



TIAGO DAVI CURI BUSARELLO

**MODELAGEM E PROJETO DE FILTROS HÍBRIDOS DE
POTÊNCIA: CONTRIBUIÇÕES À ANÁLISE DE
DESEMPENHO EM REDES COM DISTORÇÕES**

CAMPINAS

2013



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

TIAGO DAVI CURI BUSARELLO

MODELAGEM E PROJETO DE FILTROS HÍBRIDOS DE POTÊNCIA: CONTRIBUIÇÕES À ANÁLISE DE DESEMPENHO EM REDES COM DISTORÇÕES

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomílio

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO
DEFENDIDA PELO ALUNO TIAGO DAVI CURI BUSARELLO, E
ORIENTADA PELO PROF. DR. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO.

CAMPINAS

2013

iii

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

B96m Busarello, Tiago Davi Curi, 1984-
Modelagem e projeto de filtros híbridos de potência:
contribuições à análise de desempenho em redes com
distorções / Tiago Davi Curi Busarello. --Campinas, SP:
[s.n.], 2013.

Orientador: José Antenor Pomílio.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Filtros elétricos passivos. 2. Filtros elétricos
ativos. 3. Ressonância. 4. Geração código. I. Pomílio,
José Antenor, 1960-. II. Universidade Estadual de
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação. III. Título.

Título em Inglês: Modeling and design of hybrid power filters: contributions to the
performance analysis in distorted voltage grid

Palavras-chave em Inglês: Passive electrical filters, Filters electrical assets, Resonance,
Automatic code

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Macello Mezaroba, Ernesto Ruppert Filho

Data da defesa: 06-02-2013

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

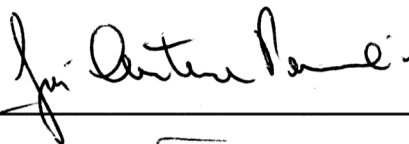
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Tiago Davi Curi Busarello

Data da Defesa: 6 de fevereiro de 2013

Título da Tese: "Modelagem e Projeto de Filtros Híbridos de Potência: Contribuições à Análise de Desempenho em Redes com Distorções"

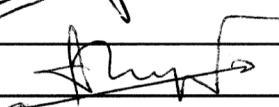
Prof. Dr. José Antenor Pomílio (Presidente):



Prof. Dr. Marcello Mezaroba:



Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho:



“In medio virtus”

A virtude está no meio.

A meu pai

Honorato Busarello

(in memoriam)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus pela vida e pela graça alcançada.

À minha família, em especial à minha mãe que sempre me apoiou e me deu suporte para chegar até aqui.

À Pricylla Hagemann, pelo amor, carinho e incentivo ao longo dessa jornada.

Ao Prof. Dr. José Antenor Pomílio pelos ensinamentos, oportunidades, liberdade, incentivos e orientação, tornando possível o desenvolvimento e conclusão do trabalho.

Aos professores Newton da Silva e Edson Adriano Vendrusculo pelas experiências transmitidas ao longo do trabalho.

Aos professores da banca do exame de qualificação, Ernesto Ruppert Filho e Sérgio Santos Mühlen, que forneceram sugestões para a melhoria do trabalho.

Ao Prof. Dr. Marcello Mezaroba pela composição da banca, pelos ensinamentos e oportunidades durante a graduação.

Aos colegas do laboratório: Diego Tardivo, Douglas Pagani, Ernesto Kenji, Filipe de Nassau, Gabriela, Jackson Bonaldo, Juliana Lopes, Marcos Balduino e Wellington.

A CAPES pela bolsa concedida.

RESUMO

Filtros passivos sintonizados são utilizados para melhoria da qualidade da energia elétrica desde o início da década de 40. Robustez e baixo custo inicial são vantagens desses filtros que fazem deles uma atrativa escolha até os dias atuais. No entanto, a presença de distorções nas tensões provocam ressonâncias séries entre a fonte e os filtros passivos sintonizados. Tal fenômeno pode ocasionar deterioração do funcionamento do sistema elétrico, podendo chegar à falha do filtro passivo, principalmente do capacitor. Neste trabalho será apresentado o projeto e realização de uma solução ativa que objetiva impedir esses fenômenos em sistemas com filtros passivos sintonizados. Trata-se da inserção de um filtro ativo junto ao filtro passivo. A combinação de um filtro passivo com um ativo é denominada filtro híbrido. Análises da estrutura de potência da topologia híbrida evidenciarão a menor potência aparente necessária comparada com outras soluções. Uma vez que se parte do princípio da existência do filtro passivo sintonizado, será verificada a possibilidade de execução da solução apresentada, dadas as diferentes conexões elétricas dos mesmos.

