{i}_d(s)}{V_o} \quad (4.45)$$

Substituindo a equação [4.45] em [4.44] tem-se:

$$\hat{i}_{cc}(s) = \left(\frac{U_{LL,rms}}{v_o} \cdot 2 + \frac{2R_s i_d}{v_o} \right) \cdot \hat{i}_d(s) + \frac{2L d\hat{i}_d(s)}{V_o} + \frac{2R_{SE} \cdot \hat{i}_d(s)}{V_o} \hat{i}_d \hat{d}(s) \quad (4.46)$$

Simplificando:

$$\hat{i}_{cc}(s) = \left(\frac{2U_{LL,rms}}{V_o} + \frac{2R_s i_d}{V_o} + \frac{2L i_d}{V_o} + \frac{2i_d R_{SE}}{V_o} \right) \quad (4.47)$$

Tem-se que:

$$\hat{V}_{cc}(s) = \frac{1}{SC} \cdot \hat{i}_{cc}(s) \quad (4.48)$$

Substituindo a equação [4.47] em [4.48] tem-se:

$$\frac{\hat{V}_{cc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{2}{V_o} \cdot \frac{(U_{LL,rms} + R_s i_d + L_s i_d + R_s i_d)}{SC} \quad (4.49)$$

Simplificando

$$\frac{\hat{V}_{cc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{2}{V_o} \cdot \frac{[U_{LL,rms} + i_d \cdot (L_s + 2R_s)]}{SC} \quad (4.50)$$

4.7 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E PROJETO DOS CONTROLADORES

O sistema faz uso de uma estratégia de controle vetorial – representado na Figura 4.8. Os controladores de tensão e corrente são projetados utilizando uma metodologia de projeto baseado em controladores lineares de acordo com [37].

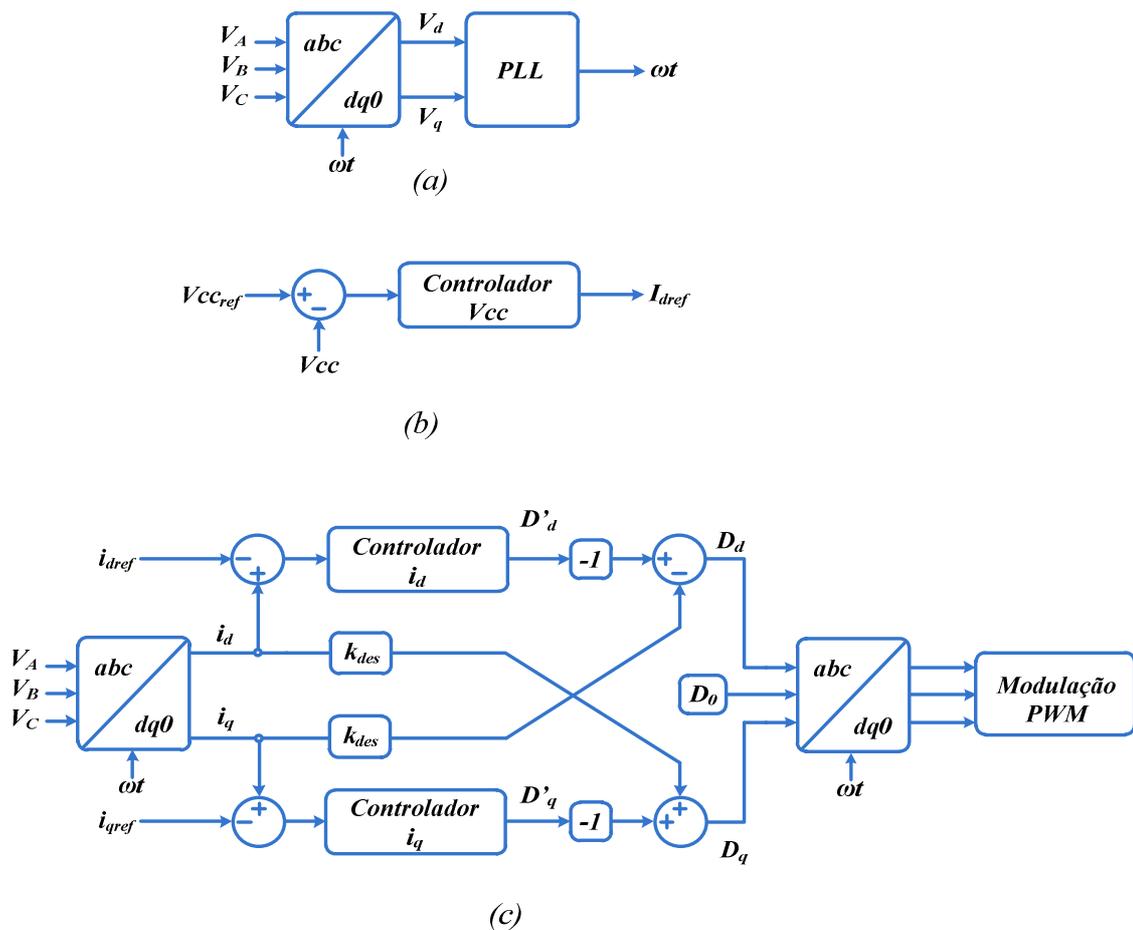


Figura 4.8 Diagramas de blocos da estratégia de controle: (a) Circuito de sincronismo; (b) Malha de tensão; (c) Malha de corrente.

O circuito de sincronismo PLL gera as referências para as correntes a serem injetadas na rede elétrica. A malha de tensão gera a referência para a malha da corrente ativa (eixo direto) – basicamente determinando a amplitude da corrente a ser injetada. Cabe observar que as malhas, de tensão e corrente, devem ser dinamicamente desacopladas – de forma a evitar que oscilações na malha de tensão não provoquem distorções nas correntes. Para tanto a malha de tensão deve ter uma frequência de cruzamento bem menor que da malha de corrente [37].

4.7.1 Projeto da Malha de Corrente

A função de transferência do conversor NPC ($G_i(s) = IL/d$) para a malha da corrente de saída é expressa pela Equação [4.51].

$$Gi(s) = \frac{V_o}{2} \cdot \frac{1}{L \cdot s \cdot j + R_{se}} \quad (4.51)$$

A função de transferência em malha aberta FTMA, da malha de corrente, é representada pelo diagrama de blocos da Figura 4.9.

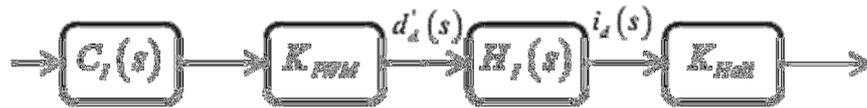


Figura 4.9 - Diagrama de blocos da FTMA da malha de corrente.

Partindo-se da Figura 4.9, tem-se a expressão para a FTMA da malha de corrente, conforme Equação [4.47].

Adota-se cinco como valor da corrente de referência:

$$V_{ref1} = 5 \quad (4.52)$$

Considerando que os sinais das portadoras triangulares possuem amplitude 5V, o ganho do modulador PWM fica sendo conforme Equação :

$$F_m = \frac{1}{V_{ref1}} \quad (4.53)$$

O ganho de realimentação de corrente é dado pela especificação do sensor:

$$Hi = 129 \cdot 10^{-3} \quad (4.54)$$

A função de transferência em malha aberta é dada por:

$$FTMAi(s) = Gi(s) \cdot F_m \cdot Hi \quad (4.55)$$

De acordo com a teoria de controle a frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto $FTLAI(s)$ deve ser ajustada de tal forma que a frequência de chaveamento não interfira no circuito de controle, sendo assim a frequência de cruzamento é escolhida como sendo um quarto da frequência de chaveamento.

$$f_{c1} = \frac{f_{sw}}{4} \quad (4.56)$$

O compensador escolhido para o projeto é um PI com filtro cuja função de transferência $C_i(s)$ é obtida de acordo com as seguintes colocações:

O zero do compensador é colocado uma década abaixo da frequência de cruzamento:

$$f_{z1} = \frac{f_{c1}}{10} \quad (4.57)$$

Um pólo é colocado na origem para minimizar o erro estático:

$$f_{p1} = 0 \quad (4.58)$$

O outro pólo é colocado na metade da frequência de chaveamento:

$$f_{p2} = \frac{f_s}{2} \quad (4.59)$$

O sistema de equações para determinar os parâmetros do compensador são:

$$s = 2\pi f_{c1} \quad (4.60)$$

$$H_1 = 20 \log(|FTMA_i(2\pi f_{c1})|) \quad (4.61)$$

Mas:

$$H_1 = 20 \log(A_1) \quad (4.62)$$

Logo:

$$A_1 = 10^{\frac{|H_1|}{20}} \quad (4.63)$$

Portanto as frequências do zero e do pólo da função de transferência são dadas por:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (4.64)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (4.65)$$

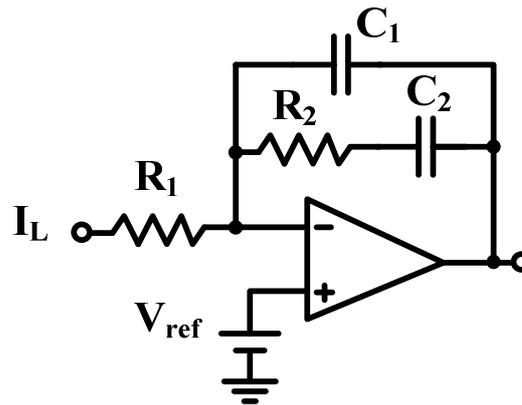


Figura 4.10 Implementação analógica do controlador de corrente

Calculando os componentes do controlador da Figura 4.10:

Assumindo $R_1 = 1000 \Omega$ obtém-se:

$$R_2 = A_1 \cdot R_1 \quad (4.66)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot f_{z1}} \quad (4.67)$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot f_{p2} - 1} \quad (4.68)$$

A função de transferência do compensador anteriormente indicado é igual a:

$$Ci(s) = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{s \cdot j + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}}{s \cdot j \cdot \left(s \cdot j + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_2 \cdot C_1} \right)} \quad (4.69)$$

O ganho, o zero e o pólo do compensador PI com Filtro L são respectivamente:

$$Ga_1 = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \quad (4.70)$$

$$Z_1 = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} \quad (4.71)$$

$$P_1 = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_2 \cdot C_1} \quad (4.72)$$

A função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FTL_{Ai}(s) = FTMA_{Ai}(s) \cdot Ci(s) \quad (4.73)$$

Os valores calculados dos componentes dos controladores para a frequência de chaveamento de 6, 4 e 3 kHz, para malha de corrente são vistos na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 Componentes calculados para o compensador de corrente.

Parâmetro	Valor		
	6 kHz	4 kHz	3 kHz
R1	1 kΩ	1 kΩ	1 kΩ
R2	78.12 kΩ	78.12 kΩ	78.12 kΩ
C1	714.9 pF	1072 pF	1430 pF
C2	13.58 nF	20.37 nF	27.16 nF

4.7.2 Projeto da Malha de Tensão

A malha de tensão é quem fornece a referência para a malha de corrente, definindo a amplitude da corrente a ser injetada na rede.

Por fornecer a referência para a malha de corrente - que determina a amplitude da corrente de saída - a malha de tensão deve ser desacoplada, dinamicamente, da malha de corrente. Para tanto, a malha de tensão deve ser suficientemente lenta, de forma a não distorcer a referência de corrente [37].

A função de transferência do conversor NPC ($Gv(s) = V_{cc}/IL$) para a malha da tensão de entrada é expressa pela Equação [4.74].

$$Gv(s) = \frac{2}{V_{cc}} \cdot \left[\frac{V + \left(\frac{P}{V}\right) \cdot (L_1 \cdot s \cdot j + 2 \cdot R_{se})}{C \cdot (s \cdot jf)} \right] \quad (4.74)$$

Adota-se cinco como valor da corrente de referência:

$$V_{ref2} = 5 \quad (4.75)$$

Considerando que os sinais das portadoras triangulares possuem amplitude 5V, o ganho do modulador PWM fica sendo conforme Equação [4.76]:

$$F_m = \frac{1}{V_{ref2}} \quad (4.76)$$

O ganho de amostragem é definido como sendo:

$$Hv = 6,25 \cdot 10^{-3} \quad (4.77)$$

A função de transferência em malha aberta FTMA, da malha de tensão, é representada conforme Equação [4.78].

$$FTMAv(s) = \frac{1}{Hi} \cdot Gv(s) \cdot F_m \cdot Hv \quad (4.78)$$

De acordo com a teoria de controle a frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto $FTLA_v(s)$ deve ser ajustada de tal forma que a frequência de chaveamento não interfira no circuito de controle, sendo assim a frequência de cruzamento é escolhida como sendo um sexto da frequência de chaveamento.

$$f_{c2} = \frac{f_{sw}}{6} \quad (4.79)$$

O compensador escolhido para o projeto é um PI com filtro cuja função de transferência $C_v(s)$ é obtida de acordo com as seguintes colocações:

O zero do compensador é colocado uma década abaixo da frequência de cruzamento:

$$f_{z2} = \frac{f_{c2}}{10} \quad (4.80)$$

Um pólo é colocado na origem para minimizar o erro estático:

$$f_{p2} = 0 \quad (4.81)$$

O sistema de equações para determinar os parâmetros do compensador são:

$$s = 2\pi f_{c2} \quad (4.81)$$

$$H_2 = 20 \log(|FTMAv(2\pi f_{c2})|) \quad (4.82)$$

Mas:

$$H_2 = 20 \log(A_2) \quad (4.83)$$

Logo:

$$A_2 = 10^{\frac{|H_2|}{20}} \quad (4.85)$$

Portanto as frequências do zero da função de transferência é dadas por:

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_4 \cdot C_3} \quad (4.86)$$

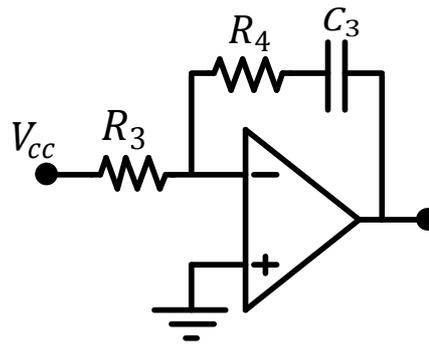


Figura 4.11 Implementação analógica do controlador de tensão

Calculando os componentes do controlador da Figura 4.11:

Assumindo $R_3 = 1000 \Omega$ obtém-se:

$$R_4 = A_2 \cdot R_3 \quad (4.87)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot R_4 \cdot f_{z2}} \quad (4.88)$$

A função de transferência do compensador anteriormente indicado é igual a:

$$Cv(s) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{s \cdot j + \frac{1}{R_4 \cdot C_3}}{s \cdot j} \quad (4.89)$$

O ganho, o zero e o pólo do compensador PI com Filtro L são respectivamente:

$$Ga_2 = \frac{R_4}{R_3} \quad (4.90)$$

$$Z_2 = \frac{1}{R_4 \cdot C_3} \quad (4.91)$$

$$P_2 = 0 \quad (4.92)$$

A função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FTLAv(s) = FTMAv(s) \cdot Cv(s) \quad (4.93)$$

Os valores calculados dos componentes dos controladores para a frequência de chaveamento de 6, 4 e 3 kHz, para malha de tensão são vistos na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 Componentes calculados para o compensador de tensão.

Parâmetro	Valor		
	6 kHz	4 kHz	3 kHz
R3	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
R4	4.34 k Ω	3.26 k Ω	3.25 k Ω
C3	36.66 μ F	65.16 μ F	65.28 μ F

Nas Figuras 4.12 até 4.23 são mostrados os diagramas de bode para as funções de transferência em malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 6, 4 e 3 kHz.

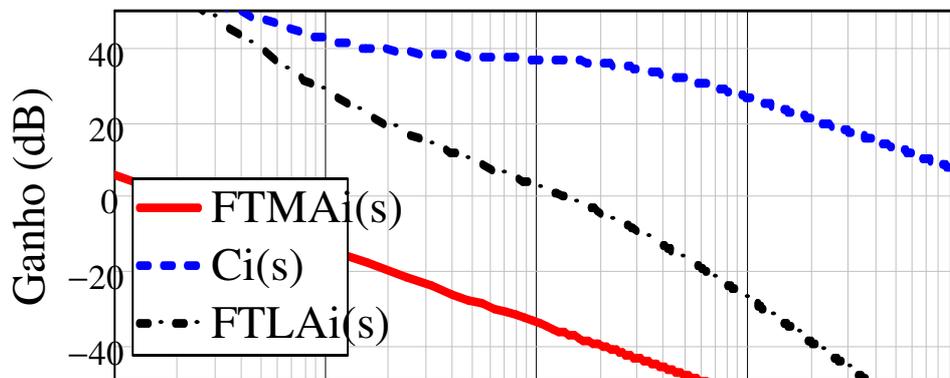


Figura 4.12 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 6 kHz.

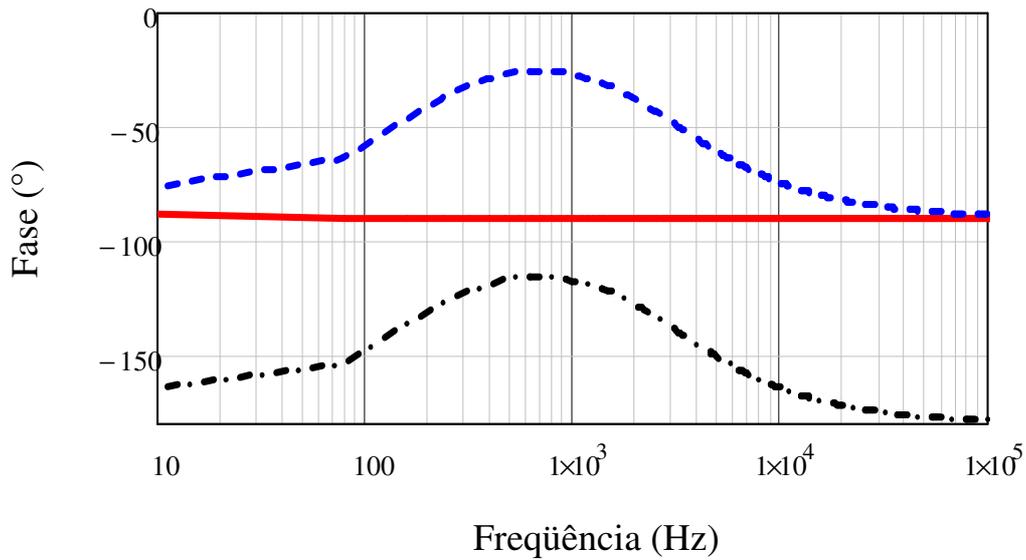


Figura 4.13 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 6 kHz.

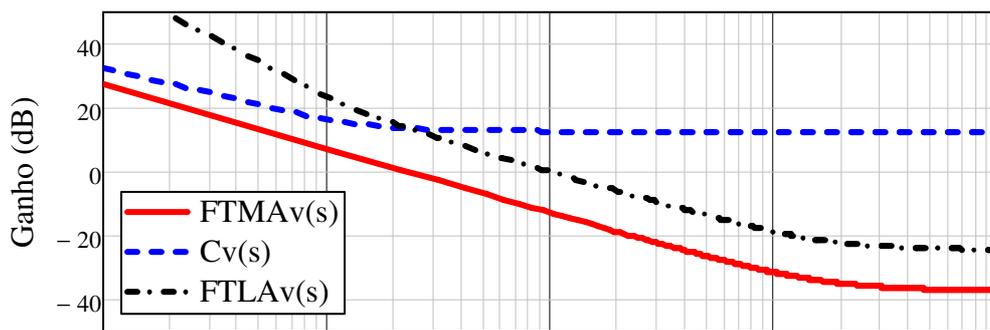


Figura 4.14 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 6 kHz.

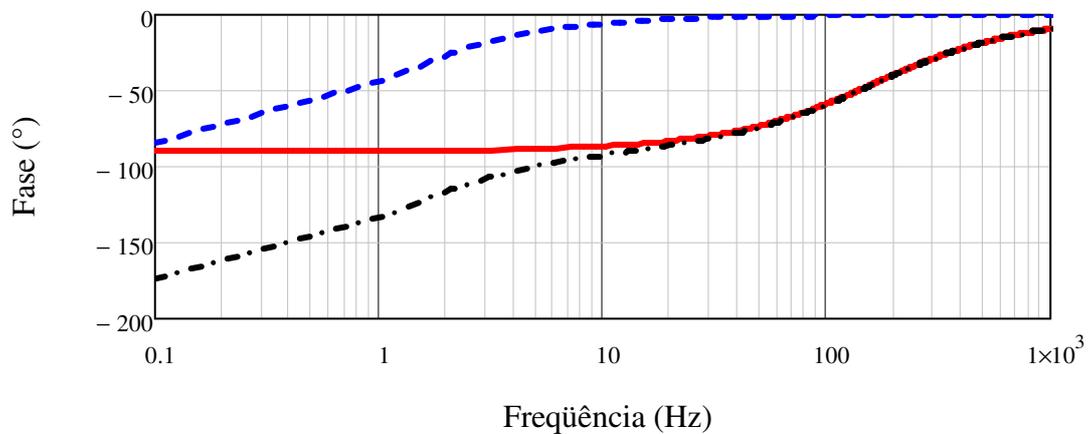


Figura 4.15 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 6 kHz.

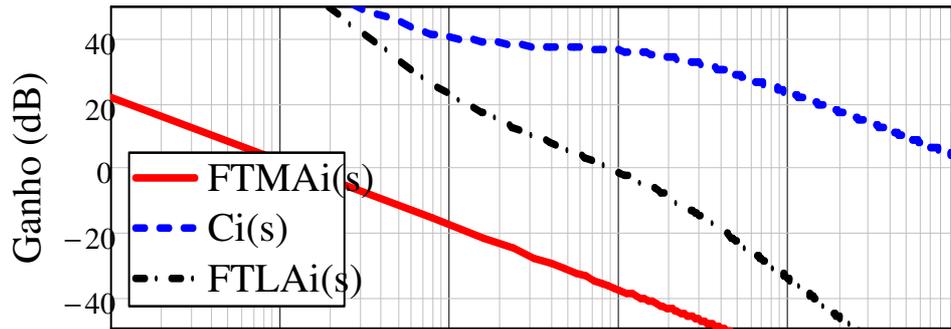


Figura 4.16 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 4 kHz.

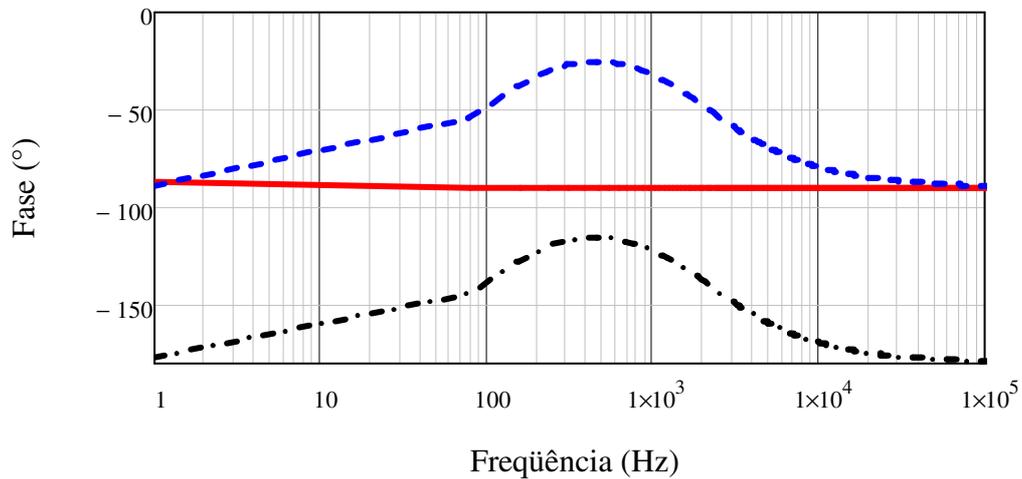


Figura 4.17 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 4 kHz.

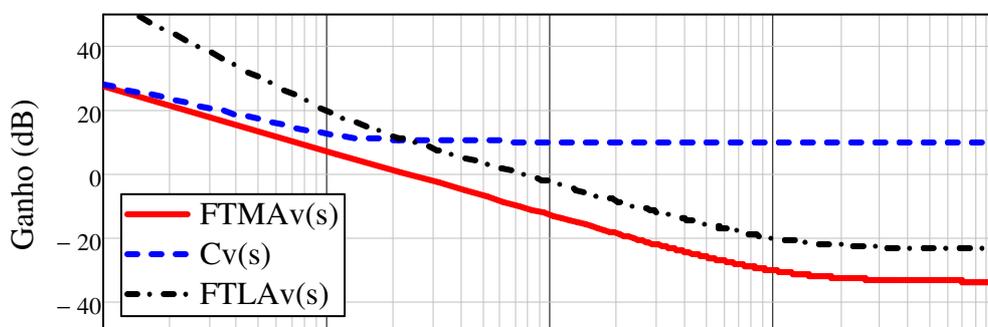


Figura 4.18 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 4 kHz.

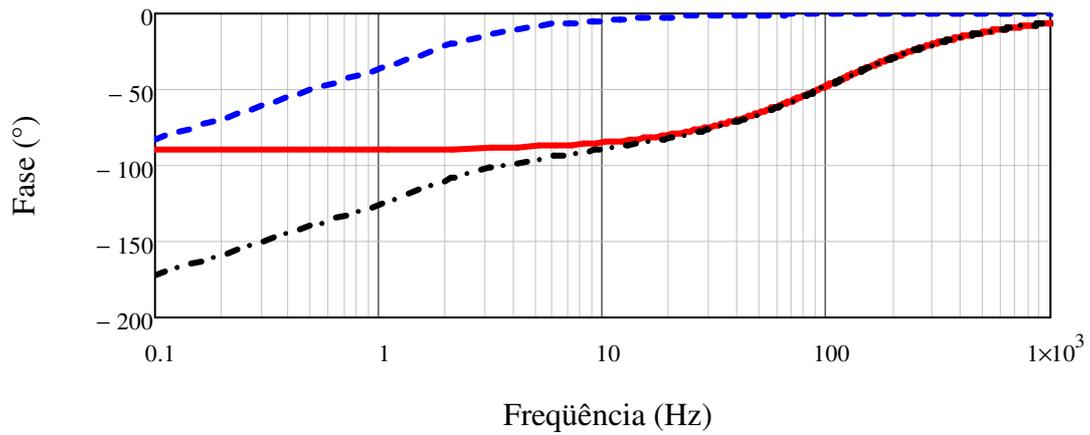


Figura 4.19 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 4 kHz.

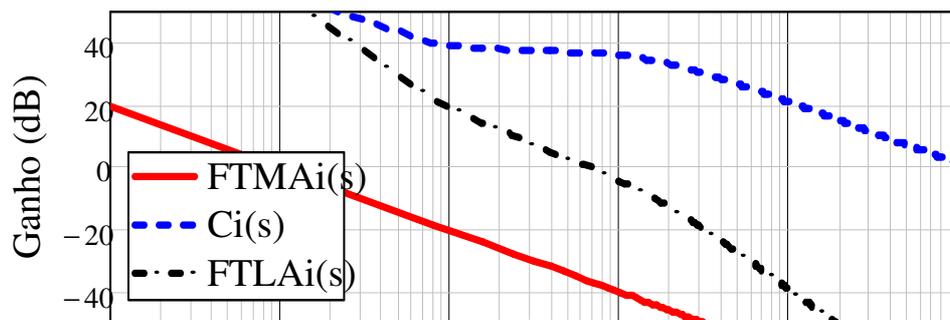


Figura 4.20 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 3 kHz.

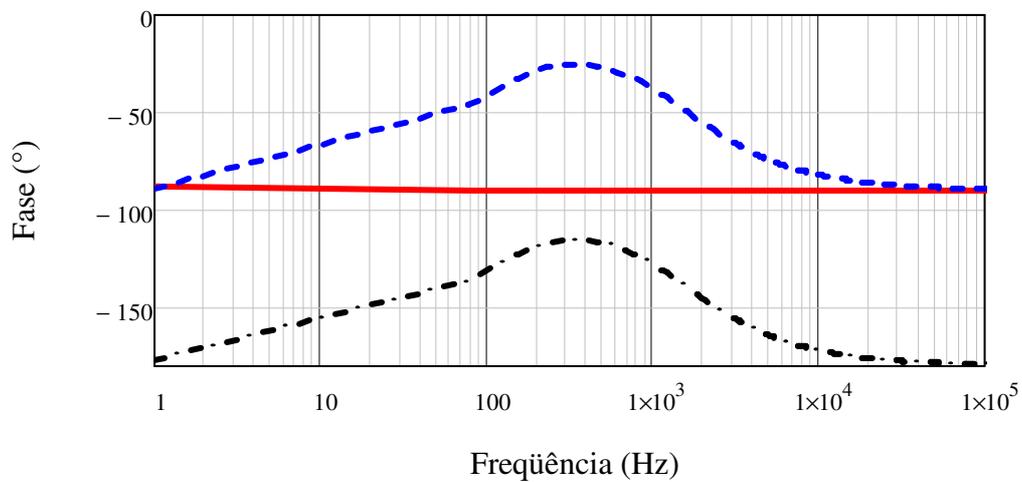


Figura 4.21 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 3 kHz.

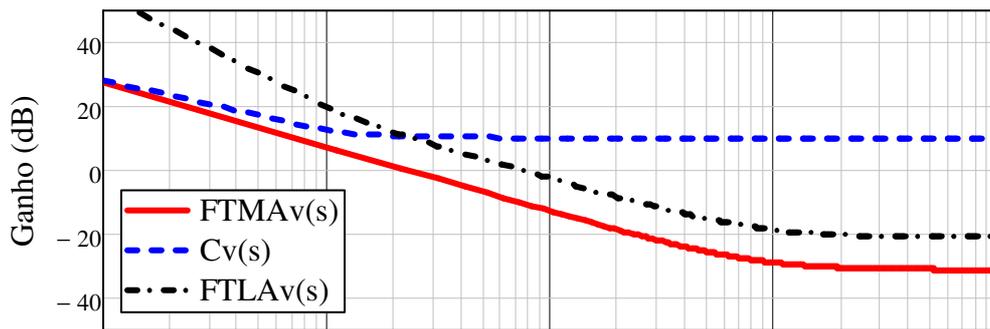


Figura 4.22 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 3 kHz.

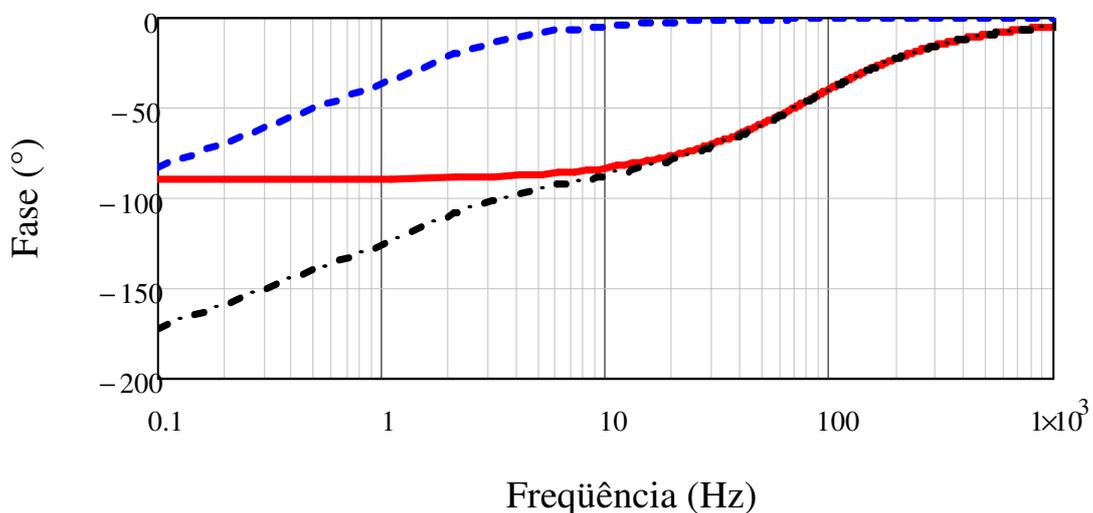


Figura 4.23 Diagramas de bode das funções de transferência em Malha aberta, do compensador e de laço aberto para a frequência de 3 kHz.

Observa-se que a frequência de cruzamento para as três frequências de chaveamento trabalhadas, ocorre com a curva do ganho, apresentando um declive inferior a -20 dB/década, mostrando que o sistema é estável. A margem de ganho em todas as frequências citadas acima é infinito, já as margens de fase possuem uma pequena diferença, não chegando a alterar o controle como pode ser visto na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 Valores da Margem de Fase

	6 kHz		4 kHz		3 kHz	
	Malha de Corrente	Malha de Tensão	Malha de Corrente	Malha de Tensão	Malha de Corrente	Malha de Tensão
Margem de Fase	57.927	87.781	57.927	88.217	57.927	89.519

4.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo, descreveu-se os filtros ativos, os filtros passivos, o projeto de um filtro L, a modelagem matemática do inversor NPC trifásico com filtro L, a estratégia de controle e o projeto dos controladores para o filtro L.

CAPÍTULO 5

5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA O FILTRO L

5.1 INTRODUÇÃO

Neste tópico serão mostrados diversos resultados de simulações numéricas para validar a análise do inversor NPC de três níveis com o filtro L, obtidas através do software PSIM, da Powersim Inc. O circuito simulado encontra-se no APÊNDICE A.

Os dados utilizados no projeto encontram-se nas Tabelas 4.2 e 4.3.

5.1.1 Simulação do filtro L com a frequência de 6 kHz

Na Figura 5.1 são mostradas as formas de onda das tensões da rede simétricas e balanceadas.

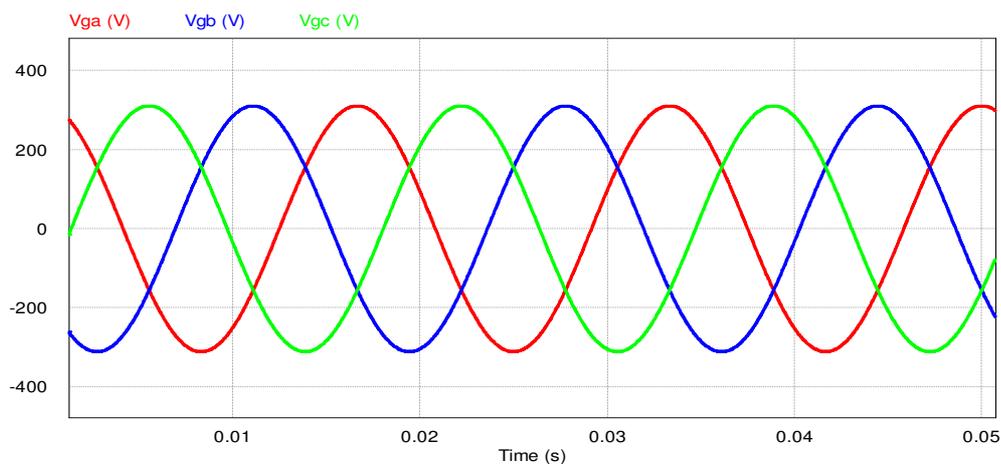


Figura 5.1 Tensões da rede

Na Figura 5.2 são visualizadas as formas de onda da corrente de saída. Até 0,09 segundos o inversor está operando com apenas 33% da sua corrente nominal, depois deste intervalo o mesmo atinge o seu valor nominal.

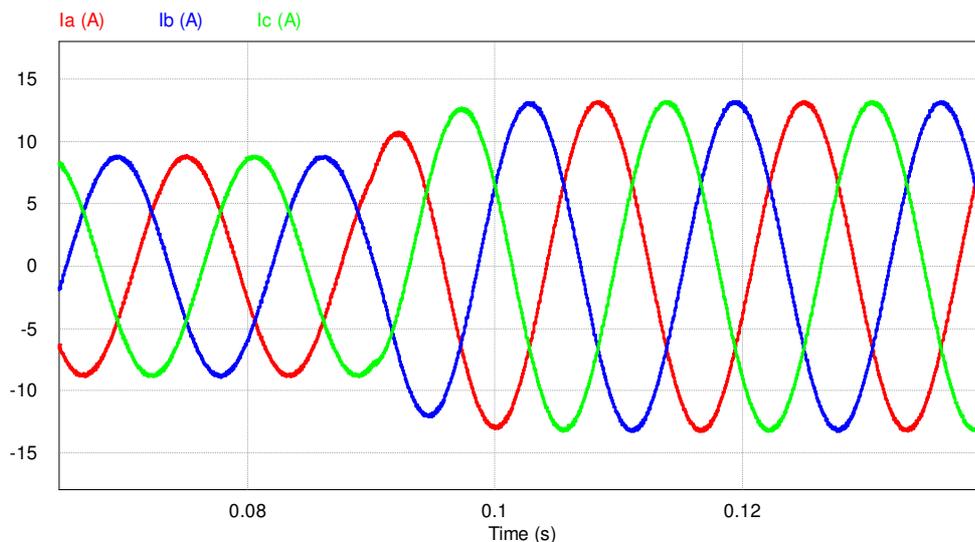


Figura 5.2 Corrente de Saída

Na Figura 5.3 são visualizadas as formas de onda da tensão da rede e da corrente de saída multiplicada por dez. A mesma mostra que a corrente está sendo injetada na rede.

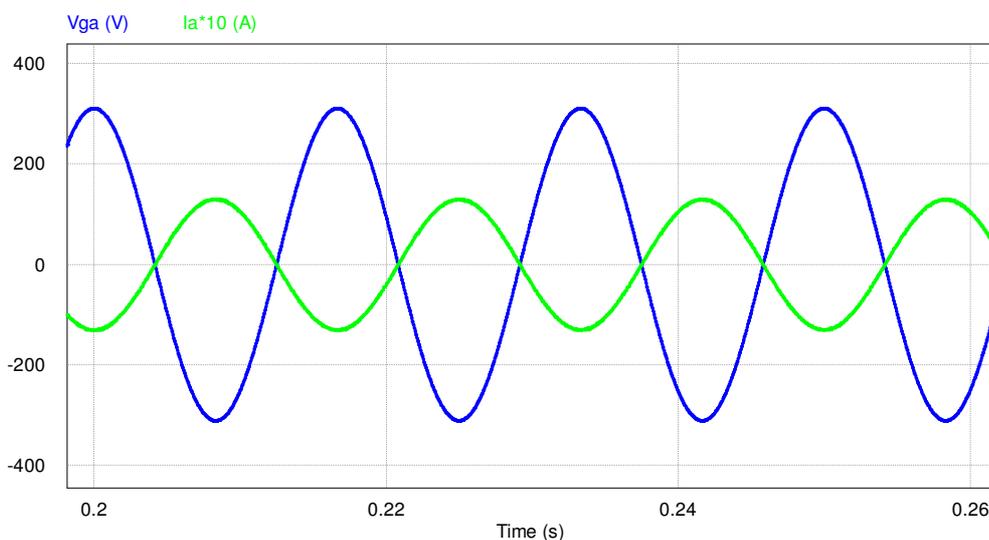


Figura 5.3 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.

Na Figura 5.4 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas $dq0$ para o regime permanente, como pode-se observar na figura, o sistema fornece potência puramente ativa representada pela corrente do eixo direto I_d . A corrente do eixo em quadratura I_q assume valor zero, ou seja, o sistema não fornece reativos, e o fator de potência é unitário. Igualmente a Figura 5.2 até 0,09 segundos o

inversor está operando com apenas 33% da sua corrente nominal, depois deste intervalo o mesmo atinge o seu valor nominal.

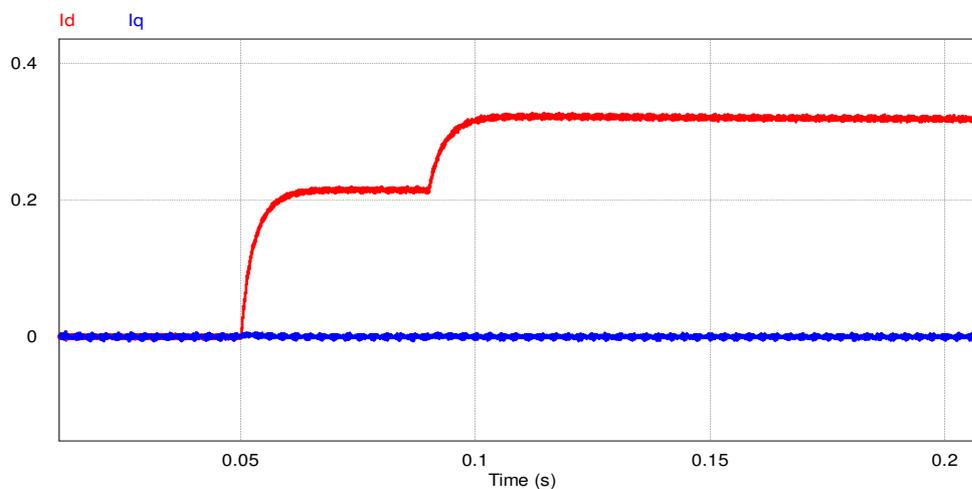


Figura 5.4 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Na Figura 5.5 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC. Observa-se que o barramento possui nível de tensão com um reduzido valor de ondulação, da ordem de 0,11 V.

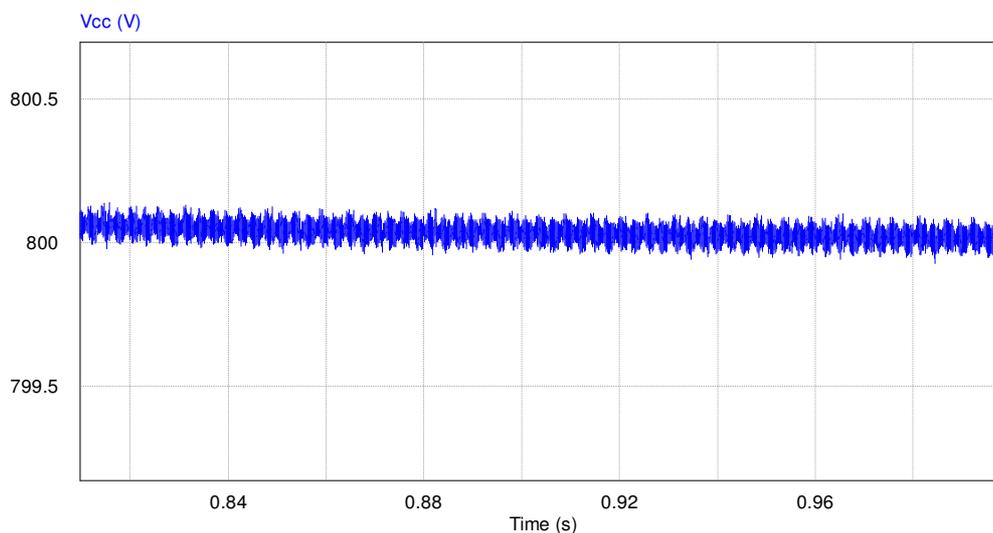


Figura 5.5 Tensão no barramento CC.

Um afundamento de tensão é uma redução do valor eficaz de tensão, numa faixa de 0,1 a 0,9 pu com duração de 0,5 ciclo a 1 minuto. É caracterizado principalmente pela sua amplitude, pelo tempo de duração e pela frequência de ocorrência.

Considerando o caso demonstrado na Figura 5.6 com uma redução de 45.45% do valor nominal, a tensão varia de forma simétrica, no instante entre 0.2 até 0.25 segundos. Neste mesmo instante pode-se observar que a corrente de saída aumenta de valor. Também na Figura 5.7 no mesmo instante as correntes de referência em coordenadas dq0 alteram seu valor.