A metodologia de projeto do filtro ativo é detalhadamente apresentada. O modelo matemático de pequenos sinais do filtro híbrido é obtido para análise do desempenho dinâmico, estabilidade e auxílio no projeto dos controladores. Resultados de simulação e experimentais comprovarão a eficácia da solução apresentada. A implementação digital do controle proposto será realizada através da geração automática de código a partir de softwares dedicados.

Palavras-chave: Filtros elétricos passivo, filtros elétricos ativos, ressonância, geração código.

ABSTRACT

Tuned Passive Filters are used to improve electrical energy quality since the 1940s. Robustness and low initial cost are advantages of passive filters which make them an attractive choice until nowadays. However, the presence of voltage distortions set series resonance between the source and the tuned passive filters. Such phenomena may cause deterioration of the electrical system and may damage the passive filter, specially its capacitor. This research will present the design and the realization of an active solution which has as goal preventing the mentioned phenomena in systems containing tuned passive filter. An active power filter is connected to the tuned passive filter. The combination of a passive filter and an active filter is called hybrid filter. The power structure analysis will demonstrate the low necessary apparent power compared to others solutions. Since the project gets started with the assumption of an existent tuned passive filters, it will be investigated the possibility of the covered solution implementation, given the several different electrical connection of them.

The active filter design methodology is explained detailed. The hybrid-filter small-signal model is obtained in order to analyze the dynamic behavior, stability and to support in the controller designs. Simulation and experimental results will prove the effective performance of the presented solution. The proposed digital control will be implemented by automatic code generation from dedicated soft wares.

Keywords: *Passive electrical filters, filters electrical assets, resonance, automatic code.*

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	IX
RESUMO	XI
ABSTRACT	XIII
SUMÁRIO	XV
LISTA DE FIGURAS.....	XIX
LISTA DE QUADROS.....	XXV
LISTA DE TABELAS.....	XXVII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	XXIX
1 INTRODUÇÃO	1
2 DELIMITAÇÃO DO PROJETO DE PESQUISA	5
2.1 SOLUÇÕES PARA SISTEMAS PROPENSOS À RESSONÂNCIA E SOBRECARGA	5
2.2 SOLUÇÃO EXPLORADA	16
2.3 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO DA SOLUÇÃO EXPLORADA	18
3 PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA DA SOLUÇÃO EXPLORADA	23
3.1 CÁLCULO DO INDUTOR DE SAÍDA	23
3.2 OBTENÇÃO APROXIMADA DA TENSÃO MÍNIMA DO <i>LINK</i> DC	26
3.2.1 Tensão v_f fundamental de pico: v_{fpk1}	27
3.2.2 Tensão v_f de 5ª harmônica de pico: v_{fpk5}	28
3.2.3 Tensão v_f de 7ª harmônica de pico: v_{fpk7}	28
3.2.4 Tensão v_f de 11ª harmônica de pico: v_{fpk11}	29
3.2.5 Tensão v_f de 13ª harmônica de pico: v_{fpk1}	30
3.2.6 Tensão v_f devido à distorção na tensão da rede: $v_{fpk_distorção}$	30
4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA	33
4.1 CONTROLADORES DE TEMPO DISCRETO PROJETADO ATRAVÉS DE MÉTODOS CONVENCIONAIS	33
4.2 CONTROLE DAS CORRENTES HARMÔNICAS.....	35

4.2.1 Dedução do diagrama da estratégia de controle	35
4.2.2 Sensor de Corrente: $Sens_{vi}(s)$	40
4.2.3 Condicionamento da corrente de linha: $Cond(s)$	40
4.2.4 Ganho do Conversor A/D: $AD(z)$	40
4.2.5 Filtro de Média Móvel Recursivo: $FMM_r(z)$	41
4.2.6 Filtros Ressonantes: $FR(z)$	41
4.2.7 Modulador PWM: $PWM(z)$	44
4.2.8 Retentor de Ordem Zero: $ZOH(z)$	44
4.2.9 PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>)	44
4.2.10 Conversão $abc \rightarrow dq$	45
4.2.11 Planta de Tensão&Corrente: $G_{vi}(z)$	46
4.2.12 Projeto do Controlador: $C_{vi}(z)$	60
4.3 CONTROLE DA TENSÃO DO <i>LINK</i> DC	67
4.3.1 Sensor de Tensão: $Sens_{dc}(s)$	68
4.3.2 Ganho do Conversor A/D: $AD(z)$	69
4.3.3 Planta de Tensão: $G_{dc}(z)$	69
4.3.4 Função de transferência equivalente da malha de controle das correntes de linha: $T_{eq}(z)$	74
4.3.5 Projeto do Controlador: $C_{PI_{dc}}(z)$	74
4.4 CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA DO FILTRO ATIVO	78
5 IMPLEMENTAÇÃO DA SOLUÇÃO EXPLORADA	81
5.1 GERAÇÃO AUTOMÁTICA DO CÓDIGO FONTE DO MICROCONTROLADOR	83
5.2 CENÁRIO 1: DESSINTONIA DO FILTRO PASSIVO	84
5.2.1 Comportamento dinâmico do Cenário 1.	93
5.3 CENÁRIO 2: REDE DISTORCIDA	97
5.4 CENÁRIO 3: FILTROS PASSIVOS SINTONIZADOS NA 5ª E NA 7ª HARMÔNICA. TENSÃO DISTORCIDA NA 7ª HARMÔNICA	104
5.5 TAXAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA (THD)	111
5.6 COMPARAÇÃO COM A RECOMENDAÇÃO IEEE519-1992	112
5.6.1 Resultados de simulações	113
5.6.2 Resultados experimentais	114
6 CONCLUSÕES	117
6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	118