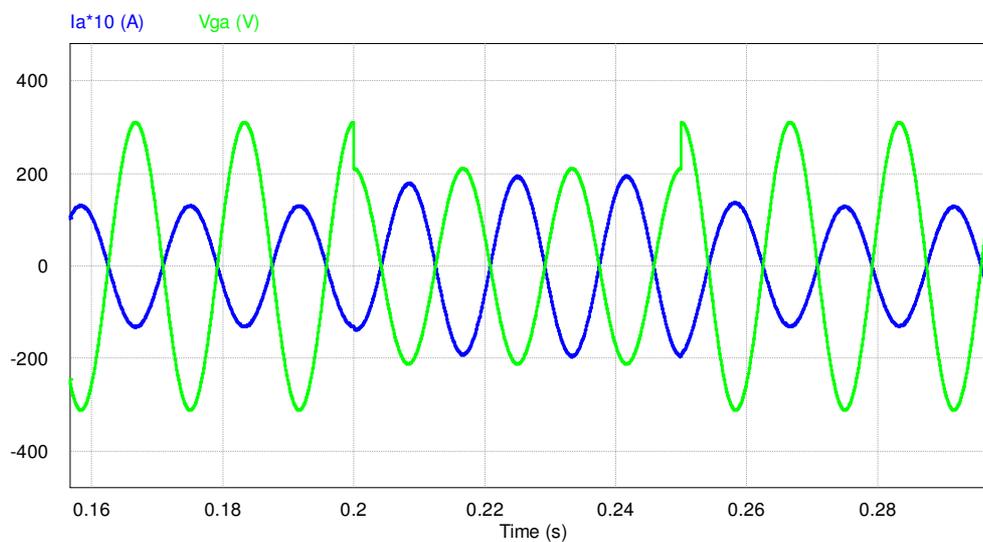


Figura 5.6 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.

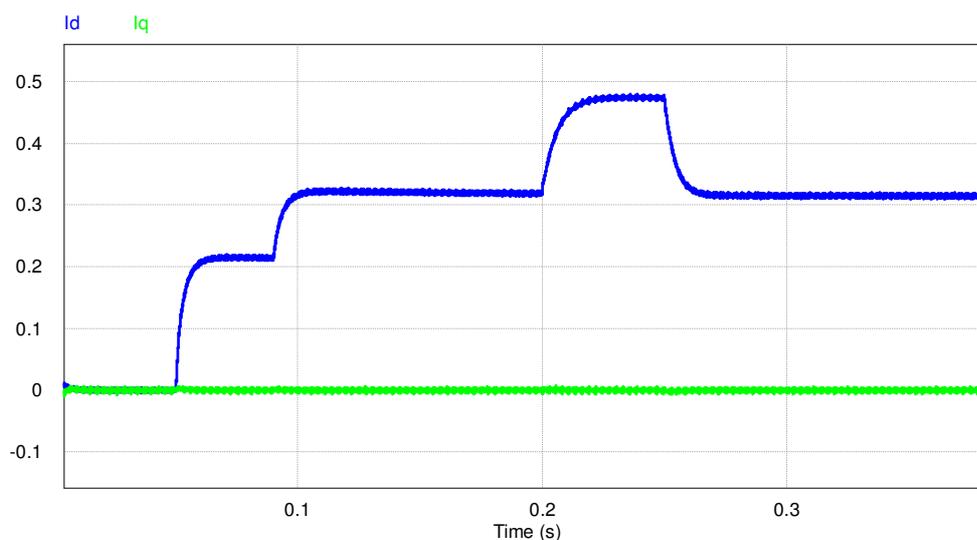


Figura 5.7 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.

Na Figura 5.8 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o inversor fornece potência ativa e consome potência reativa.

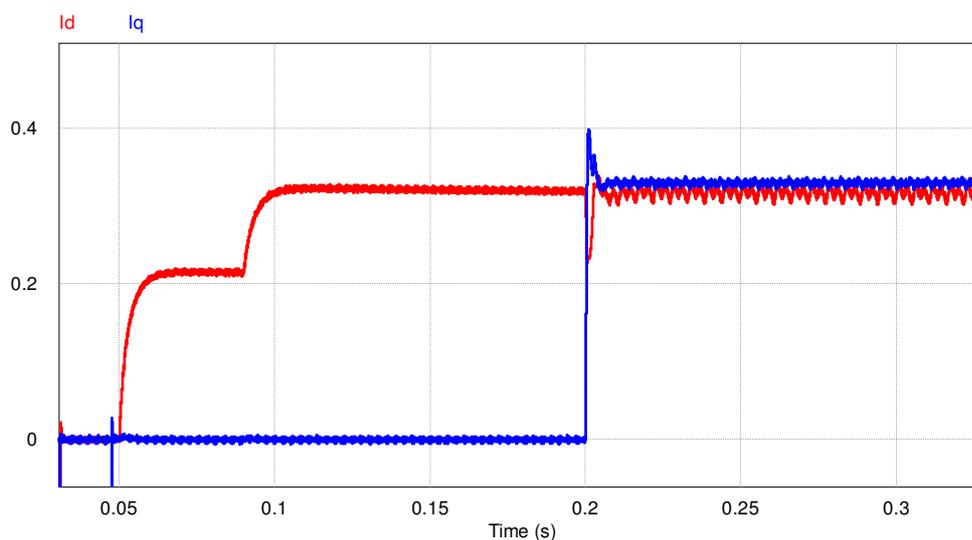


Figura 5.8 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Nas Figuras 5.9 e 5.10 são mostrados os espectros harmônicos da corrente de saída. Na Figura 5.9 observa-se a frequência fundamental em 60 Hz, na Figura 5.10 mostra-se que o filtro está eliminando os harmônicos de ordens inferiores. Nota-se também que as harmônicas mais expressivas são na frequência de 5,75 kHz com 36 mA de magnitude e na frequência de 6,25 kHz com 27,5 mA de magnitude. Estes resultados mostram que estes valores estão bem abaixo dos valores estabelecidos na norma Std IEEE 1547 de acordo com a Tabela 4.1.

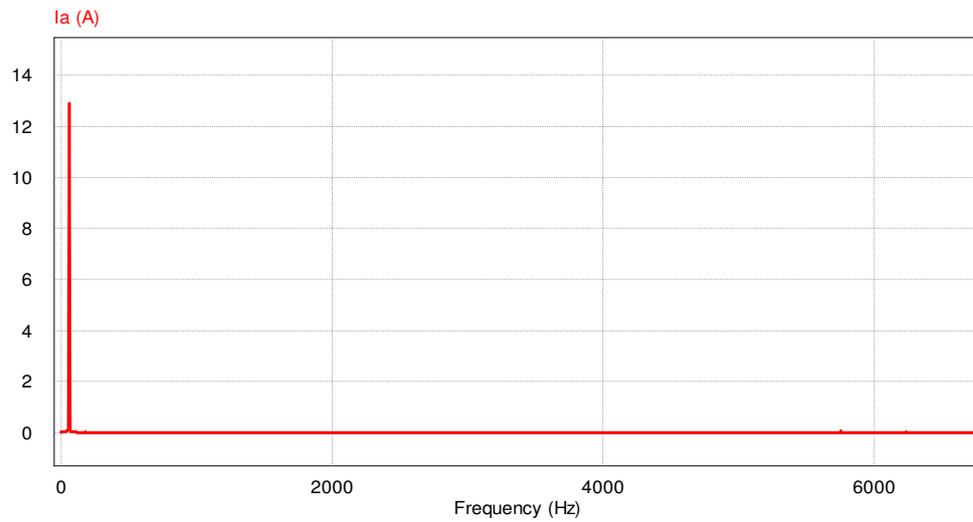


Figura 5.9 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.

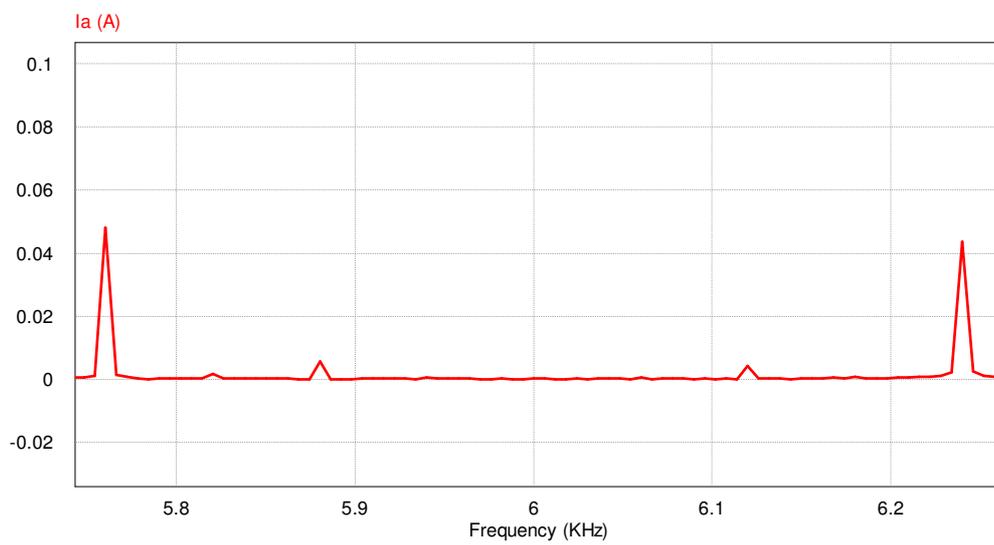


Figura 5.10 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.

5.1.2 Simulação do filtro L com a frequência de 4 kHz

Na Figura 5.11 são mostradas as formas de onda das tensões da rede simétricas e balanceadas.

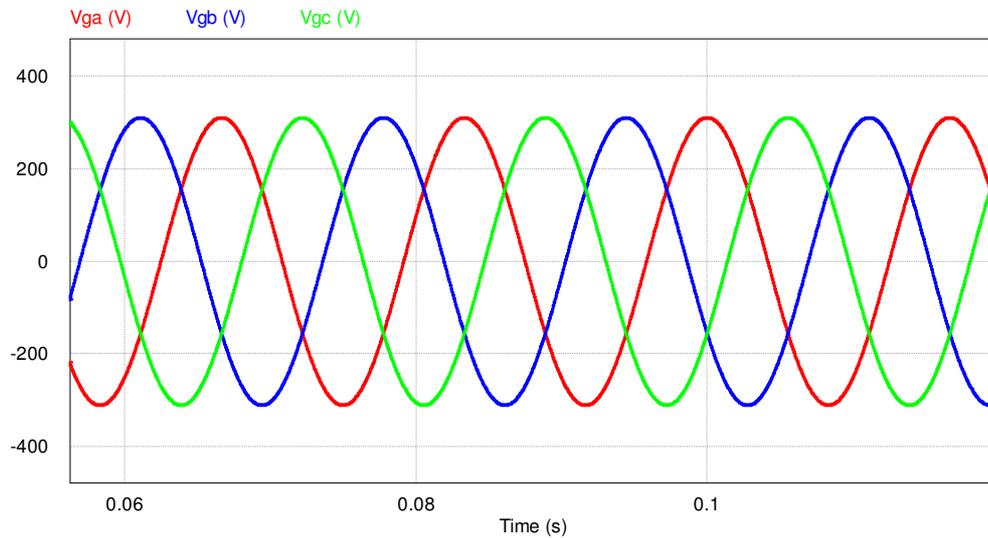


Figura 5.11 Tensões da rede

Na Figura 5.12 são visualizadas as formas de onda da corrente de saída para o inversor operando com potência nominal. Comparando estas formas de onda com as da Figura 5.2 observa-se que estas apresentam mais ruídos devido sua frequência de chaveamento ser menor.

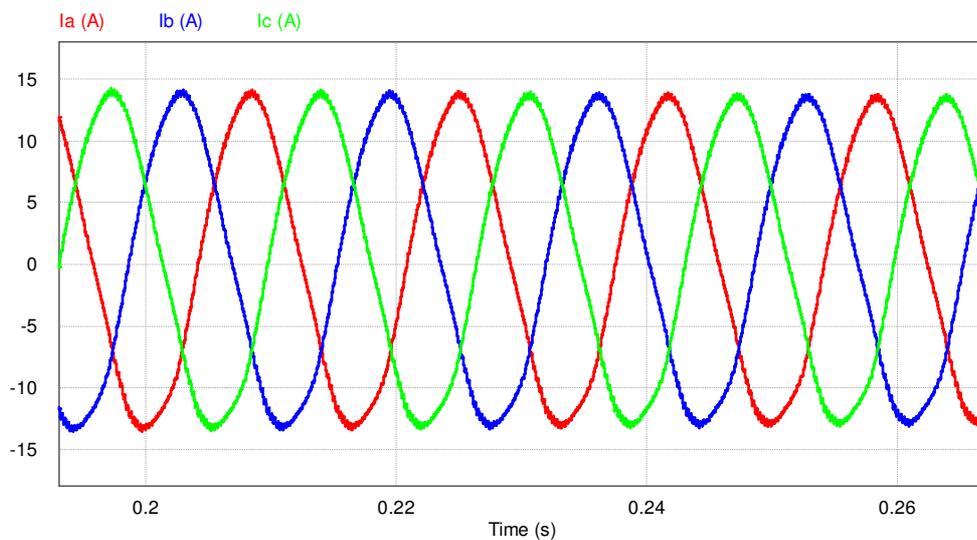


Figura 5.12 Corrente de Saída

Na Figura 5.13 são visualizadas as formas de onda da tensão da rede e da corrente de saída multiplicada por dez. A mesma mostra que a corrente esta sendo injetada na rede.

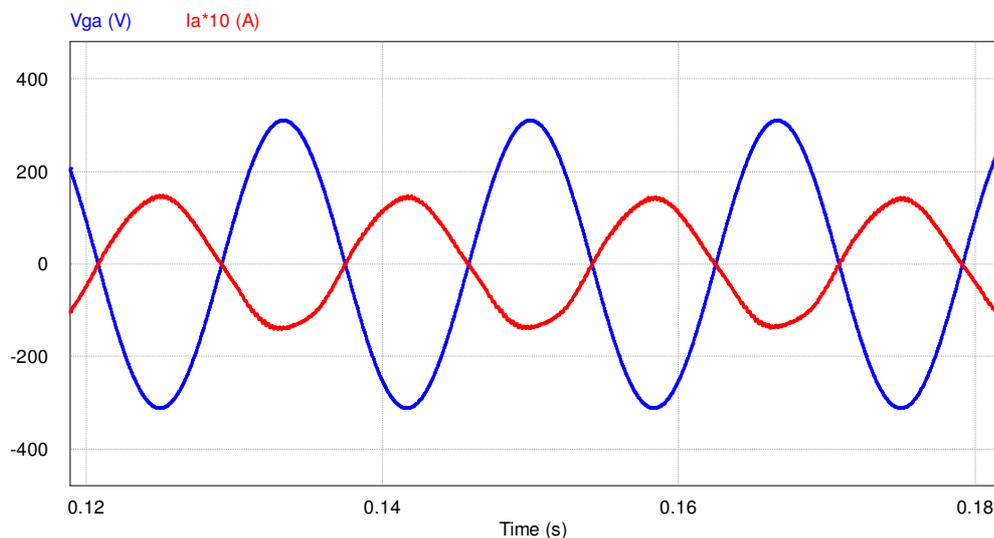


Figura 5.13 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.

Na Figura 5.14 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência puramente ativa representada pela corrente do eixo direto I_d . A corrente do eixo em quadratura I_q assume valor zero, ou seja, o sistema não fornece reativos o fator de potência é unitário.

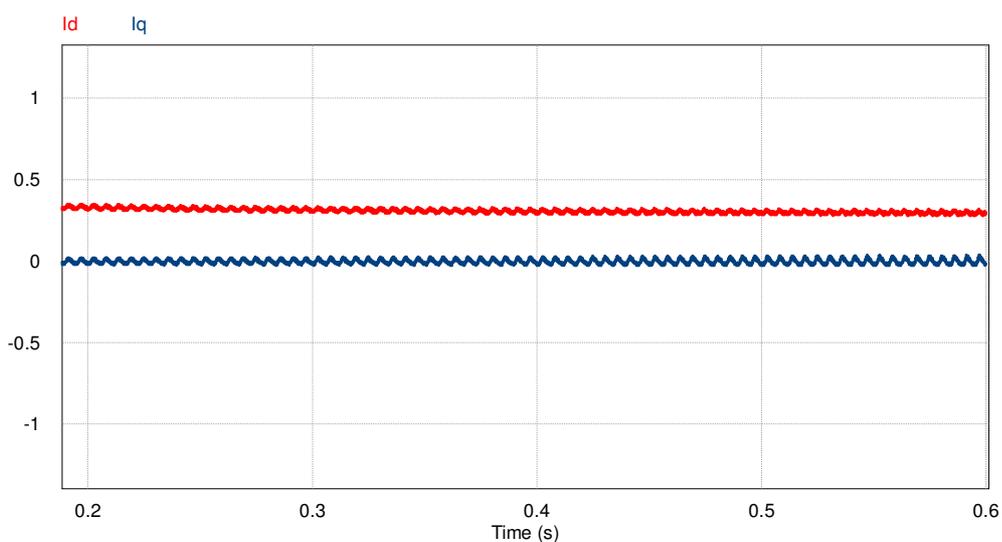


Figura 5.14 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Na Figura 5.15 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC. Observa-se que o barramento possui nível de tensão com um valor de ondulação, da ordem de 2 V.

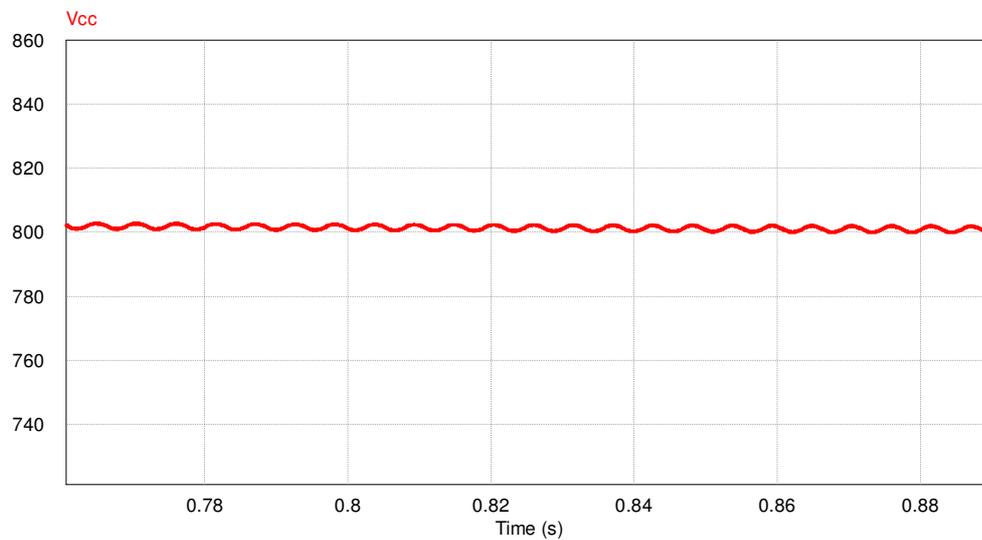


Figura 5.15 Tensão no barramento CC.

Na Figura 5.16 visualiza-se um afundamento de tensão na ordem de 45,45% do valor nominal, a tensão varia de forma simétrica, no instante entre 0,2 até 0,25 segundos. Neste mesmo instante pode-se observar que a corrente de saída aumenta de valor. Também na Figura 5.17 no mesmo instante as correntes de referência em coordenadas dq0 alteram seu valor.

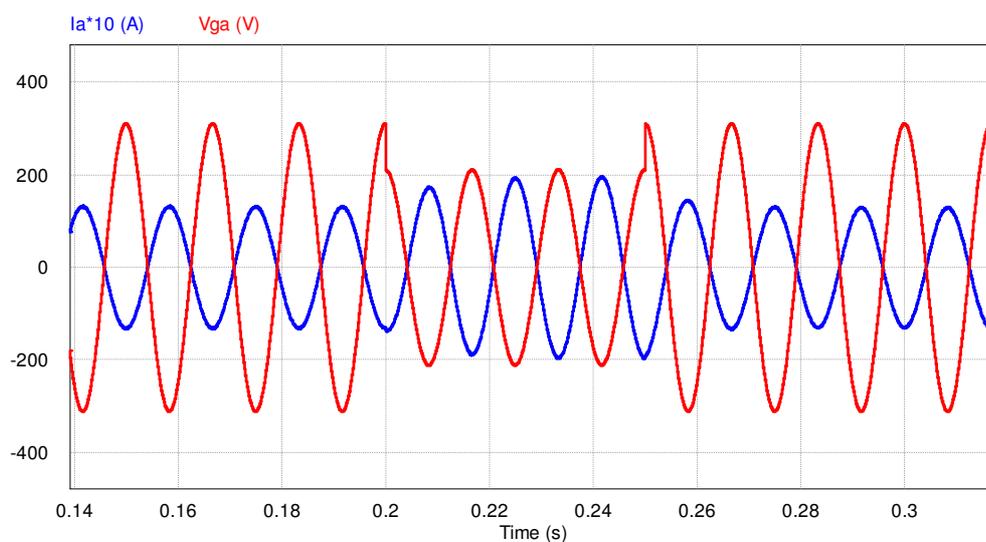


Figura 5.16 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.

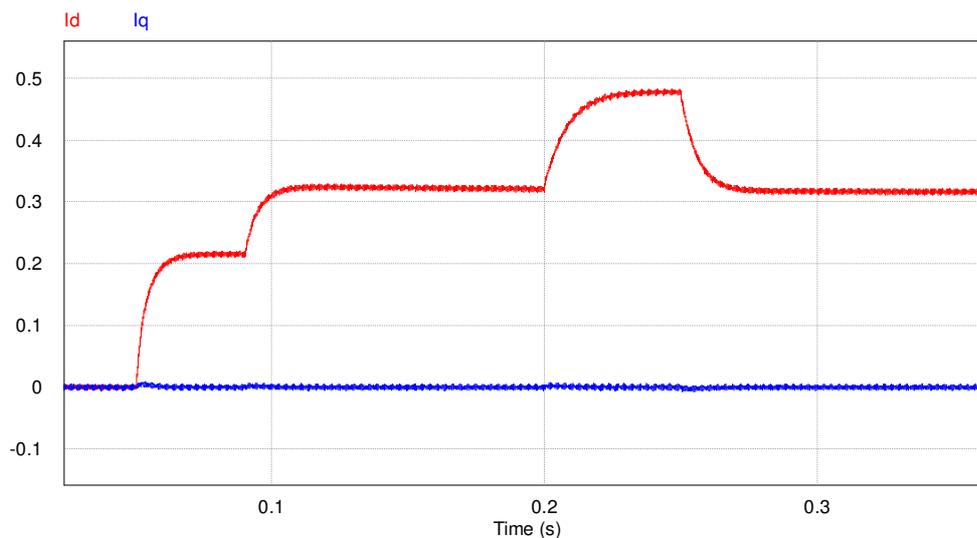


Figura 5.17 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.

Na Figura 5.18 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como pode-se observar na figura, o sistema fornece potência ativa e consome potência reativa. Também observou-se que o controle fica um pouco instável devido a baixa frequência de chaveamento.

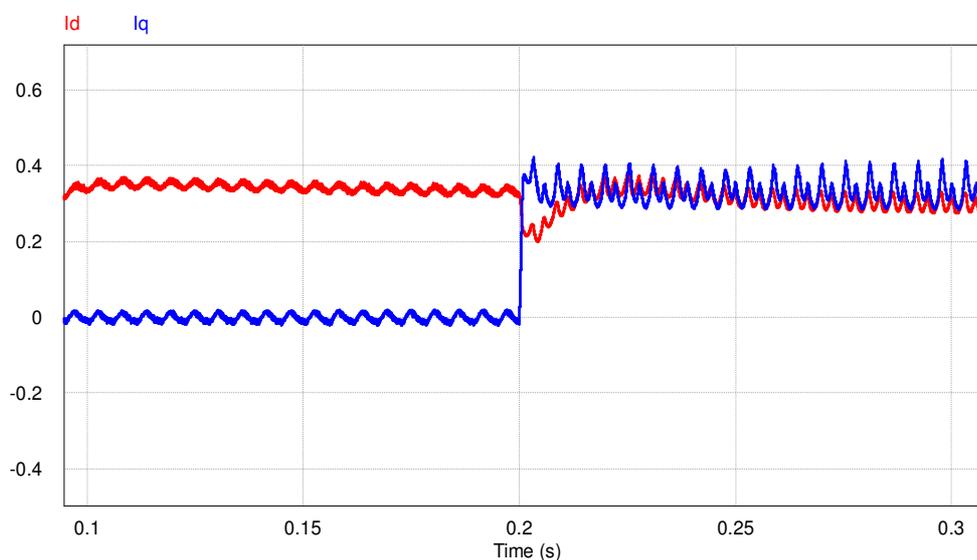


Figura 5.18 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Nas Figuras 5.19 e 5.20 são mostrados os espectros harmônicos da corrente de saída. Na Figura 5.19 observa-se a frequência fundamental em 60 Hz, na Figura 5.20 mostra-se que o filtro está eliminando os harmônicos de ordens inferiores. Nota-se

também que as harmônicas mais expressivas são na frequência de 3,95 kHz com 86 mA de magnitude e na frequência de 4,06 kHz com 88 mA de magnitude. mostrando que estes valores estão bem abaixo dos valores estabelecidos na norma Std IEEE 1547 de acordo com a Tabela 4.1.

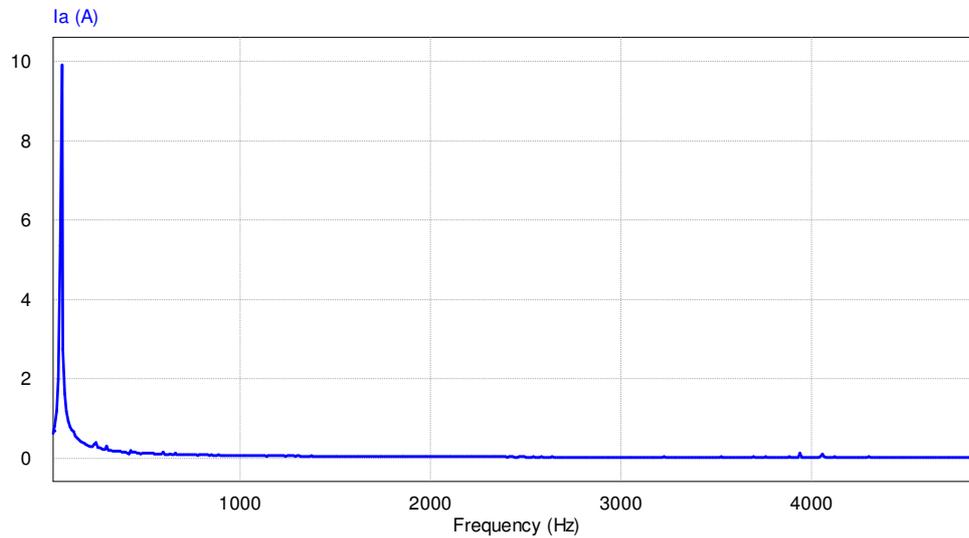


Figura 5.19 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.

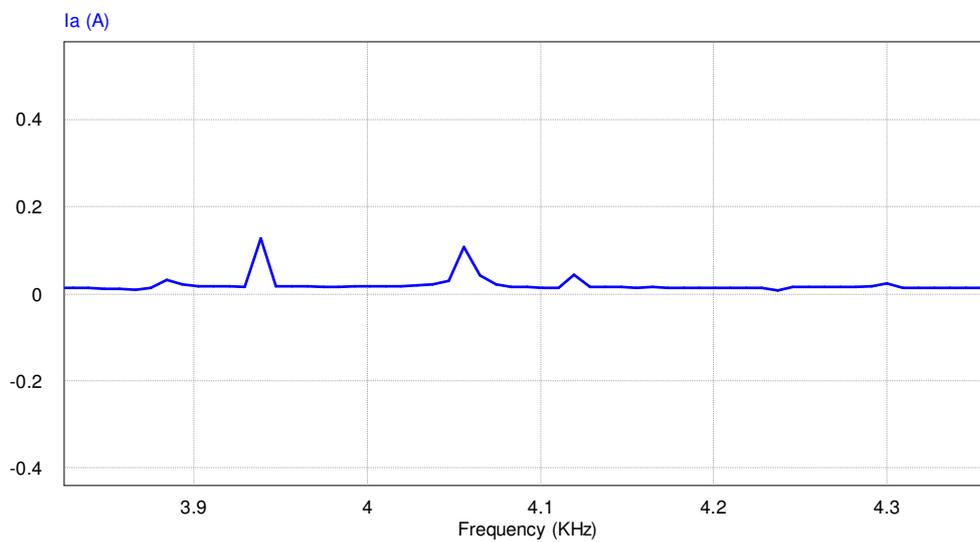


Figura 5.20 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.

5.1.3 Simulação do filtro L com a frequência de 3 kHz

Na Figura 5.21 são mostradas as formas de onda das tensões da rede simétricas e balanceadas.

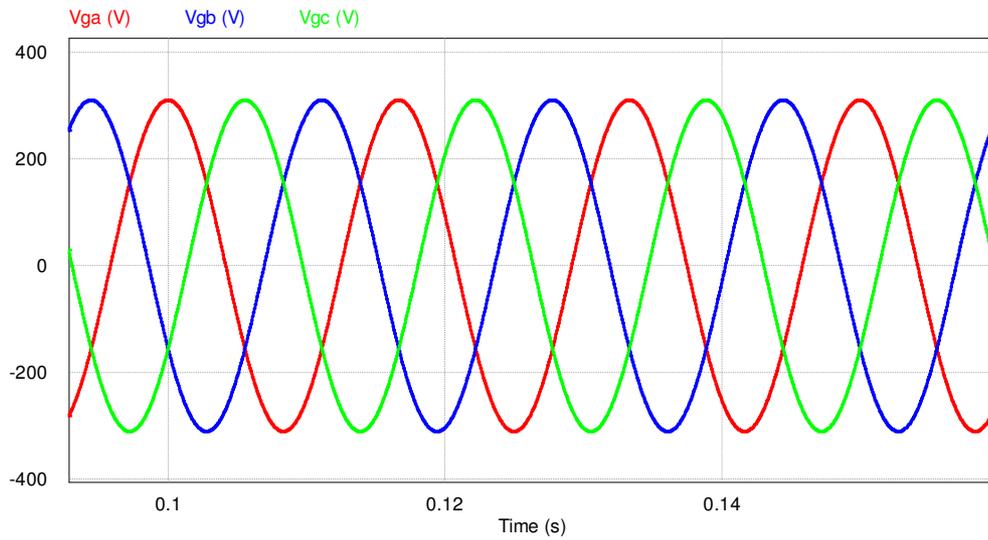


Figura 5.21 Tensões da rede

Na Figura 5.22 são visualizadas as formas de onda da corrente de saída. Comparando estas formas de onda com as da Figura 5.2, observa-se que estas apresentam mais ruídos devido sua frequência de chaveamento ser menor.

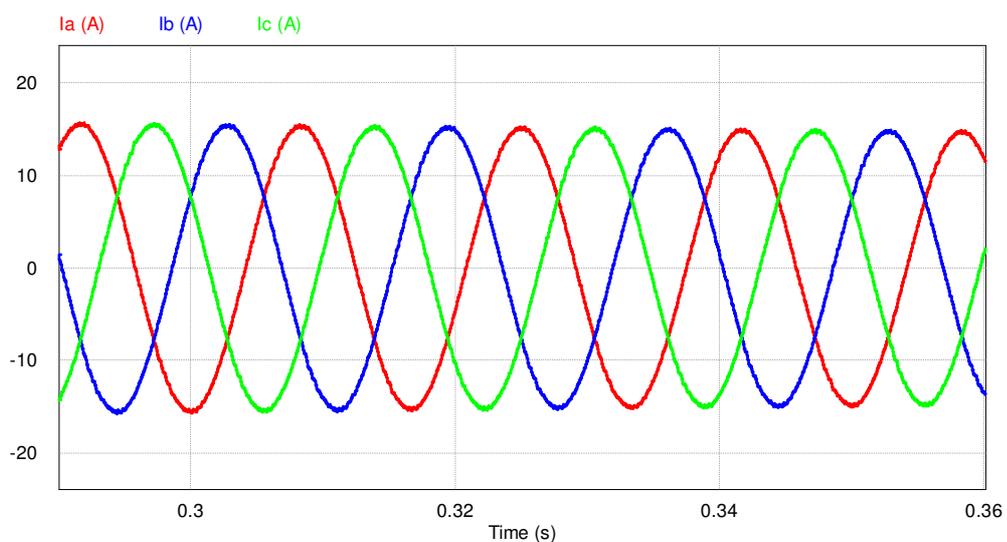


Figura 5.22 Corrente de Saída

Na Figura 5.23 são visualizadas as formas de onda da tensão da rede e da corrente de saída multiplicada por dez. A mesma mostra que a corrente esta sendo injetada na rede.

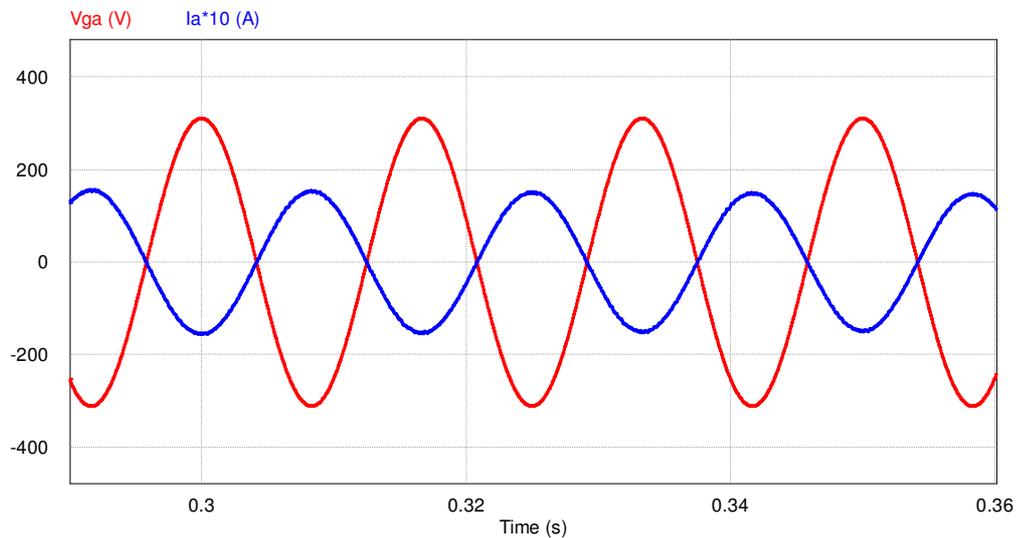


Figura 5.23 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.

Na Figura 5.24 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência puramente ativa representada pela corrente do eixo direto I_d . A corrente do eixo em quadratura I_q assume valor zero, ou seja, o sistema não fornece reativos o fator de potência é unitário.

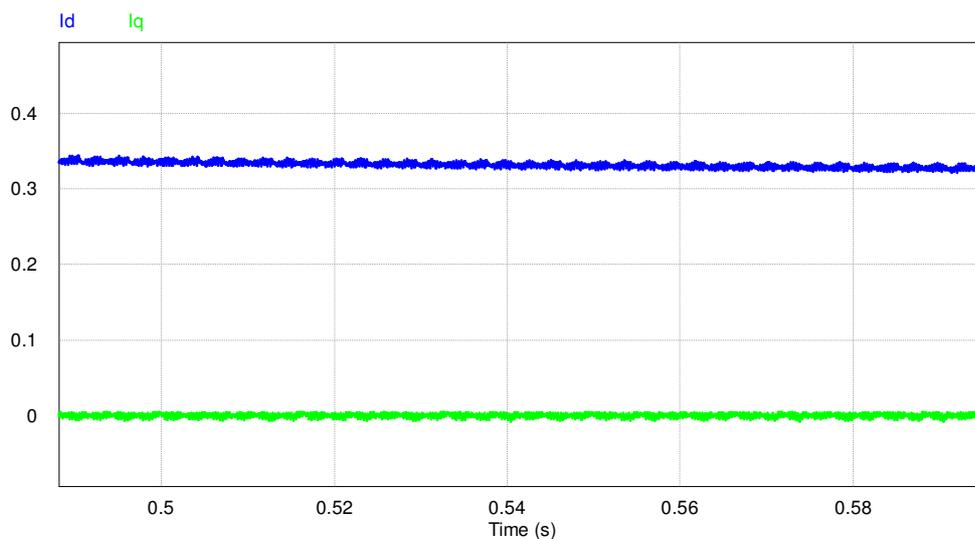


Figura 5.24 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Na Figura 5.25 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC. Observa-se que o barramento possui nível de tensão com um valor de ondulação, da ordem de 4 V.

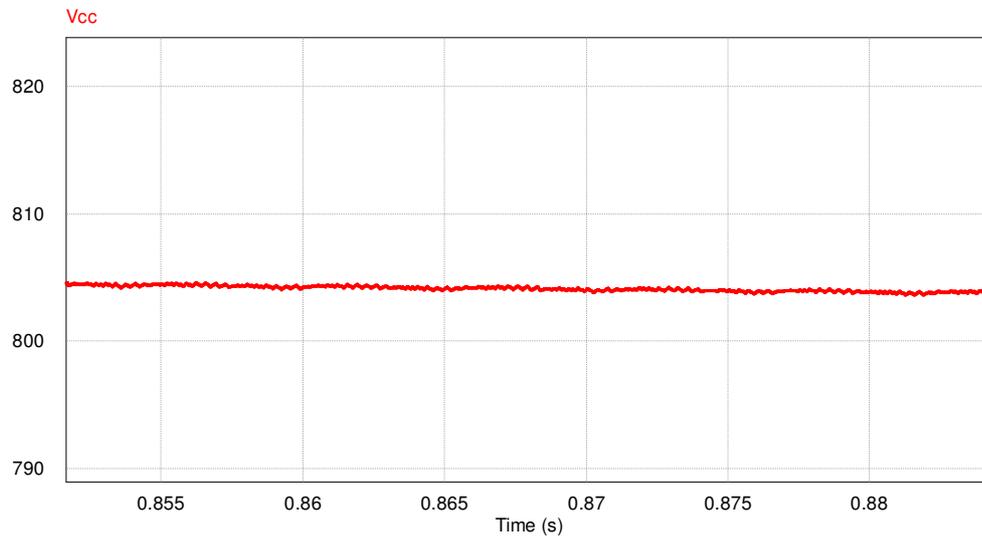


Figura 5.25 Tensão no barramento CC.

Na Figura 5.26 visualiza-se um afundamento de tensão na ordem de 45,45% do valor nominal, a tensão varia de forma simétrica, no instante entre 0,2 até 0,25 segundos. Neste mesmo instante podemos observar que a corrente de saída aumenta de valor. Também na Figura 5.27 no mesmo instante as correntes de referência em coordenadas dq0 alteram seu valor.

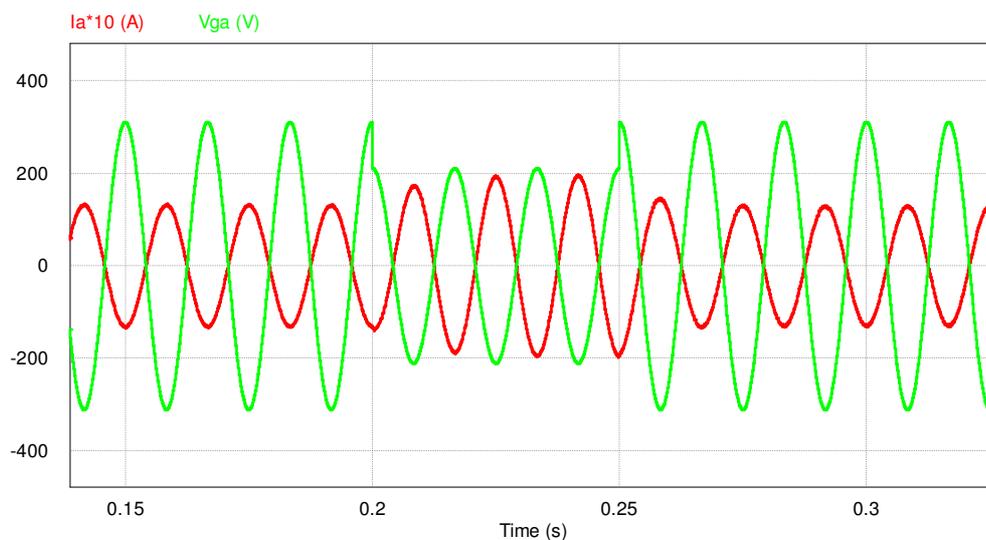


Figura 5.26 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.

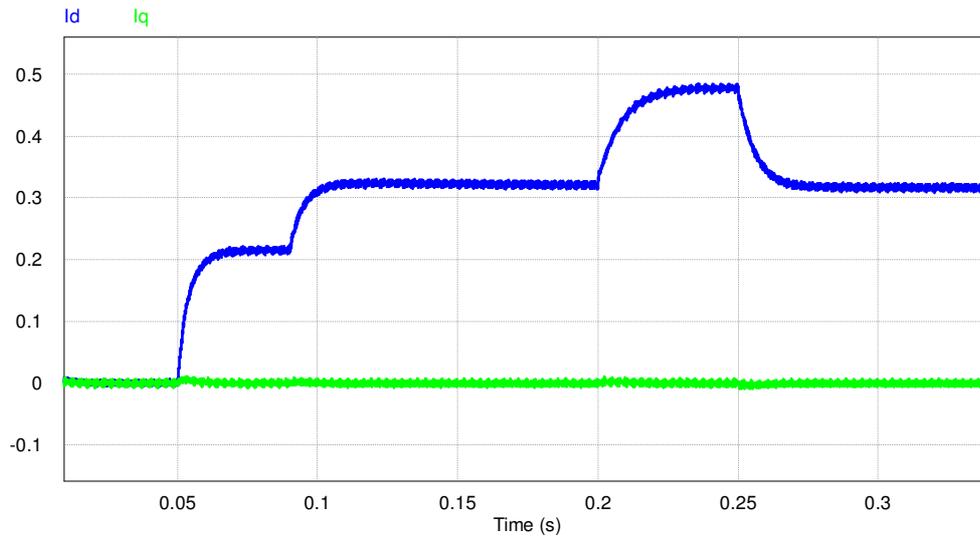


Figura 5.27 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.

Na Figura 5.28 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como pode-se observar na figura, o sistema fornece potência ativa e consome potência reativa. Também observou-se que o controle fica um pouco instável devido a baixa frequência de chaveamento.

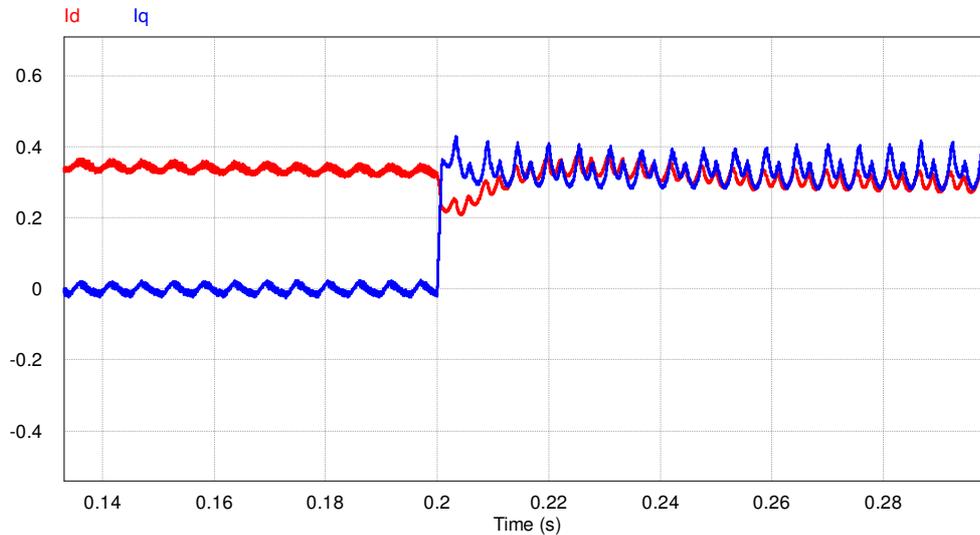


Figura 5.28 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Nas Figuras 5.29 e 5.30 são mostrados os espectros harmônicos da corrente de saída. Na Figura 5.29 observa-se a frequência fundamental em 60 Hz, na Figura 5.30 mostra-se que o filtro está eliminando os harmônicos de ordens inferiores. Nota-se também que as harmônicas mais expressivas são na frequência de 2,76 kHz com 33,9

mA de magnitude e na frequência de 3,24 kHz com 26,88 mA de magnitude. mostrando que estes valores estão bem abaixo dos valores estabelecidos na norma Std IEEE 1547 de acordo com a Tabela 4.1.