APÊNDICES	119
APÊNDICE A – DEDUÇÃO DA EQUAÇÃO (3.1).....	121
APÊNDICE B – DEDUÇÃO DA EQUAÇÃO (4.39)	123
APÊNDICE C – CIRCUITO SIMULADO.....	127
APÊNDICE D – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM BAIXA TENSÃO	129
APÊNDICE E – PROTÓTIPO EXPERIMENTAL.....	139
APÊNDICE F – ARTIGOS CIENTÍFICOS PUBLICADOS	141
REFERÊNCIAS.....	143

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Diagrama simplificado de um sistema elétrico.....	5
Figura 2.2: Exemplificação da ressonância série em um sistema elétrico.	6
Figura 2.3: Filtro passivo sintonizado danificado devido à ressonância série. Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.	7
Figura 2.4: Tensão e espectro medidos em uma rede de 13,8kV. Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.	8
Figura 2.5: Tensão e espectro em uma rede de 33kV. Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.	9
Figura 2.6: Tensão e espectro de uma fase de uma rede de 11,4kV: Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.	10
Figura 2.7: Diagrama simplificado onde foram substituídos os filtros passivos por um filtro ativo <i>shunt</i>	12
Figura 2.8: Diagrama simplificado com filtros passivos sintonizados e um filtro ativo <i>shunt</i>	13
Figura 2.9 - Diagrama simplificado de um sistema elétrico em que foi inserido um filtro ativo em série com o filtro passivo sintonizado existente.	15
Figura 2.10: Diagrama simplificado de um sistema elétrico com filtro híbrido paralelo.	17
Figura 2.11: Configurações típicas de filtros passivos sintonizados trifásicos.	19
Figura 2.12: Filtro híbrido paralelo com o filtro passivo conectado em Y.	20
Figura 2.13: Filtro híbrido paralelo com o filtro passivo sintonizado conectado conforme 5.	21
Figura 3.1: Estrutura de potência do filtro híbrido.	23
Figura 3.2: Comportamento do filtro ativo na formação do filtro passivo sintonizado adicional e representação monofásica.....	24
Figura 3.3: Comportamento do filtro híbrido em diferentes harmônicos.	25
Figura 3.4: Representação monofásica do filtro híbrido paralelo trifásico.	26
Figura 3.5: Circuito equivalente “visto” pela rede elétrica na harmônica fundamental.	28
Figura 3.6: Circuito equivalente contendo o filtro híbrido na 11ª harmônica.	29
Figura 3.7: Circuito em operação normal e seu equivalente no harmônico da distorção na ocorrência da ressonância série.	31
Figura 3.8: Condução da corrente ressonante através do filtro passivo sintonizado.	32
Figura 4.1: Mapeamento entre os planos z e w	34

Figura 4.2: Primeira etapa para a dedução do diagrama da estratégia de controle das correntes harmônicas da linha.	35
Figura 4.3: Diagrama da estratégia de controle com a inclusão do sensor e do circuito de condicionamento da corrente.....	36
Figura 4.4: Inclusão do conversor AD e do retentor de ordem zero no diagrama de controle.....	36
Figura 4.5: Inclusão da transformação $abc \rightarrow dq$ no diagrama de controle.....	37
Figura 4.6: Inclusão dos blocos referentes ao filtro de média móvel recursivo e aos filtros ressonantes.....	38
Figura 4.7: Diagrama da estratégia de controle com a finalização da realimentação.....	39
Figura 4.8: Diagrama da estratégia de controle finalizada.....	39
Figura 4.9: Diagrama de Bode de módulo e de fase de um filtro ressonante sintonizado em 360Hz. (a) Amplitude em dB. (b) Fase em graus.	43
Figura 4.10: Diagrama de Bode de Módulo e fase do sinal resultante, após conversão $abc \rightarrow dq$, da soma de filtros sintonizados em 360Hz e 420Hz.....	43
Figura 4.11: Diagrama simplificado do PLL utilizado.	45
Figura 4.12: Sinal θ e o sinal tensão da fase A.	45
Figura 4.13: Diagrama de blocos da planta de tensão&corrente.	47
Figura 4.14: Diagrama simplificado monofásico de um sistema elétrico com o filtro híbrido....	48
Figura 4.15: Diagrama simplificado de um sistema contendo o filtro híbrido paralelo.	53
Figura 4.16: Diagrama de $G_{v2}(s)$ com o distúrbio.....	57
Figura 4.17: Sistema realimentado.	57
Figura 4.18: Diagrama de Bode de Módulo e Fase de $T_{vi}(w)$	64
Figura 4.19: Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador projetado.	66
Figura 4.20: Diagrama da estratégia de controle da tensão do <i>Link</i> DC incluída externamente à malha de controle das correntes harmônicas.	67
Figura 4.21: Diagrama de controle com a implementação do controle da tensão do <i>Link</i> DC....	68
Figura 4.22: Circuito (a) do filtro ativo e (b) seu circuito equivalente.	69
Figura 4.23: Parte passiva do filtro híbrido.....	72
Figura 4.24: Diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta da malha de controle da tensão do <i>Link</i> DC.....	75