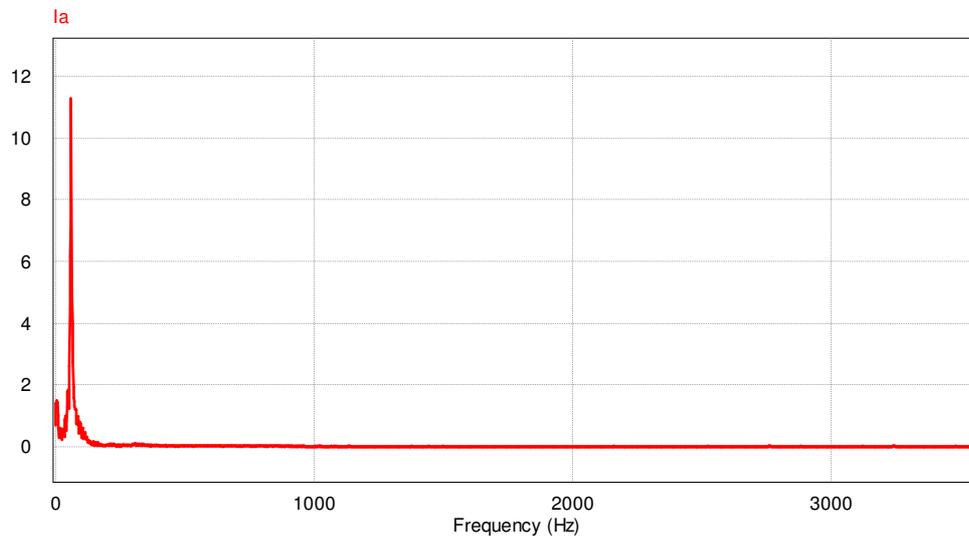


Figura 5.29 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.

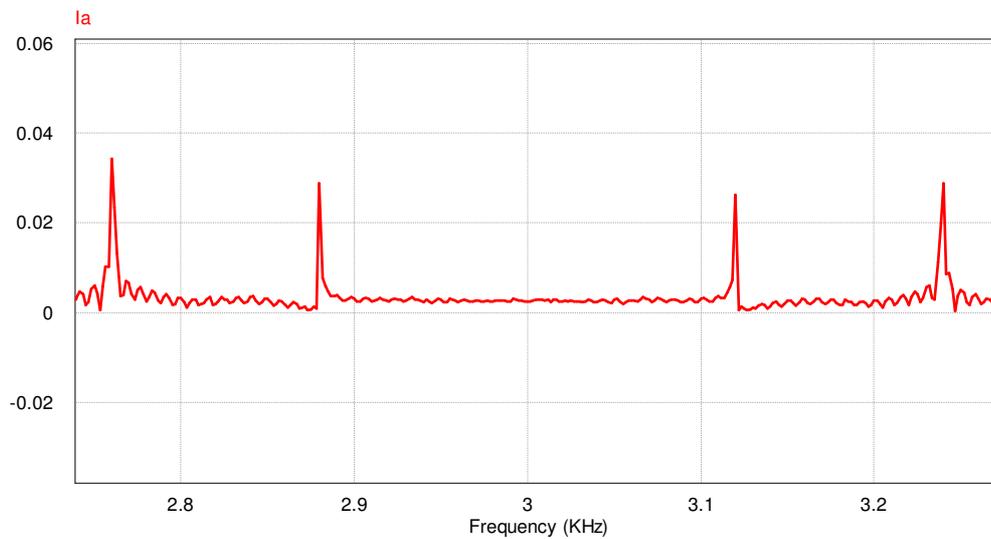


Figura 5.30 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.

5.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados diversos resultados de simulação numérica para três frequências de chaveamento diferentes, utilizando a estratégia de controle vetorial apresentada no trabalho. Os resultados das simulações buscam verificar qual filtro L melhor se aplica a um inversor NPC de três níveis de 6 kW de potência. O sistema funcionou satisfatoriamente para as três frequências analisadas validando a metodologia de projeto e modelagem do filtro.

CAPÍTULO 6

6 FILTRO LCL

6.1 INTRODUÇÃO

O filtro LCL é um filtro de terceira ordem, que permite obter maiores atenuações para os harmônicos de maior ordem comparando-o com o filtro L. Assumindo como exemplo a resposta em frequência de ambos os filtros dada na Figura 6.1, trata-se da resposta em frequência da função de transferência da corrente de entrada para a corrente de saída para os dois filtros com valores relativos de indutância iguais. Observe que a resposta em frequência de ambos os filtros é semelhante antes do pico de ressonância, ou seja, ambos se tem uma atenuação de 20dB por década, após atenuação do filtro LCL passa para 60dB por década [38]. Isso significa que para baixas frequências o filtro LCL se comporta como se fosse um filtro L, enquanto que para altas frequências a atenuação é muito maior.

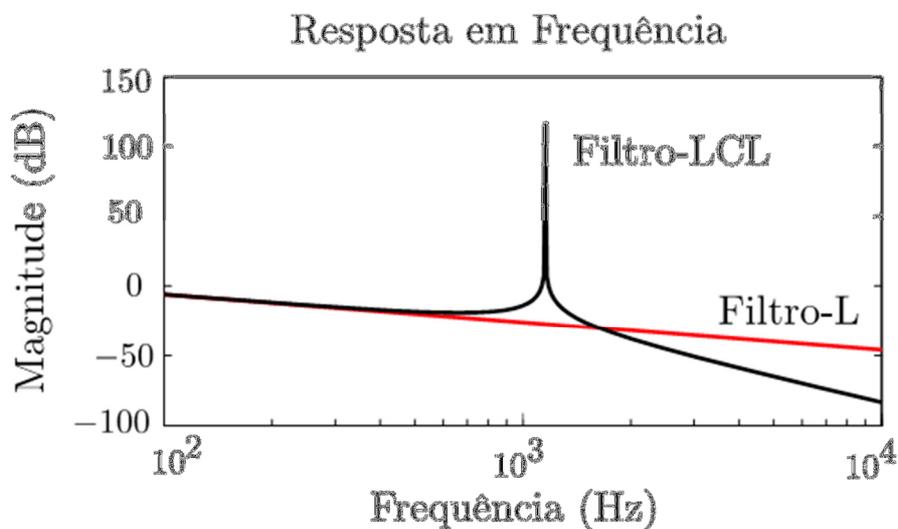


Figura 6.1 Resposta em frequência do filtro LCL e do filtro L.

Devido à presença da capacitância, o filtro LCL produz energia reativa, tornando-se muito útil em conversores usados para gerar energia reativa [39].

Como principais vantagens do filtro LCL em comparação ao filtro L podem-se citar:

- Maior atenuação de harmônicos nas frequências de interesse;
- Menor circulação de energia reativa pelo sistema;
- Melhor resposta dinâmica.

O uso do filtro LCL ganha ainda mais força em aplicações de alta potência (acima de 100kW), onde baixas frequências de comutação são utilizadas. Como principais desafios no uso deste, podem-se citar [38]:

- Maior complexidade no projeto;
- Possível maior número de sensores para o controle em malha fechada;
- Amortecimento da ressonância;
- Susceptibilidade à incertezas paramétricas no PCC.

Para a faixa de altas frequências, em torno do valor da frequência de chaveamento (ω_{sw}), a atenuação do “ripple” de corrente na rede deve ser calculada considerando que o conversor é um gerador de harmônicos e a rede elétrica em 60Hz, sem distúrbios, pode ser considerada um barramento infinito. Assim, existe a harmônica de tensão no conversor, na ordem da frequência de chaveamento ($v(h_{sw}) \neq 0$) enquanto a harmônica de tensão na rede é nula ($v_g(h_{sw}) = 0$). A Figura 6.2 apresenta um modelo para o filtro LCL nestas condições, onde $i(h)$ e $i_g(h)$ são correntes harmônicas de ordem “h”, $v(h)$ é tensão harmônica de ordem “h” e h_{sw} é a ordem da harmônica da frequência de chaveamento. Observa-se que o resistor de amortecimento R_f foi incluído neste projeto [40].

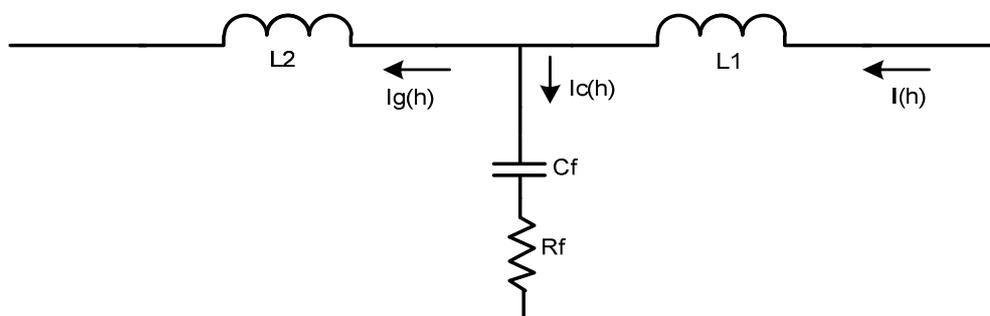


Figura 6.2 Topologia do filtro LCL

De acordo com [24], escrevendo-se as equações do filtro no domínio da frequência, calculam-se as funções de transferência para a faixa de frequências harmônicas da frequência de chaveamento:

- a) Função de transferência entre a corrente no conversor (I) e a tensão no conversor (V):

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{S^2 \cdot C_f \cdot L_2 + S \cdot R_f \cdot C_f + 1}{S^3 \cdot C_f \cdot L_2 \cdot L_1 + S^2 \cdot R_f \cdot C_f \cdot (L_2 + L_1) + S \cdot (L_2 + L_1)} \quad (6.1)$$

- b) Função de transferência entre a corrente na rede (I_g) e a tensão no conversor(V):

$$\frac{I_g(s)}{V(s)} = \frac{S \cdot R_f \cdot C_f + 1}{S^3 \cdot C_f \cdot L_2 \cdot L_1 + S^2 \cdot R_f \cdot C_f \cdot (L_2 + L_1) + S \cdot (L_2 + L_1)} \quad (6.2)$$

- c) Função de transferência entre a corrente na rede (I_g) e a corrente no conversor (I).

$$\frac{I_g(s)}{I(s)} = \frac{S \cdot R_f \cdot C_f + 1}{S^2 \cdot C_f \cdot L_2 + S \cdot R_f \cdot C_f + 1} \quad (6.3)$$

Esta última função de transferência será utilizada para avaliar a atenuação do “ripple” de corrente injetada na rede elétrica em relação à corrente no conversor, durante o procedimento de projeto do filtro LCL, desenvolvido no próximo item.

6.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Nesta seção um procedimento de projeto para o filtro LCL é apresentado. A abordagem está baseada nos critérios descritos em [41] e [42].

O projeto do filtro deve atender as normas de atenuação de harmônicos da Tabela 4.1.

Algumas observações no projeto dos elementos do filtro são discutidos a seguir:

• **Capacitor** - A escolha do capacitor é um compromisso entre a energia reativa que flui pelo capacitor e a atenuação dos harmônicos. Quanto maior o capacitor, maior a energia reativa que flui sobre ele e maior é a corrente demanda do indutor L1 e das chaves. Por outro lado, valores pequenos de capacitância levam à necessidade de indutores maiores, o que aumenta a queda direta de tensão sobre estes e prejudica a resposta dinâmica do sistema. Nas aplicações de baixa potência que fazem uso do filtro LCL ou LC, o uso de altos valores de capacitância é mais comum devido as preocupações com custo e otimização da integração dos componentes do filtro juntamente com o inversor. Isto é muito comum, por exemplo, em aplicações de inversores em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Por outro lado, em aplicações de conversores (tanto inversores como retificadores PWM) conectados à rede, onde o controle da corrente é feito no indutor do lado do conversor, as principais preocupações são com o fator de potência no ponto de conexão e o conteúdo harmônico da corrente absorvida da rede. Já em aplicações de geração distribuída de alta potência as principais preocupações são a limitação da emissão de harmônicos para a rede e a saturação dos indutores, desta forma os valores percentuais dos indutores são geralmente maiores em valores absolutos quando comparados a capacitância. Logo, para manter um alto fator de potência e tendo em vista os limites de ressonância de um sistema, o capacitor é limitado, considerando uma potência reativa fornecida de no máximo 5% da potência ativa absorvida [43]. A capacitância do filtro LCL, não pode exceder o valor representado por:

$$C_s \leq \frac{0.05 P}{120 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot v_0^2} \quad (6.4)$$

• **Indutores** - No projeto de filtros para conversores PWM ou UPS's, o indutor de entrada é projetado considerando um compromisso entre o ripple de corrente máximo e o tamanho do indutor, perdas em condução e comutação na chave semicondutora e perdas no ferro e no cobre do indutor. Além disso, a indutância máxima utilizada depende fortemente do nível de potência da aplicação. Em aplicações de baixa potência as preocupações com integração levam a utilização de valores percentuais baixos de indutância. Por outro lado, nas aplicações de altas potências em geração distribuída a emissão de harmônicos e a saturação do indutor são as maiores preocupações do

projetista levando ao uso de valores percentuais mais elevados [38]. O projeto do indutor do lado do conversor é definido por:

$$L = \frac{V_{rms}}{2\sqrt{6}f_{sw} I_{ripple}} \quad (6.5)$$

• **Ressonância do Filtro** - É recomendado que a frequência de ressonância, ω_{res} , permaneça num intervalo de frequências dado por

$$10\omega \leq \omega_{res} \leq 0.5\omega_{sw} \quad (6.6)$$

Localizando ω_{res} neste intervalo se torna mais difícil a excitação dos modos oscilatórios do filtro pela interação com os harmônicos de alta frequência gerados pelo inversor ou com os harmônicos de baixa ordem possivelmente presentes na rede. Além disso, o fator de atenuação do filtro nas altas frequências depende de ω_{res} .

Tabela 6.1 Parâmetros para o projeto de um filtro-LCL

Tensão eficaz de fase da rede (V_{rms})	220 V
Potência Nominal (P)	6 kW
Tensão do Barramento CC (V_{cc})	800V
Frequência da rede (f)	60 Hz
Frequência de chaveamento 1 (f_{sw1})	6 kHz
Frequência de chaveamento 2 (f_{sw2})	4 kHz
Frequência de chaveamento 3 (f_{sw3})	3 kHz

6.3 EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção será feito o projeto de um filtro LCL para o inversor NPC trifásico de três níveis utilizando os parâmetros descritos na Tabela 6.1.

As equações básicas para o projeto são as seguintes:

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P} \quad (6.7)$$

onde, Z_b é a impedância base, E_n é a tensão de linha e P é a potência ativa absorvida pelo inversor em condições nominais.

$$C_b = \frac{1}{\omega_s \cdot Z_b} \quad (6.8)$$

onde C_b é a capacitância base.

Definindo o parâmetro r como a relação entre a indutância L_2 e a indutância L_1 , e o parâmetro x como a relação entre a capacitância escolhida e a capacitância máxima, obtêm-se:

$$L_2 = r \cdot L_1 \quad (6.9)$$

$$C_f = x \cdot C_b \quad (6.10)$$

$$\frac{I_g(h_{sw})}{I(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - ax)|} \quad (6.11)$$

em que $a = L \cdot C_b \cdot \omega_{sw}^2$ é constante.

Essas equações são importantes para a análise da atenuação, como pode ser verificado na equação [6.11]. Desta forma impõe-se uma determinada atenuação (normalmente o valor escolhido, por questões práticas, é de 20%) e assim é encontrado o valor de r , como pode ser visto na Figura 6.3.

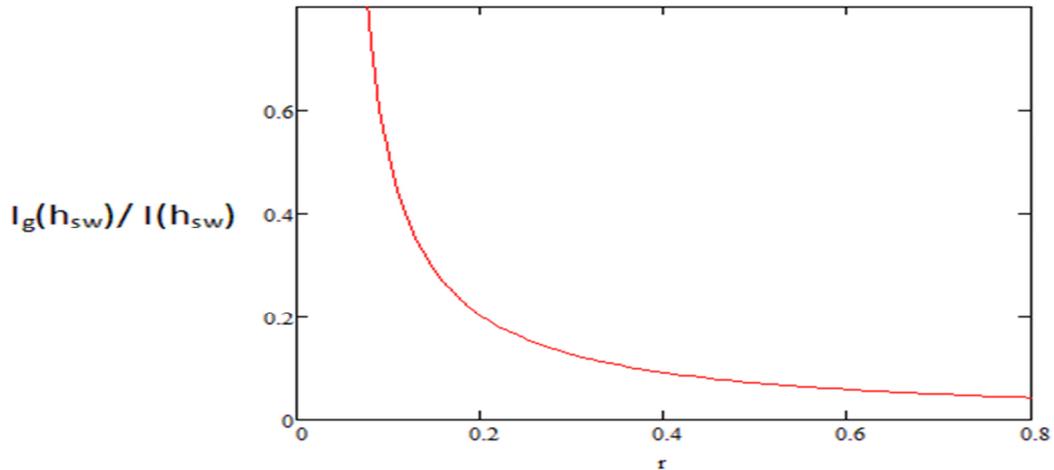


Figura 6.3 Relação entre a atenuação harmônica das correntes do sistema e do conversor

Na equação [6.10] o projeto do capacitor fica limitado pelo decréscimo do fator de potência do sistema, uma recomendação para aplicações de geração distribuída é de um capacitor de no máximo 5%, ou seja, $x = 0.05$.

Determina-se a frequência de ressonância pela equação [6.12], e em seguida verifica-se se ela atende aos limites estabelecidos.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \quad (6.12)$$

De acordo com os dados da Tabela 6.1 obtemos os valores dos indutores e da capacitância do filtro LCL para as três frequências trabalhadas, como pode ser observado na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 Valores do Filtros LCL

Frequência de Chaveamento	Valor de Filtro L1	Valor de Filtro L2	Valor da Cf
6 kHz	24 mH	1 mH	5.48 μ F
4 kHz	35 mH	7 mH	5.48 μ F
3 kHz	47 mH	9.4 mH	5.48 μ F

6.4 CONCLUSÃO

Este capítulo refere-se ao filtro LCL, sua aplicabilidade, seus procedimentos e exemplo de projeto.

CAPÍTULO 7

7 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

7.1 INTRODUÇÃO

Neste tópico serão mostrados diversos resultados de simulações numéricas para validar a análise do inversor NPC de três níveis com o filtro LCL, obtidas através do software PSIM, da Powersim Inc. O circuito simulado encontra-se no APÊNDICE B.

Os dados utilizados no projeto encontram-se nas Tabelas 6.1 e 6.2.

7.1.1 Simulação do filtro LCL com a frequência de 6 kHz

Na Figura 7.1 são mostradas as formas de onda das tensões da rede simétricas e balanceadas.

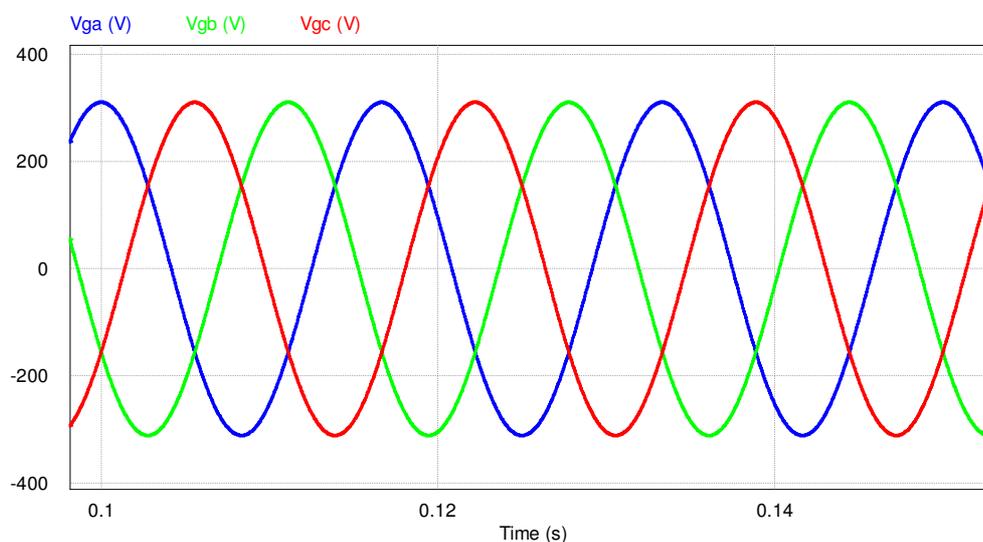


Figura 7.1 Tensões da rede

Na Figura 7.2 são visualizadas as formas de onda da corrente de saída. Até 0,09 segundos o inversor está operando com apenas 33% da sua corrente nominal, depois deste intervalo o mesmo atinge o seu valor nominal.

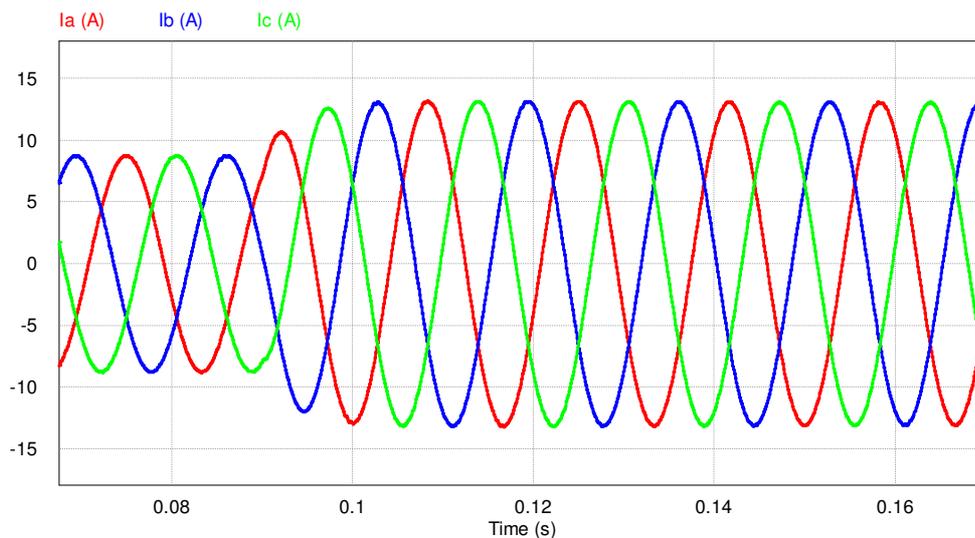


Figura 7.2 Corrente de Saída

Na Figura 7.3 são visualizadas as formas de onda da tensão da rede e da corrente de saída multiplicada por dez. A mesma mostra que a corrente está sendo injetada na rede.

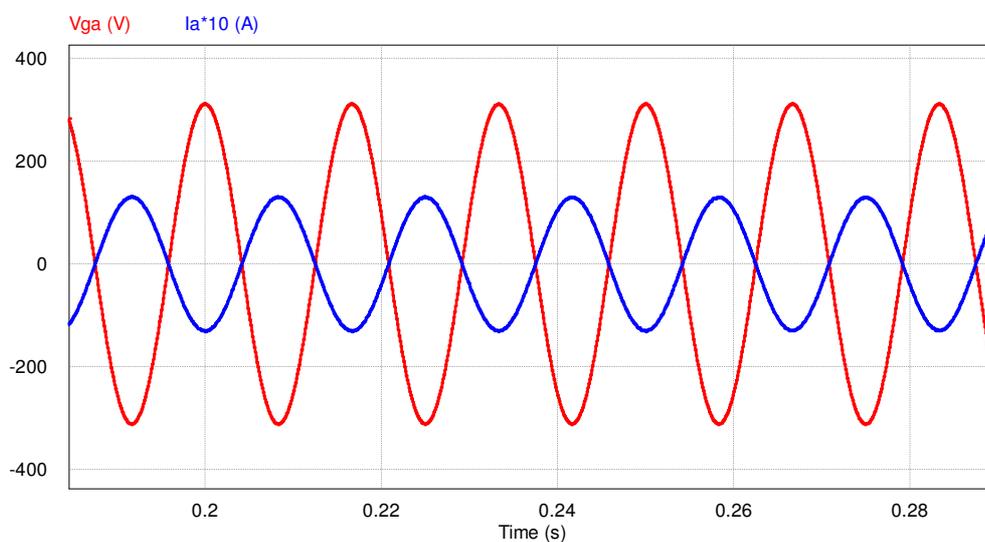


Figura 7.3 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.

Na Figura 7.4 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência puramente ativa representada pela corrente do eixo direto I_d . A corrente do eixo em quadratura I_q assume valor zero, ou seja, o sistema não fornece

reativos o fator de potência é unitário. Igualmente a Figura 7.2 até 0,09 segundos o inversor está operando com apenas 33% da sua corrente nominal, depois deste intervalo o mesmo atinge o seu valor nominal.

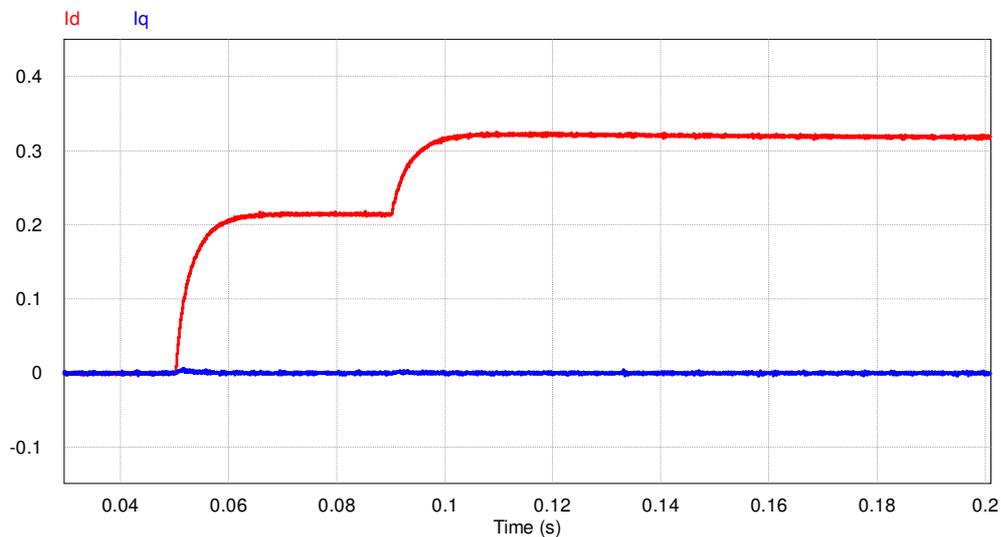


Figura 7.4 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Na Figura 7.5 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC. Observa-se que o barramento possui nível de tensão com um reduzido valor de ondulação, da ordem de 0,15 V.

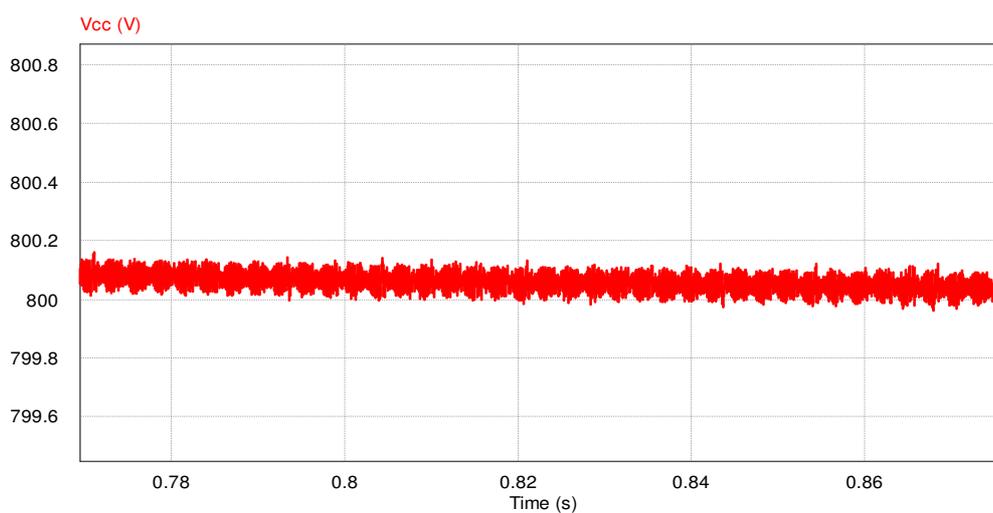


Figura 7.5 Tensão no barramento CC.

Considerando o caso demonstrado na Figura 7.6 com uma redução de 45.45% do valor nominal, a tensão varia de forma simétrica, no instante entre 0.2 até 0.25 segundos. Neste mesmo instante podemos observar que a corrente de saída aumenta de valor. Também na Figura 7.7 no mesmo instante as correntes de referência em coordenadas dq0 alteram seu valor.

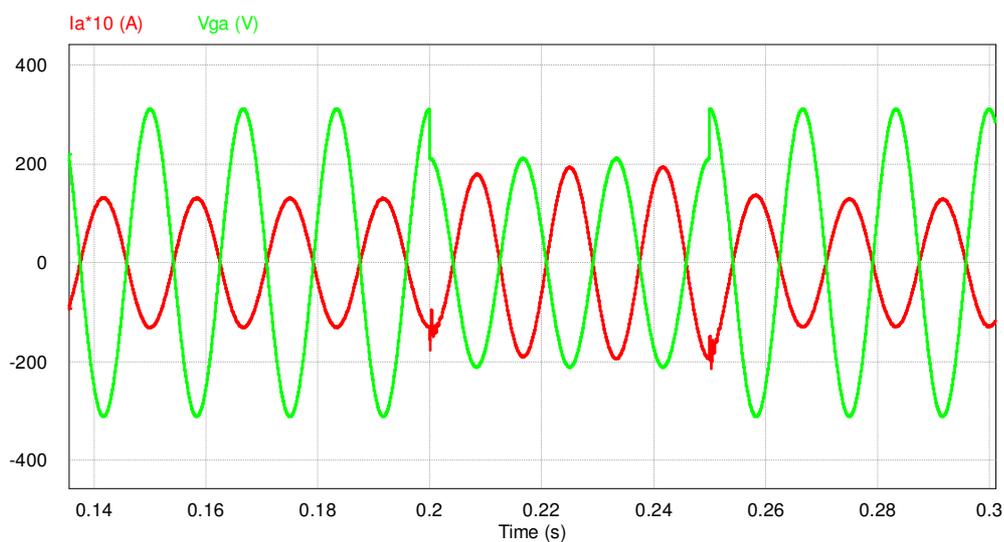


Figura 7.6 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.

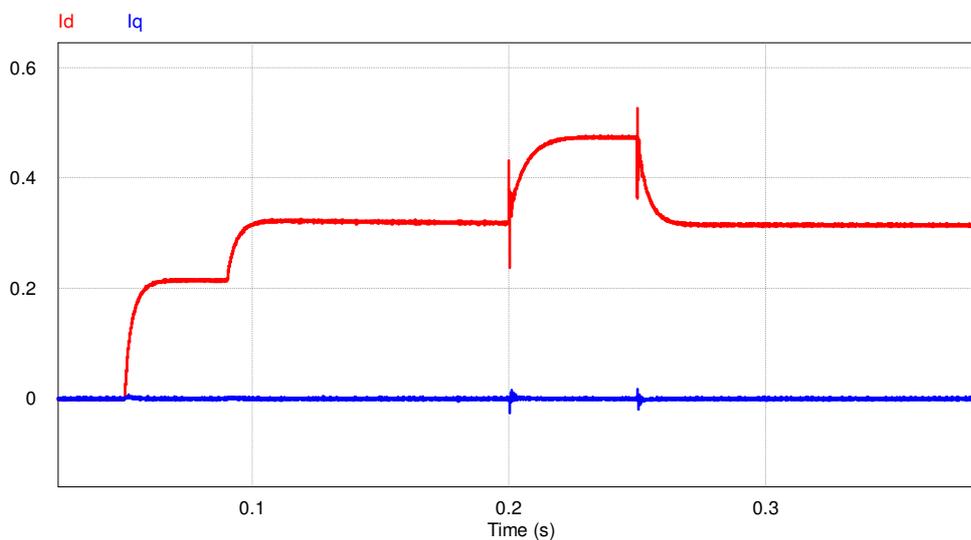


Figura 7.7 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.

Na Figura 7.8 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência ativa e consome potência reativa.

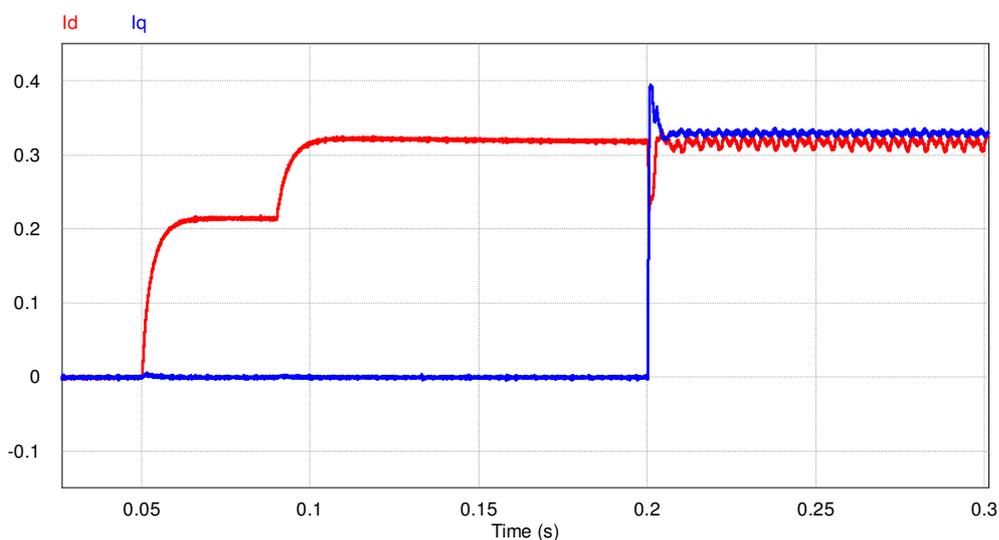


Figura 7.8- Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Nas Figuras 7.9 e 7.10 são mostrados os espectros harmônicos da corrente de saída. Na Figura 7.9 observa-se a frequência fundamental em 60 Hz, na Figura 7.10 mostra-se que o filtro está eliminando os harmônicos de ordens inferiores. Nota-se também que as harmônicas mais expressivas são na frequência de 5,76 kHz com 13,7 mA de magnitude e na frequência de 6,25 kHz com 8,43 mA de magnitude, mostrando que estes valores estão bem abaixo dos valores estabelecidos na norma Std IEEE 1547 de acordo com a Tabela 4.1.

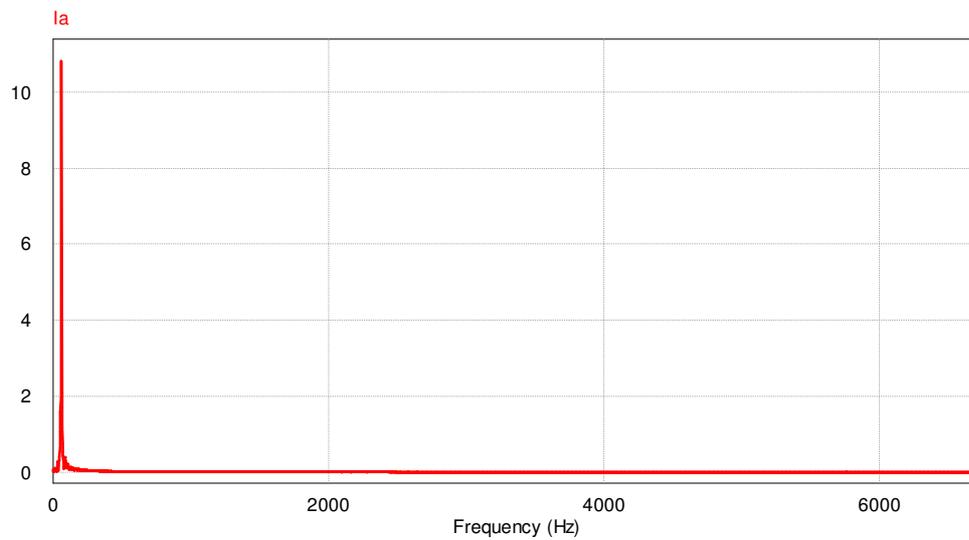


Figura 7.9 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.

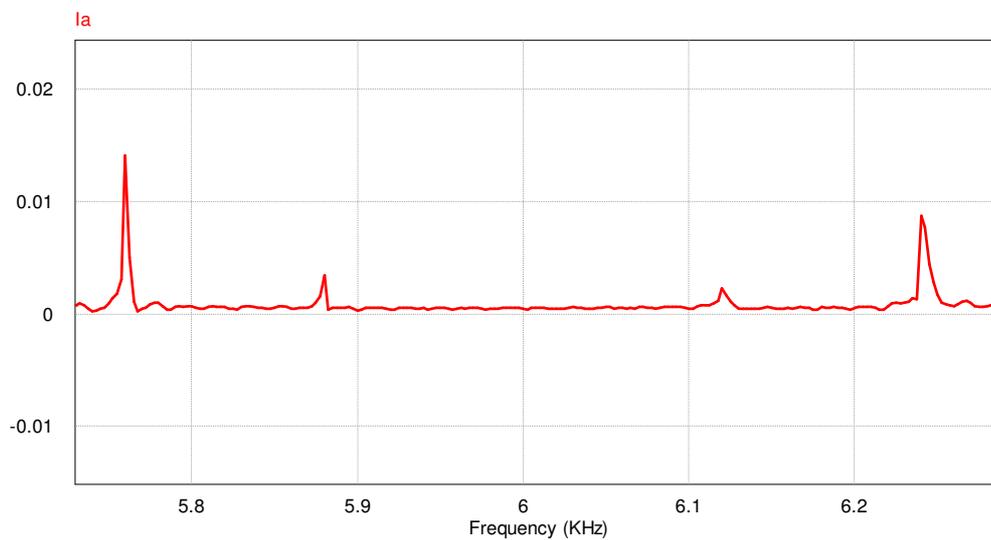


Figura 7.10 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.

7.1.2 Simulação do filtro LCL com a frequência de 4 kHz

Na Figura 7.11 são mostradas as formas de onda das tensões da rede simétricas e balanceadas.

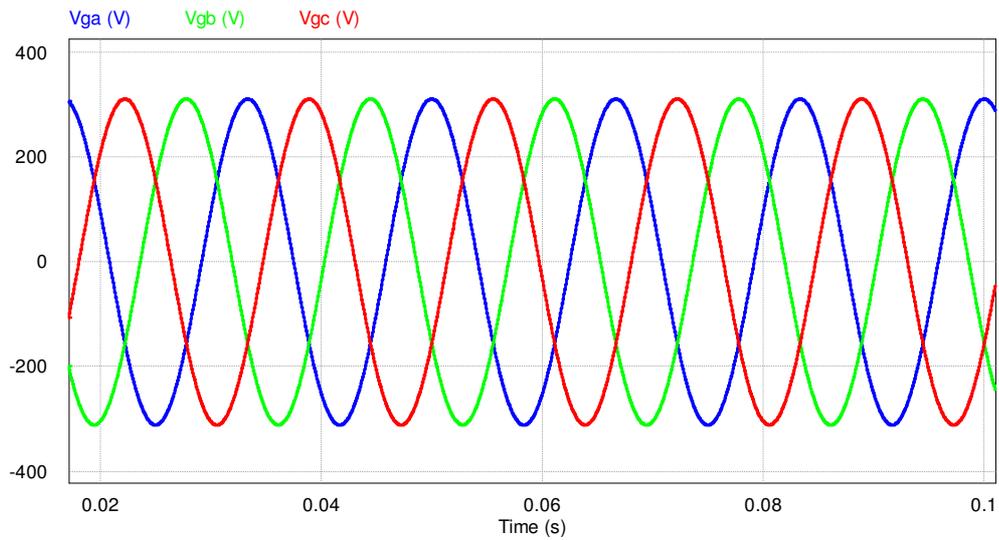


Figura 7.11 Tensões da rede

Na Figura 7.12 são visualizadas as formas de onda da corrente de saída.

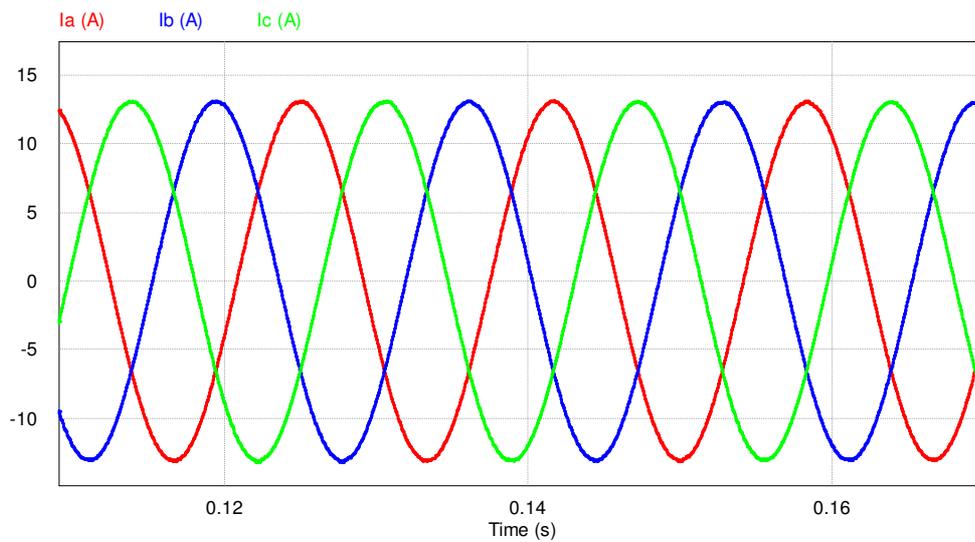


Figura 7.12 Corrente de Saída

Na Figura 7.13 são visualizadas as formas de onda da tensão da rede e da corrente de saída multiplicada por dez. A mesma mostra que a corrente está sendo injetada na rede.

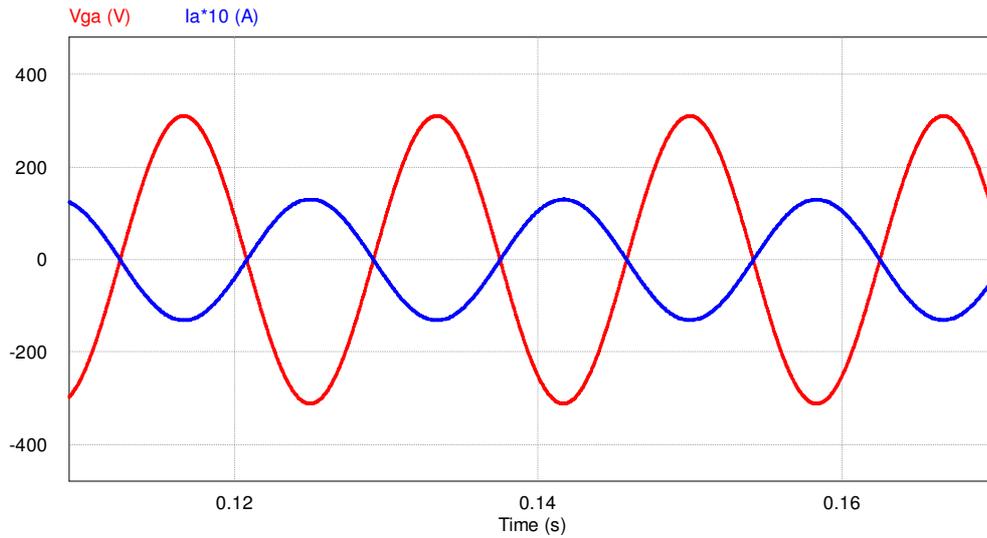


Figura 7.13 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.

Na Figura 7.14 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência puramente ativa representada pela corrente do eixo direto I_d . A corrente do eixo em quadratura I_q assume valor zero, ou seja, o sistema não fornece reativos o fator de potência é unitário.