Figura 4.25: Diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador projetado.	77
Figura 4.26: Diagrama simplificado do cenário 4.	78
Figura 4.27: Diagrama da estratégia de controle com a inclusão do controle da potência reativa.	79
Figura 5.1: Diagrama utilizado para geração automática do código e para as simulações.	84
Figura 5.2: Diagrama simplificado do cenário 1.	85
Figura 5.3: Tensão de fase no PAC e espectro. (a) simulação; (b) experimental.	85
Figura 5.4: Corrente na carga retificador e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)	86
Figura 5.5: Corrente na carga motor e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)	86
Figura 5.6: Corrente total das cargas e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)	87
Figura 5.7: Correntes de linha e espectro sem o filtro ativo. (a) simulação; (b) experimental (Ch1, Ch2, Ch3: 0,1V/A).	87
Figura 5.8: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.	88
Figura 5.9: Correntes de linha e espectro com a solução explorada instalada. (a) simulação; (b) experimental (Ch1, Ch2, Ch3: 0,1V/A).	88
Figura 5.10: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.	89
Figura 5.11: Tensão e corrente para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).	89
Figura 5.12: Correntes pelos capacitores do filtro passivo sintonizado. (a) simulação; (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	90
Figura 5.13: Corrente pela parte passiva do filtro híbrido. (a) simulação; (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	90
Figura 5.14: Correntes pela parte ativa do filtro híbrido. (a) simulação; (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	91
Figura 5.15: Potência reativa do filtro ativo para o caso simulado.	92
Figura 5.16: Tensão no ponto de acoplamento entre o filtro passivo e o ativo. (a) simulação. (b) experimental.	92

Figura 5.17: Tensão no <i>Link</i> DC. (a) simulação. (b) experimental.	93
Figura 5.18: Diagrama simplificado do cenário 1 evidenciando a chave que ligará o retificador.	94
Figura 5.19: Corrente no retificador e total das cargas. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2: 0,1V/A).....	94
Figura 5.20: Corrente pelo filtro ativo. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).....	95
Figura 5.21: Tensão do <i>link</i> DC.....	96
Figura 5.22: Tensão no ponto de acoplamento entre os filtros. (a) simulação. (b) experimental.	96
Figura 5.23: corrente de linha. (Ch2: 0,1V/A).	97
Figura 5.24: Tensões de fases. (a) simulação. (b) experimental.....	98
Figura 5.25: Correntes de linha sem filtro ativo instalado. (a) simulação. (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)	98
Figura 5.26: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.	99
Figura 5.27: Correntes de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação, (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	99
Figura 5.28: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a)s simulação. (b) experimental.	100
Figura 5.29: Tensão e corrente para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1: 0,1V/A).	100
Figura 5.30: Correntes pelos capacitores do filtro passivo sintonizado. (a) simulação; (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	101
Figura 5.31: Correntes pela parte passiva do filtro híbrido. (a) simulação. (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	101
Figura 5.32: Correntes pela parte ativa do filtro híbrido. (a) simulação. (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).	102
Figura 5.33: Tensão no ponto de acoplamento entre os filtros. (a) simulação. (b) experimental.	103
Figura 5.34: Tensão do <i>Link</i> DC. (a) simulação. (b) experimental.	104
Figura 5.35: Diagrama simplificado do cenário 3.	105
Figura 5.36: Tensões de fase do PAC. (a) simulação. (b) experimental.	105
Figura 5.37: Corrente total das cargas e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).....	106

Figura 5.38: Corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).	106
Figura 5.39: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.	107
Figura 5.40: Corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).	107
Figura 5.41: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.	108
Figura 5.42: Tensão e corrente para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch4: 0,1V/A).108	
Figura 5.43: Corrente e espectro pelo capacitor do filtro híbrido para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).	109
Figura 5.44: Corrente e espectro da parte passiva do filtro híbrido para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3:0,1V/A).	109
Figura 5.45: Corrente e espectro da parte ativa do filtro híbrido. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).	110
Figura 5.46: Tensão e espectro para uma fase do ponto de acoplamento entre os filtros. (a) simulação. (b) experimental.	111
Figura 5.47: Tensão do <i>Link</i> DC. (a) simulação. (b) experimental.	111
Figura 5.48: gráfico comparativo entre as componentes espectrais das correntes de linha compensada nos cenários abordados para os resultados de simulação.....	114
Figura 5.49: gráfico comparativo entre as componentes espectrais das correntes de linha compensada nos cenários abordados para os resultados experimentais.	115

LISTA DE QUADROS

Quadro 4.1: Resumo com as funções transferência no domínio z	62
Quadro 4.2: Funções de transferências do sensor e do circuito de condicionamento da corrente.	63
Quadro 5.1: Resumo da divisão das correntes no filtro híbrido.	91
Quadro 5.2: Resumo da divisão das correntes.....	103
Quadro 5.3: Resumo da divisão da corrente pelo filtro híbrido.	110

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Níveis de referências para distorção harmônicas individuais de tensão. PRODIST Módulo 8. Tabela 4.....	11
Tabela 4.1: Parâmetros para o projeto dos controladores.	60
Tabela 5.1: Parâmetros do circuito simulado e do protótipo experimental.....	81
Tabela 5.2: Taxa de distorção harmônica da corrente de linha.	112
Tabela 5.3: Taxa de distorção harmônica da corrente de linha.	112
Tabela 5.4: Harmônicas que violavam a recomendação IEEE519-1992 sem o filtro ativo.....	113
Tabela 5.5: Harmônicas que violavam a recomendação IEEE519-1992 sem o filtro ativo.....	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Função de transferência do conversor AD
B	Banda passante do filtro ressonante
C_{link}	Capacitor do <i>link</i> DC
C_p	Capacitor do filtro passivo sintonizado
$Cond$	Função de transferência do circuito de condicionamento da corrente de linha
C_{vi}	Função de transferência do controlador da corrente de linha
$C_{PI_{dc}}$	Função de transferência do controlador da tensão do <i>link</i> DC
d	Razão cíclica
d_a	Razão cíclica da fase “a”
d_b	Razão cíclica da fase “b”
d_c	Razão cíclica da fase “c”
$dh\%$	Porcentagem da distorção na tensão em relação à fundamental
f	Frequência da rede elétrica
f_{c_dc}	Frequência de corte da malha de controle da tensão do <i>link</i> DC
FMM_r	Função de transferência do filtro de média móvel recursivo
FR_{6th}	Função de transferência do filtro ressonante na 6ª harmônica
FR_{12th}	Função de transferência do filtro ressonante na 12ª harmônica
$Ganho_atual(780Hz)$	Ganho atual em 780Hz
$Ganho_desejado(780Hz)$	Ganho desejado em 780Hz
G_{vi}	Função de transferência da planta de Tensão&Corrente
G_{dc}	Função de transferência da planta de tensão do <i>link</i> DC
H	Harmônico do filtro sintonizado “adicional”
$H_{corrente}$	Ganho do sensor de corrente
$H_{tensão}$	Ganho do sensor de tensão
i_{cp}	Corrente pelo capacitor do filtro passivo
I_{eq}	Corrente equivalente das três fases do filtro ativo
i_{La}	Corrente pela fase “a” da carga
i_{Lb}	Corrente pela fase “b” da carga

i_{Lc}	Corrente pela fase “c” da carga
i_{L1}	Corrente na harmônica fundamental da carga
i_{L5}	Corrente de 5ª harmônica fundamental da carga
I_{L5pk}	Corrente de pico de 5ª harmônica da carga
i_{L7}	Corrente de 7ª harmônica fundamental da carga
I_{L7pk}	Corrente de pico de 7ª harmônica da carga
i_{Lfa}	Corrente pela fase “a” da parte ativa do filtro híbrido
i_{Lfb}	Corrente pela fase “b” da parte ativa do filtro híbrido
i_{Lfc}	Corrente pela fase “c” da parte ativa do filtro híbrido
i_{Lpa}	Corrente pela fase “a” da parte passiva do filtro híbrido
i_{Lpb}	Corrente pela fase “b” da parte passiva do filtro híbrido
i_{Lpc}	Corrente pela fase “c” da parte passiva do filtro híbrido
i_r	Corrente ressonante da linha
I_s	Corrente da linha
i_{Rf}	Corrente pelo resistor shunt do filtro ativo
i_{sa}	Corrente pela fase “a” da linha
i_{sb}	Corrente pela fase “b” da linha
i_{sc}	Corrente pela fase “c” da linha
I_{sc}	Corrente de curto-circuito do alimentador
I_{s_ref}	Referência de corrente da linha
k	Harmônico do filtro passivo sintonizado existente
K_{AD}	Ganho da conversão AD
K_s	Ganho do filtro ressonante
K_{vi}	Ganho do controlador de corrente
L_f	Indutor do filtro ativo
L_p	Indutor do filtro passivo sintonizado
L_s	Indutor da rede elétrica
MA_{vi}	Função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlar de corrente
MA_{dc}	Função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlar da tensão do <i>link</i> DC
N	Número de amostras
PAC	Ponto de acoplamento de cargas