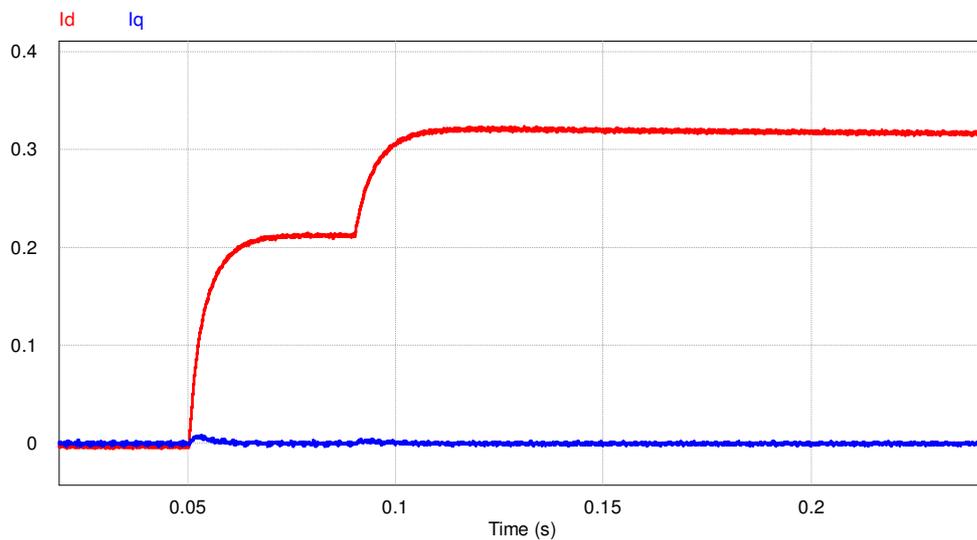


Figura 7.14 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Na Figura 7.15 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC. Observa-se que o barramento possui nível de tensão com um valor de ondulação, da ordem de 0.4 V.

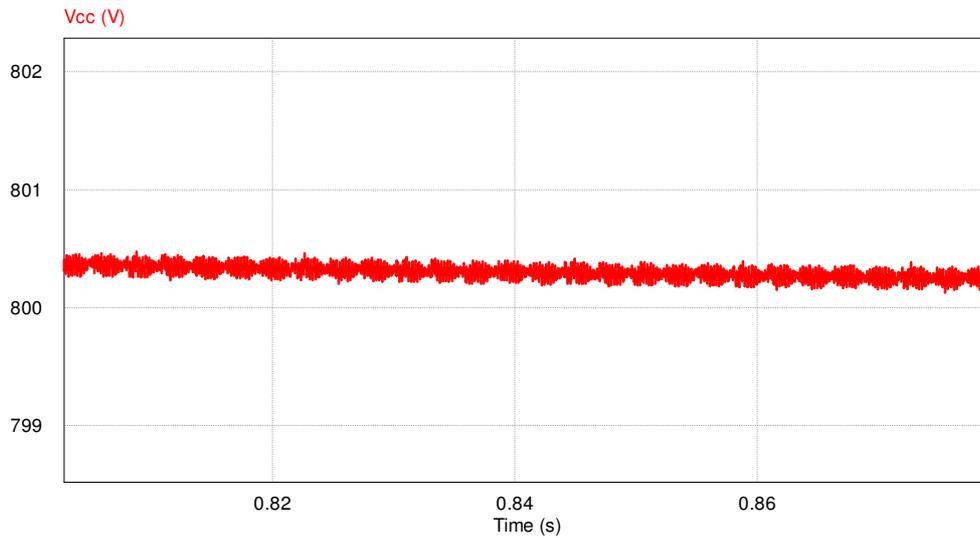


Figura 7.15 Tensão no barramento CC.

Na Figura 7.16 visualiza-se um afundamento de tensão na ordem de 45.45% do valor nominal, a tensão varia de forma simétrica, no instante entre 0.2 até 0.3 segundos. Neste mesmo instante podemos observar que a corrente de saída aumenta de valor. Também na Figura 7.17 no mesmo instante as correntes de referência em coordenadas dq0 alteram seu valor.

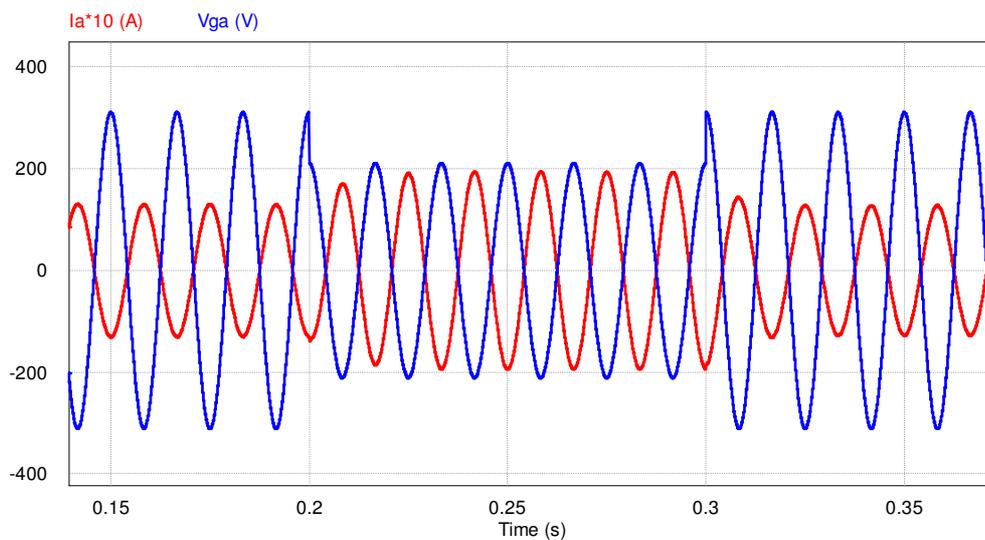


Figura 7.16 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.

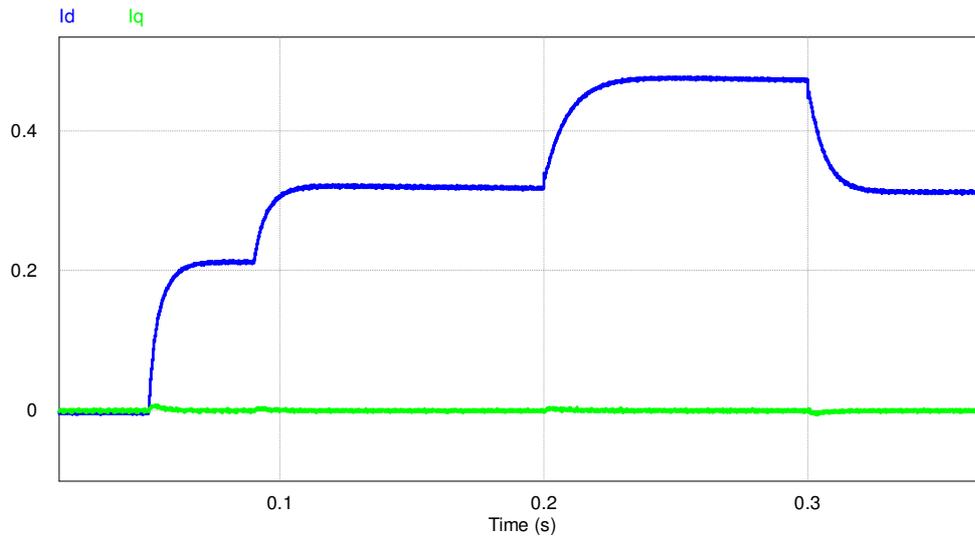


Figura 7.17 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.

Na Figura 7.18 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como pode-se observar na figura, o sistema fornece potência ativa e consome potência reativa. Também observou-se que o controle fica um pouco instável devido a baixa frequência de chaveamento.

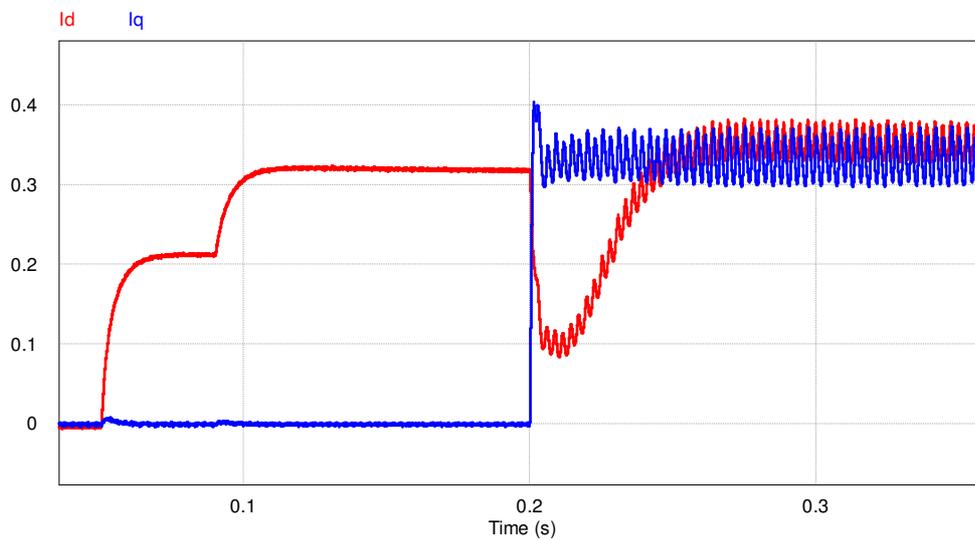


Figura 7.18 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Nas Figuras 7.19 e 7.20 são mostrados os espectros harmônicos da corrente de saída. Na Figura 7.19 observa-se a frequência fundamental em 60 Hz, na Figura 7.20 mostra-se que o filtro esta eliminando os harmônicos de ordens inferiores. Nota-se também que as harmônicas mais expressivas são na frequência de 3,52 kHz com 20 mA de magnitude e na frequência de 4,24 kHz com 25 mA de magnitude. mostrando que estes valores estão bem abaixo dos valores estabelecidos na norma Std IEEE 1547 de acordo com a Tabela 4.1.

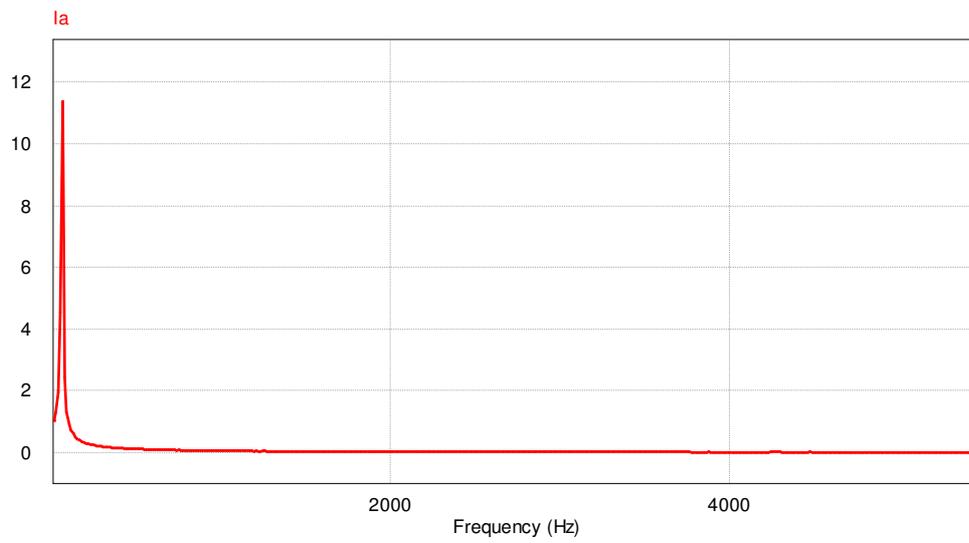


Figura 7.19 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.

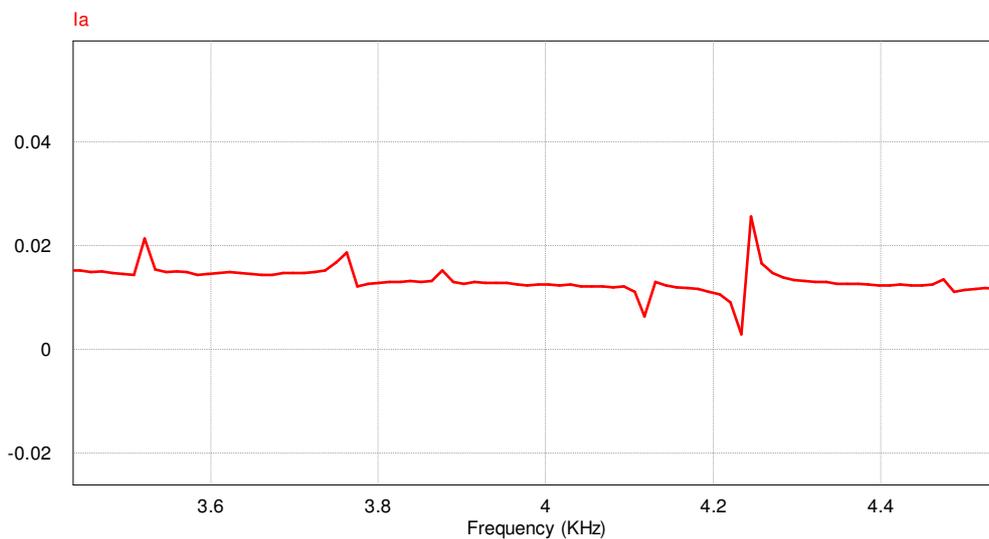


Figura 7.20 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.

7.1.3 Simulação do filtro LCL com a frequência de 3 kHz

Na Figura 7.21 são mostradas as formas de onda das tensões da rede simétricas e balanceadas.

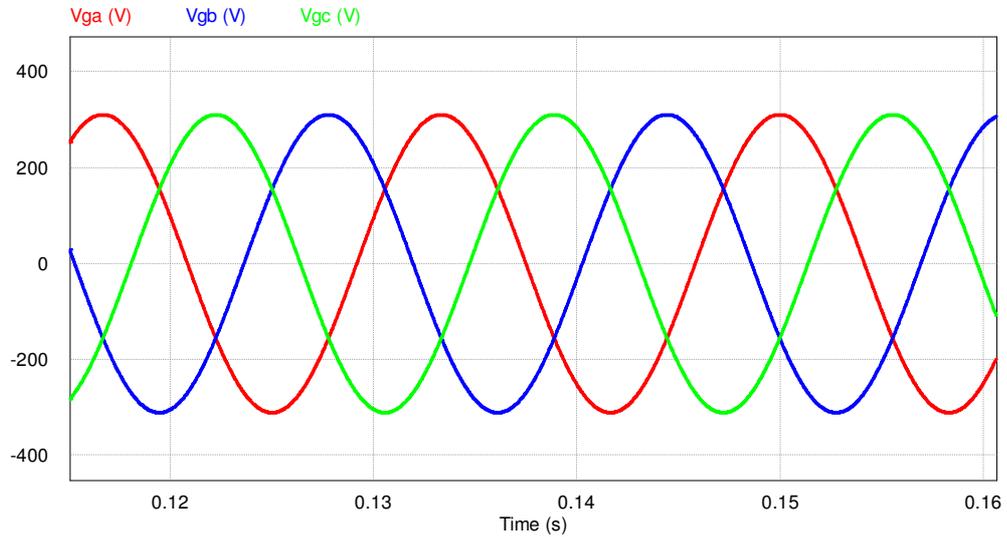


Figura 7.21 Tensões da rede

Na Figura 7.22 são visualizadas as formas de onda da corrente de saída.

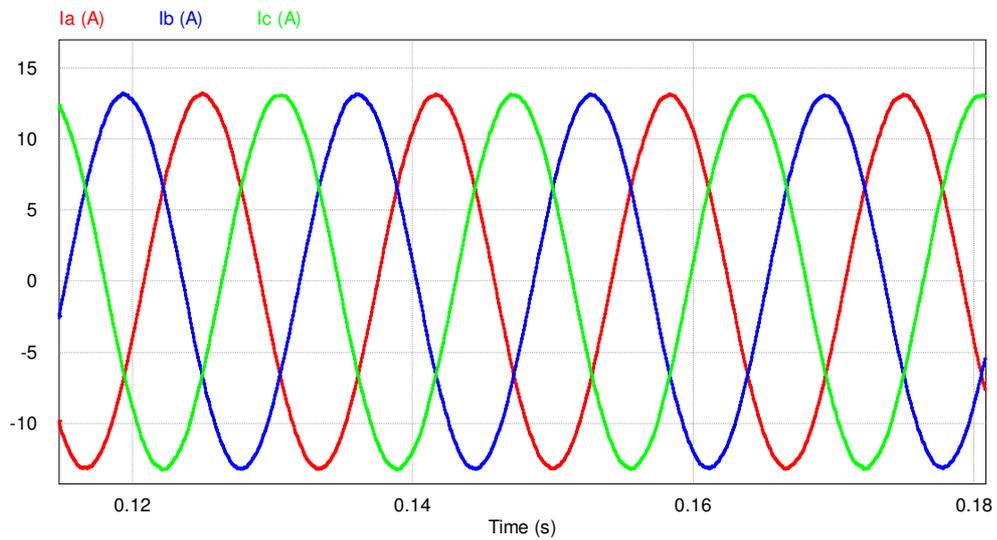


Figura 7.22 Corrente de Saída

Na Figura 7.23 são visualizadas as formas de onda da tensão da rede e da corrente de saída multiplicada por dez. A mesma mostra que a corrente está sendo injetada na rede.

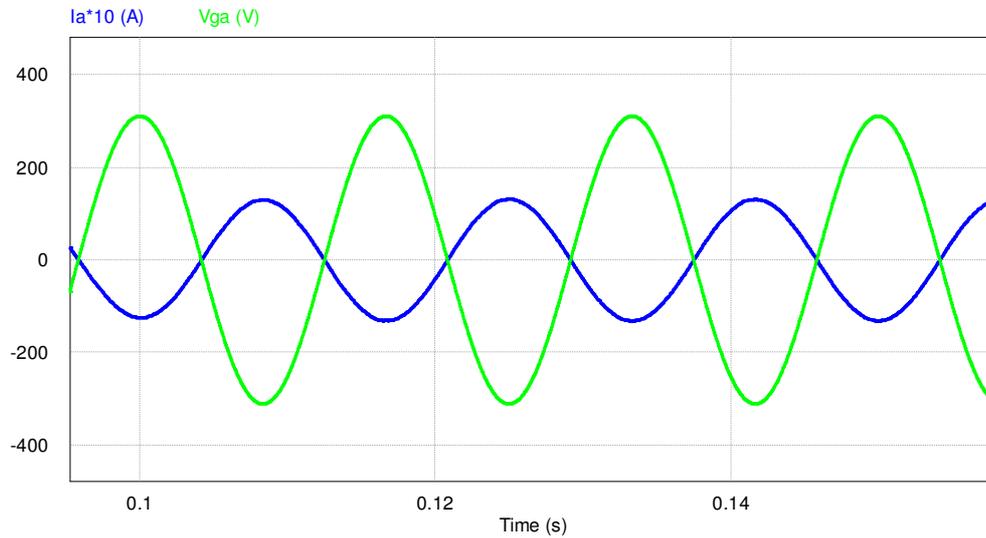


Figura 7.23 Tensão da rede e Corrente de saída do inversor.

Na Figura 7.24 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência puramente ativa representada pela corrente do eixo direto I_d . A corrente do eixo em quadratura I_q assume valor zero, ou seja, o sistema não fornece reativos o fator de potência é unitário.

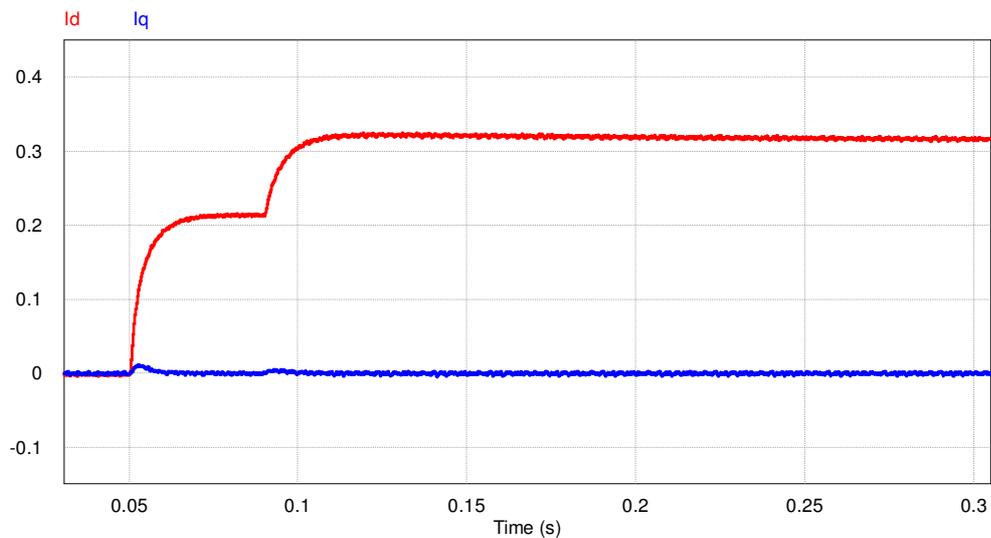


Figura 7.24 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Na Figura 7.25 é mostrada a forma de onda da tensão no barramento CC. Observa-se que o barramento possui nível de tensão com um valor de ondulação, da ordem de 0.4 V.

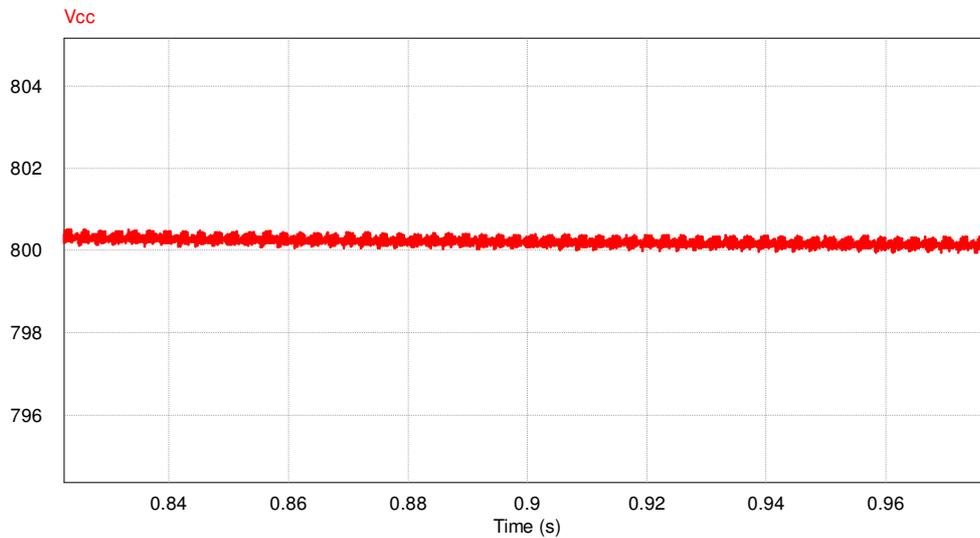


Figura 7.25 Tensão no barramento CC.