$P_{entrada}$	Potência de entrada do inversor
P_{saida}	Potência de saída do inversor
PWM	Função de transferência do modulador PWM
R_f	Resistor <i>Shunt</i> do filtro ativo
Q	Fator de qualidade do filtro passivo
R_{fs}	Resistência série do filtro passivo sintonizado
R_o	Resistência de carga do <i>link</i> DC
R_s	Resistência da linha
T_a	Período de amostragem
T_{eq}	Função de transferência equivalente da malha de controle das correntes harmônicas
T_{vi}	Função de transferência de malha aberta da malha de corrente
T_{dc}	Função de transferência de malha aberta da malha de tensão do <i>link</i> DC
$Sens_{vi}$	Função de transferência do sensor de corrente
$Sens_{dc}$	Função de transferência do sensor de tensão
v	Frequência fictícia do plano w
v_l	Tensão no PAC
v_{Ia}	Tensão da fase “a” do PAC
v_{Ib}	Tensão da fase “b” do PAC
v_{Ic}	Tensão da fase “c” do PAC
v_{Ipk}	Tensão de pico no PAC
v_{cp}	Tensão no capacitor do filtro passivo
v_{dc}	Tensão no <i>link</i> DC
VDC_{ref}	Referência de tensão do <i>link</i> DC
v_f	Tensão no ponto de acoplamento entre os filtros
v_{fa}	Tensão na fase “a” do ponto de acoplamento entre os filtros
v_{fb}	Tensão na fase “b” do ponto de acoplamento entre os filtros
v_{fc}	Tensão na fase “c” do ponto de acoplamento entre os filtros
v_{fpk}	Tensão de pico do ponto de acoplamento entre os filtros
V_{fpk1}	Tensão de pico na harmônica fundamental do ponto de acoplamento entre os filtros
V_{fpk2}	Tensão de pico na 2ª harmônica do ponto de acoplamento entre os filtros

V_{fpk3}	Tensão de pico na 3ª harmônica do ponto de acoplamento entre os filtros
V_{fpk4}	Tensão de pico na 4ª harmônica do ponto de acoplamento entre os filtros
V_{fpk5}	Tensão de pico na 5ª harmônica do ponto de acoplamento entre os filtros
v_{fpk}	Tensão de pico do ponto de acoplamento entre os filtros
$V_{fpk_distorção}$	Tensão de pico do ponto de acoplamento entre os filtros causados pela distorção da tensão da rede
V_{inv}	Tensão de saída do inversor
v_{Lf}	Tensão no indutor do filtro ativo
v_t	Tensão equivalente de saída do inversor
$V_{\Delta p}$	Amplitude da portadora triangular digital
X_{Lsh}	Reatância da rede na frequência da distorção
ω	Frequência angular da rede elétrica
ω_a	Frequência angular de amostragem
ω_c	Frequência angular de sintonia do filtro ressonante
Z_{eq_dis}	Impedância equivalente vista pela rede no harmônico de distorção
ZOH	Função de transferência do retentor de ordem zero

1 INTRODUÇÃO

A existência de correntes harmônicas no sistema elétrico tornou-se muito comum ao longo das últimas décadas. Diversas são as fontes geradoras de corrente harmônicas. Por longos anos, cargas não lineares de indústrias eram as principais responsáveis pela geração de correntes harmônicas. No entanto, o avanço tecnológico fez com que cargas residências, tais como TV, computadores, equipamentos de entretenimento, lâmpadas eletrônicas entre outras, contribuíssem significativamente na geração das correntes harmônicas. Inúmeros são os efeitos indesejáveis ao sistema elétrico causado por tais correntes. Aquecimento excessivo de condutores e de transformadores, operação indevida de equipamentos de proteção, interferências eletromagnéticas nas redes de comunicação, torque pulsante em máquinas rotativas e distorções nas tensões são alguns efeitos que podem ocorrer caso existam correntes harmônicas [1].

Técnicas para impedir que correntes harmônicas circulem pelo sistema elétrico têm sido objeto de estudo ao longo dos anos. A técnica de mitigação primordial, cuja primeira instalação data de meados da década de 40, e até hoje amplamente utilizada, é a de filtros passivos sintonizados [1]. A instalação de filtros passivos sintonizados no sistema elétrico geralmente está localizada no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) pois, nessa configuração, os filtros são capazes de desviar correntes harmônicas oriundas de todas as cargas conectadas, evitando que circulem pelo sistema elétrico. A sintonia mais comum dos filtros passivos é de 5ª e de 7ª harmônicas, pois essas são as de maiores intensidades nas cargas [2].

No entanto, sistemas elétricos contendo filtros passivos sintonizados estão sujeitos a comportamentos indesejados. Distorções nas tensões podem excitar ressonâncias série dos filtros passivos [2]. Nessa ocorrência, a amplificação das correntes harmônicas no sistema compromete o funcionamento dos filtros e pode ocasionar explosões nos capacitores. Na melhor das hipóteses, atuam equipamentos de proteção dos filtros sintonizados, desconectando-os. Sobrecarga nos filtros compromete a qualidade da filtragem e acelera o envelhecimento, fazendo com que sua frequência de sintonia seja alterada, pois os valores de capacitância e indutância mudam ao longo dos anos. A alteração na frequência de sintonia faz com que os filtros sintonizados não sejam capazes de desviar completamente as correntes harmônicas. Somam-se ainda que correntes harmônicas não compensadas circulam livremente pelo sistema.

Apresentados esses inconvenientes, surge a necessidade de adequação do sistema elétrico com o objetivo de garantir o correto funcionamento de cargas e demais dispositivos sob as condições apresentadas.

A solução explorada nesta dissertação é a instalação de um filtro ativo conectado em paralelo com o indutor de um filtro passivo sintonizado existente. Análises da topologia resultante evidenciarão a expectativa de menor custo relativo à solução ativa *shunt* devido à menor potência aparente da parte ativa do filtro. A aplicação da solução em uma rede de média tensão industrial, por exemplo, 4,16kV eficazes, possibilita o uso de um inversor com IGBTs dimensionados para aplicações de no máximo 2 kV. Ainda, é possível aplicar a solução sem a necessidade de alteração das conexões elétricas do filtro passivo existente.

O dimensionamento da estrutura de potência do filtro ativo é desenvolvido com base no filtro passivo sintonizado existente e na carga conectada ao PAC. Uma estratégia de controle é proposta em que se considera a existência de distorção nas tensões e ocorrência de variações de carga. A corrente do alimentador e a tensão do *link* DC do inversor são as grandezas controladas. Todos os elementos da estratégia de controle são descritos detalhadamente. A modelagem matemática de pequenos sinais é obtida com a finalidade de analisar o comportamento dinâmico, a estabilidade do sistema e auxiliar no projeto dos controladores. Toda a estratégia de controle é implementada digitalmente em um microcontrolador.

A dissertação está assim dividida:

O Capítulo 2 evidencia que sistemas elétricos estão sujeitos a tensões distorcidas e suas prováveis consequências. São apresentadas algumas soluções que possam ser aplicadas a sistemas com filtros passivos sintonizados e estejam propensos a ressonâncias séries. Será definida uma proporcionalidade entre o custo da implementação e a necessidade de sustentação de tensão e corrente da mesma. É apresentada a solução que será explorada nessa dissertação, a justificativa de sua escolha e a análise da possibilidade de execução explorada para diferentes tipos de conexão dos filtros passivos sintonizado, uma vez que parte-se de sua já existência.

O Capítulo 3 apresenta aspectos para o dimensionamento da estrutura de potência do filtro ativo. Em particular, será determinada a tensão mínima de operação do *link* DC necessária para garantir eficácia da solução. Adicionalmente, é apresentado o modo como o valor da indutância de saída do filtro ativo influencia no comportamento da filtragem e como dimensioná-lo para interesses pré-estabelecidos.

O Capítulo 4 apresenta a estratégia de controle proposta. Todo elemento pertencente à estratégia é descrito detalhadamente. O modelo de pequenos sinais do filtro híbrido é obtido para análise do comportamento dinâmico, da estabilidade e para o auxílio no projeto dos controladores. A técnica de projeto de sistemas amostrados através de técnicas convencionais é utilizada para o projeto dos controladores.

O Capítulo 5 apresenta a implementação da solução explorada com a estratégia de controle proposta. Inicialmente, é apresentada a geração de código automática para implementação digital em microcontroladores com pouca necessidade de programação. Resultados de simulação e experimentais comprovarão a eficácia da solução explorada.

O Capítulo 6 apresenta conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

O Apêndice A e B apresentam as deduções das equações 3.1 e 4.39, respectivamente.

O Apêndice C apresenta o circuito simulado.