Na Figura 7.26 visualiza-se um afundamento de tensão na ordem de 45.45% do valor nominal, a tensão varia de forma simétrica, no instante entre 0.2 até 0.25 segundos. Neste mesmo instante pode-se observar que a corrente de saída aumenta de valor. Também na Figura 7.27 no mesmo instante as correntes de referência em coordenadas dq0 alteram seu valor.

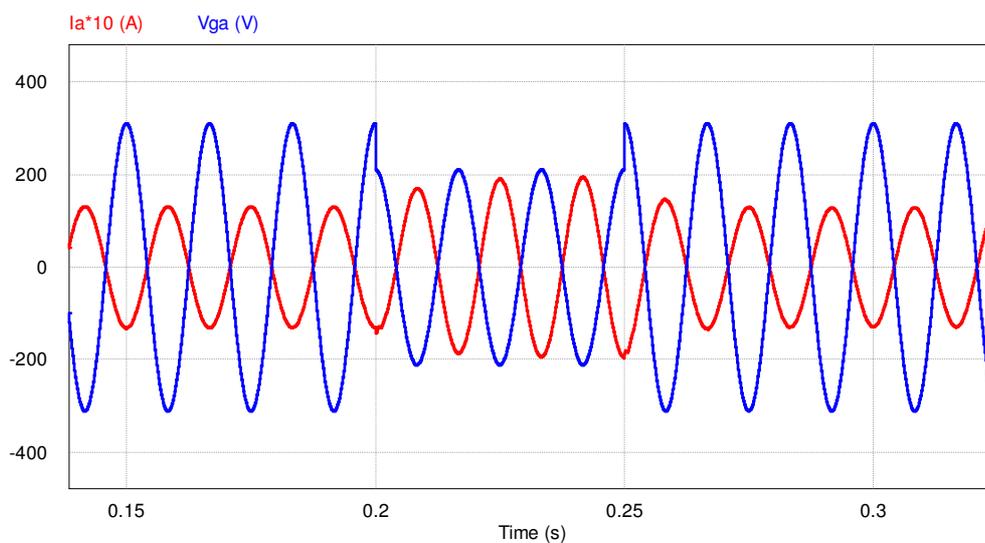


Figura 7.26 Tensão da rede elétrica e corrente de saída submetida a afundamentos de tensão.

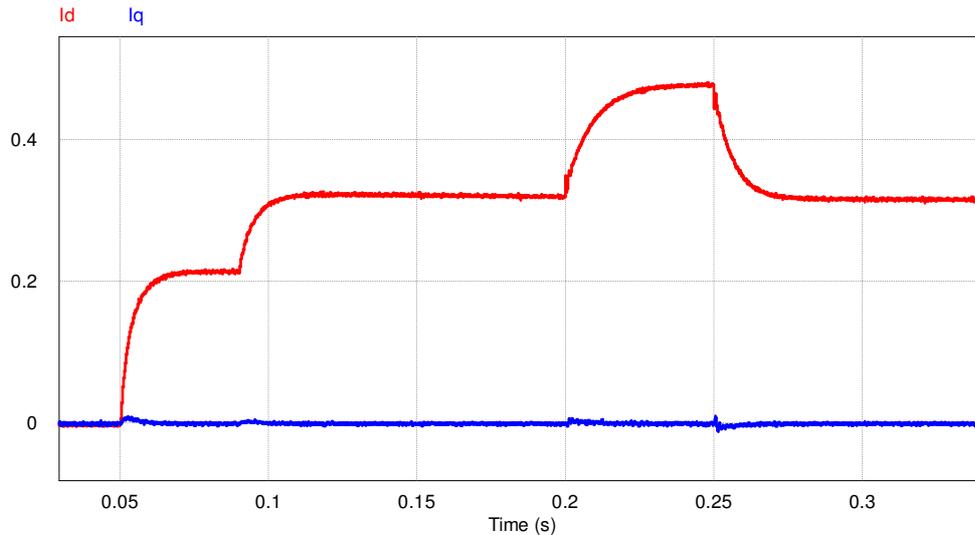


Figura 7.27 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede, submetida a afundamentos de tensão com FP unitário.

Na Figura 7.28 são visualizadas as formas de onda das correntes de referência em coordenadas dq0 para o regime permanente, como podemos observar na figura, o sistema fornece potência ativa e consome potência reativa. Também observou-se que o controle fica um pouco instável devido a baixa frequência de chaveamento.

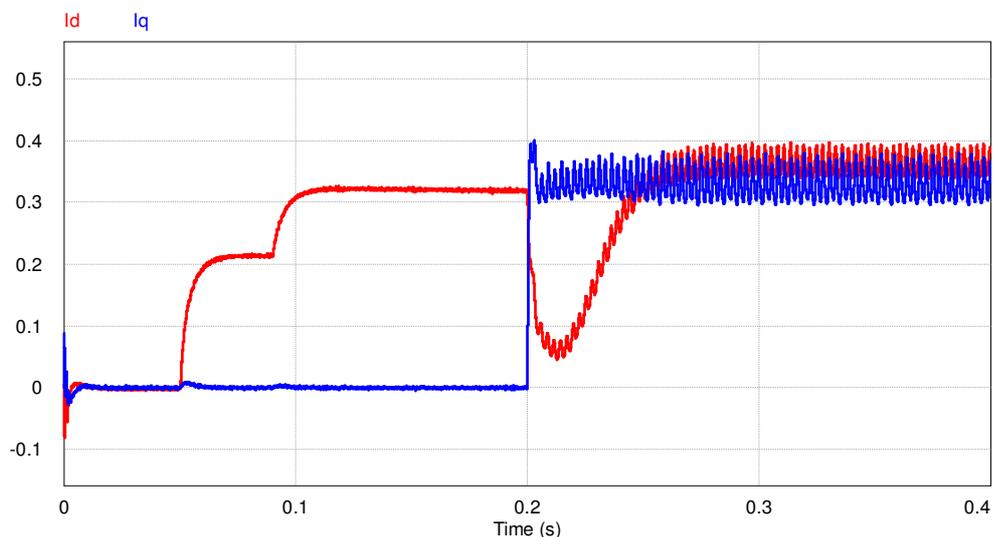


Figura 7.28 Correntes de referência nos eixos, direto e em quadratura, das correntes injetadas na rede.

Nas Figuras 7.29 e 7.30 são mostrados os espectros harmônicos da corrente de saída. Na Figura 7.29 observa-se a frequência fundamental em 60 Hz, na Figura 7.30 mostra-se que o filtro está eliminando os harmônicos de ordens inferiores. Nota-se

também que as harmônicas mais expressivas são na frequência de 2,76 kHz com 11 mA de magnitude e na frequência de 3,12 kHz com 12 mA de magnitude. mostrando que estes valores estão bem abaixo dos valores estabelecidos na norma Std IEEE 1547 de acordo com a Tabela 4.1.

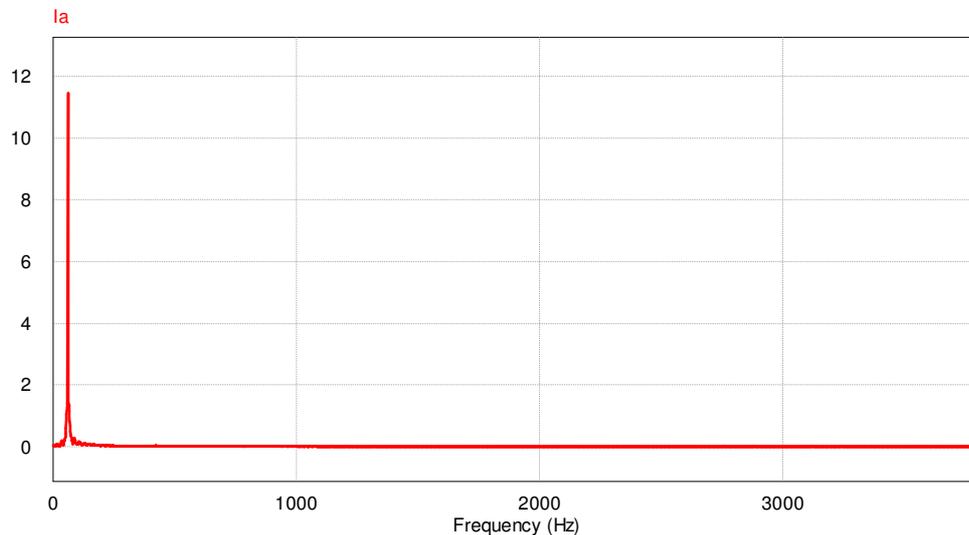


Figura 7.29 Espectro harmônico de corrente com destaque para frequência fundamental.

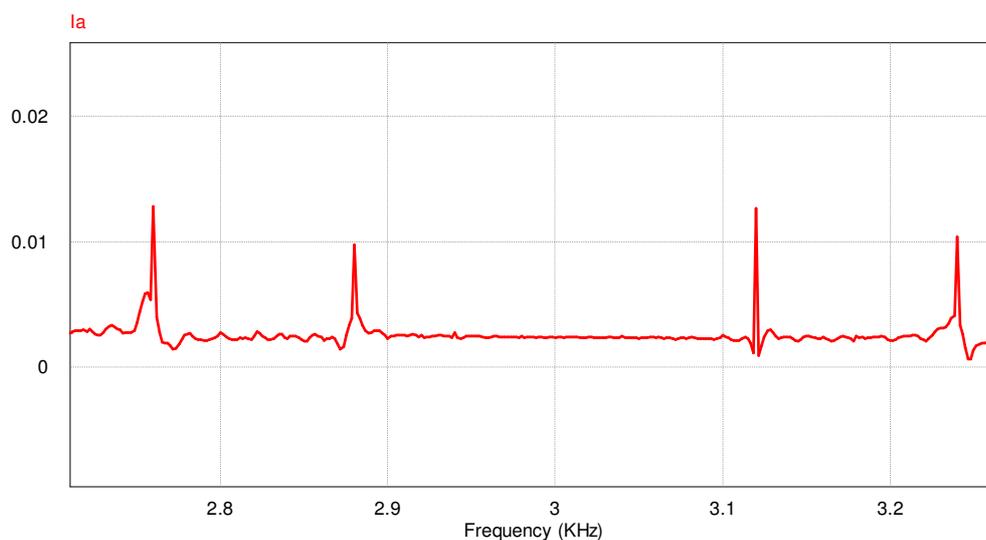


Figura 7.30 Espectro harmônico de corrente para frequência de chaveamento.

7.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo, encontram-se os diversos resultados obtidos diante das simulações para validar a análise do inversor NPC com filtro LCL para as frequências de 6, 4 e 3 kHz. Vale salientar que estes resultados de simulação só são aplicados para o inversor em estudo.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO

Este trabalho dissertou sobre um inversor NPC trifásico para interconexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica, tendo como objetivo identificar qual filtro passivo, L ou LCL, se adequa melhor às condições em estudo.

Os resultados das simulações apresentados para um inversor de 6 kW e 380 V, operando nas frequências de chaveamento de 3, 4 e 6 kHz, interconectado à rede elétrica através dos filtros L e LCL, mostraram que a corrente injetada com ambos os filtros e para as três frequências de chaveamento estudadas atendem aos requisitos da Norma IEEE 1547.

O inversor foi submetido a diferentes condições, como a variação da potência de entrada, afundamento de tensão, compensação de reativo e degraus de carga. Com isso pode-se comprovar a eficiência do projeto de controle, que agiu de forma satisfatória em todos os casos simulados.

Diante dos resultados obtidos percebeu-se que o filtro LCL apresentou um menor conteúdo harmônico para as três frequências estudadas em relação ao filtro L. Ambos os filtros atenderam aos requisitos da norma Std IEEE 1543, no entanto o filtro L é o mais indicado para o inversor em estudo, pois além de atender a norma, o mesmo apresenta um menor custo quando comparado ao filtro LCL que é mais aconselhado para potências acima de 100 kW e baixas frequências de comutação. Das três frequências estudadas, a que se adequou melhor ao inversor em estudo, foi a frequência de 6 kHz, pois além de possuir um reduzido conteúdo harmônico, também possui um ótimo controle da tensão do barramento de entrada.

Como sugestões para trabalhos futuros, visando contribuir na interconexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica, propõe-se:

- Montagem em laboratório de protótipo experimental do NPC.
- Montagem em laboratório de protótipo experimental dos Filtros L e LCL.
- Projeto de um controlador para amortecimento ativo do filtro LCL.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

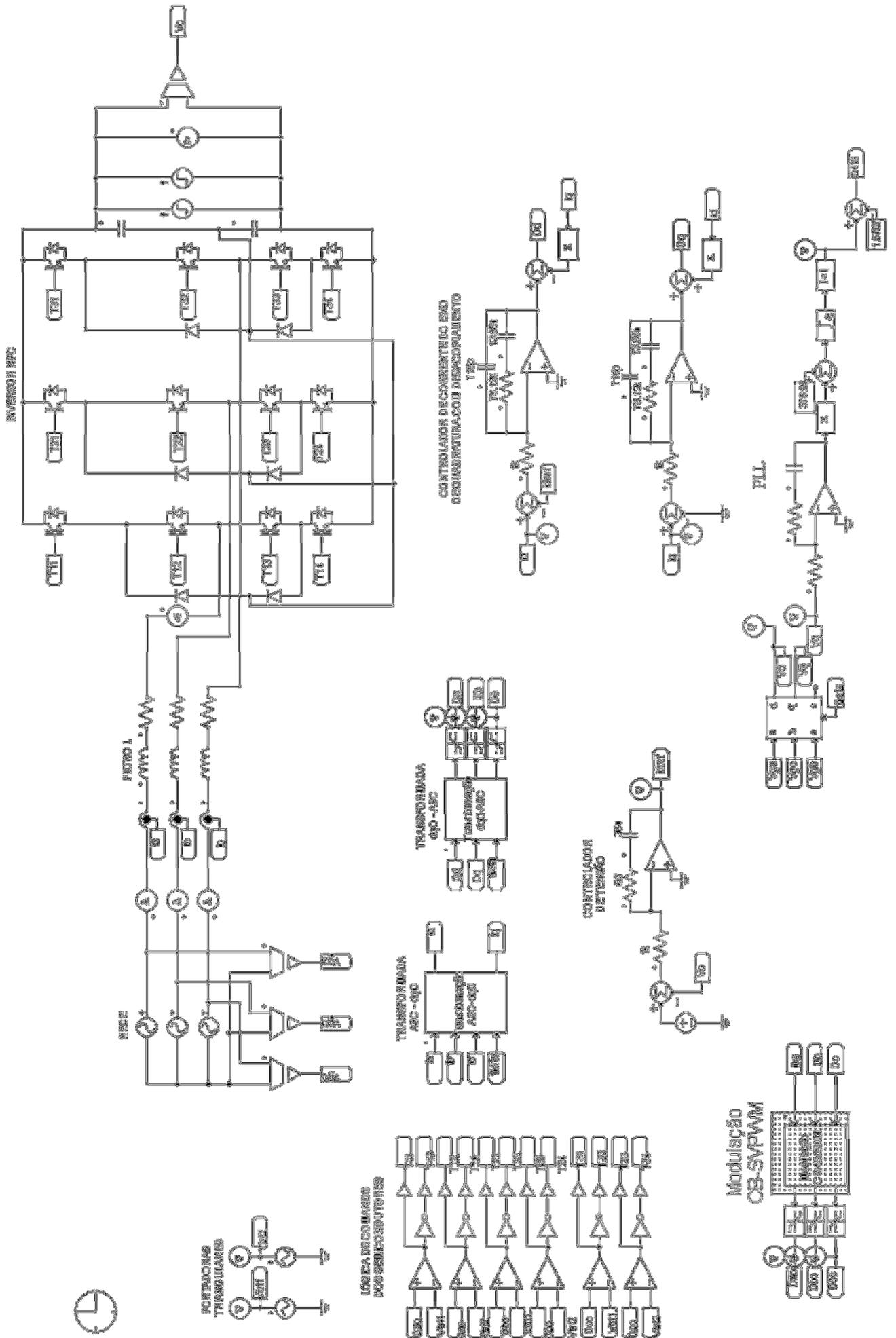
- [1] H. M. AYRES, "Desenvolvimento de Metodologias de Análise de Geradores Distribuídos em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica" Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.
- [2] J. J. Shea, "Distributed generation-the power paradigm for the new millennium [Book Review]," *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, vol. 19, pp. 44-44, 2003.
- [3] J. M. CORRÊA, "Desenvolvimento e Implementação de Uma Micro-Rede Avançada de Alta Frequência Para Integração de Fontes Alternativas de Energia", Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.
- [4] G. S. CARDOSO, "Uma Visão Crítica do Cenário da Geração Distribuída no Brasil", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do ABC, Santo André, 2009.
- [5] INEE - Instituto Nacional de Eficiência Energética. Geração Distribuída e Cogeração. Disponível em: <http://www.inee.org.br/forum_ger_distrib.asp>. Acesso em: 14/07/2011.
- [6] INEE - Instituto Nacional de Eficiência Energética, "Geração Distribuída: Um negócio e um complemento à geração centralizada", p. 64, 2004.
- [7] V. P. Suppioni, "Análise dos níveis de flicker na integração de geradores eólicos de velocidade fixa em redes de distribuição de energia elétrica utilizando modelos multidisciplinares", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do ABC, Santo Andre, 2011.
- [8] K. R. S. Mendonça, "Ajuste ótimo da potência inserida por unidades de geração distribuída em alimentadores de média tensão," Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, Brasília, 2006.
- [9] R. A. Shayani, "Método para determinação do limite de penetração da geração distribuída fotovoltaica em redes radiais de distribuição," Tese de Doutorado, Universidade de Brasília, Brasília, 2010.
- [10] ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. Banco de informação de geração. Disponível em: < <http://www.aneel.gov.br/15.htm>>. Acesso em: 07/08/2011.
- [11] B. Wottrich, "Modelo para a análise econômica e financeira em projetos de geração distribuída de energia com fontes alternativas", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.
- [12] DONDI, E. A. "Network integration of distributed power generation," *Journal of Power Sources*, vol. 106, pp. 1-9, 2002.

- [13] PEPERMANS, G. E. A. "Distributed generation: definition, benefits and issues", *Energy Policy*, vol. 33, pp. 787-798, 2005.
- [14] R. C. Dugan, T. E. McDermott, D. T. Rzy, and S. J. Steffel, "Interconnecting single-phase backup generation to the utility distribution system," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2001 IEEE/PES*, 2001, pp. 486-491 vol.1.
- [15] F. Blaabjerg, C. Zhe, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1184-1194, 2004.
- [16] B. Ozpineci, D. Zhong, L. M. Tolbert, D. J. Adams, and D. Collins, "Integrating multiple solid oxide fuel cell modules," in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, pp. 1568-1573 Vol.2.
- [17] C. Rech, "Análise, projeto e desenvolvimento de sistemas multiníveis híbridos", Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.
- [18] G. Waltrich, "Estudo e implementação de um inversor multinível trifásico em cascata empregando sub-células de comutação", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [19] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch; Part I: Continuous conduction mode, VPEC newsletter Current," pp. 1-09, 1988.
- [20] H. A. C. Braga. and I. Barbi., "Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão," *SBA Controle & Automação* vol. 11, 2000.
- [21] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [22] M. Marchesoni, "High-performance current control techniques for application to multilevel high-power voltage source inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 189-204, 1992.
- [23] T. Maruyama and M. Kumano, "New PWM Control Method For A Three-Level Inverter, Proc. of the IPEC'91," vol. 2, pp. 870-877, 1991.
- [24] P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-19, pp. 1057-1069, 1983.
- [25] N. S. Choi, J. G. Cho, and G. H. Cho, "A general circuit topology of multilevel inverter," in *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*, 1991, pp. 96-103.

- [26] R. C. A. Filho, M. F. Braga, and S. M. Silva, "Aplicação de filtros ativos e passivos de potência: estudo de caso," in *VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, Poços de Caldas, 2008.
- [27] J. S. Otori, "Aplicação de filtro ativo trifásico em sistemas de distribuição de baixa tensão", Dissertação de Mestrado, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2007.
- [28] R. V. Nunes, "Análise da penetração harmônica em redes de distribuição desequilibradas devido às cargas residenciais e comerciais com a utilização do ATP ", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Minas Gerais, 2007.
- [29] S. H. Pini, "Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo de dois quadrantes conectado no lado de corrente contínua de um retificador monofásico com filtro indutivo", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis 2010.
- [30] J. Carvalheiro; R. Castro. Power Conditioning Performance Analysis for a FuelCell Power Plant. Disponível em: <<http://www.aedie.org/9CHLIE-paper-send/319-CARVALHEIRO.pdf>> Acesso em: 14/07/2011.
- [31] M. Prodanovic and T. C. Green, "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 373-380, 2003.
- [32] Í. W. Jaskulski, "Contribuições ao Estudo de Conexão de Geração Eólica à Rede Elétrica," 2007.
- [33] M. a. B. Malinowski, S., "Simple control scheme of pwm converter connecting wind turbine with grid - simulation study," pp. 1 - 4, 2004.
- [34] S. I. 1547, "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003*, pp. 0_1-16, 2003.
- [35] D. Borgonovo, "Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [36] F. A. B. Batista, "Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais", Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- [37] C. A. d. Santos, "Análise e Projeto de um Conversor NPC para Interligação de Sistemas de Conversão de Energia à Rede Elétrica", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

- [38] I. J. Gabe, "Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Através de Filtro-LCL", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria Santa Maria, 2008.
- [39] E. J. B. Peña, "Optimización del Comportamiento de un Convertidor de Tres Niveles NPC Conectado a La Red Eléctrica", Tese de Doutorado, Universidad de Alcalá, Alcalá de Henares, 2005.
- [40] K. F. d. Silva, "Controle e Integração de Centrais eólicas à rede elétrica com Geradores de Indução Duplamente Alimentado", Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2006.
- [41] T. C. Y. Wang, Y. Zhihong, S. Gautam, and Y. Xiaoming, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, pp. 779-784 vol.2.
- [42] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1281-1291, 2005.
- [43] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 2001, pp. 299-307 vol.1.

APENDICE A: CIRCUITO DE SIMULAÇÃO PARA O FILTRO L



APENDICE B: CIRCUITO DE SIMULAÇÃO PARA O FILTRO LCL