O Apêndice D apresenta resultados de simulação em uma rede de baixa tensão.

O Apêndice E apresenta uma foto do protótipo implementado.

O Apêndice F apresenta os artigos científicos publicados durante o mestrado.

2 DELIMITAÇÃO DO PROJETO DE PESQUISA

2.1 SOLUÇÕES PARA SISTEMAS PROPENSOS À RESSONÂNCIA E SOBRECARGA

A Figura 2.1 contém uma representação monofásica simplificada de um sistema elétrico em que cargas não lineares estão conectadas ao PAC. Para impedir que determinadas correntes harmônicas circulem pela rede, dois filtros sintonizados estão instalados no PAC. Estão apresentados os caminhos percorridos pelas correntes harmônicas oriundas das cargas não-lineares. As correntes fundamentais dos filtros passivos foram omitidas para melhor visualização. Dada a inexistência de filtros para as demais correntes harmônicas, sua condução se faz majoritariamente pela rede elétrica.

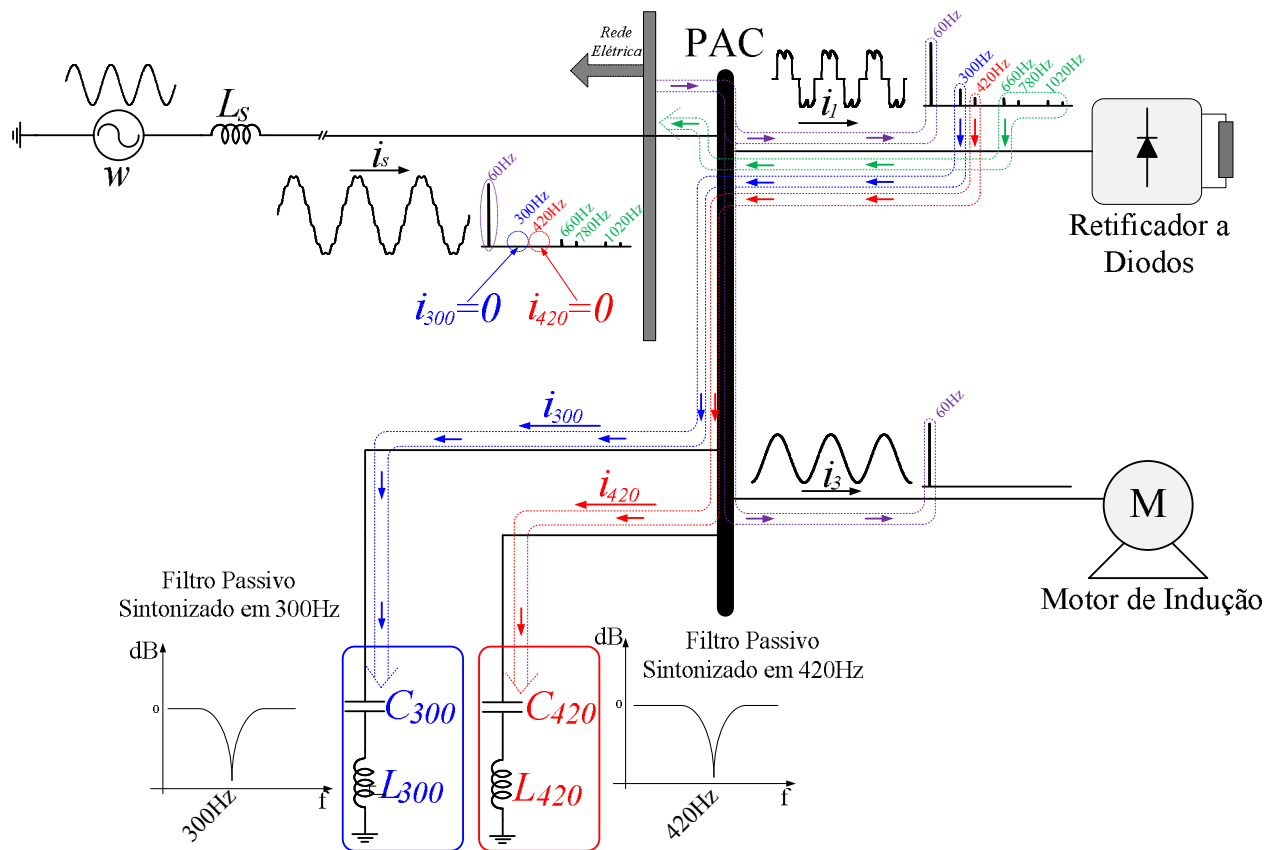


Figura 2.1: Diagrama simplificado de um sistema elétrico.

A Figura 2.3 apresenta um filtro passivo sintonizado, instalado em uma subestação, danificado devido à ocorrência da ressonância série.

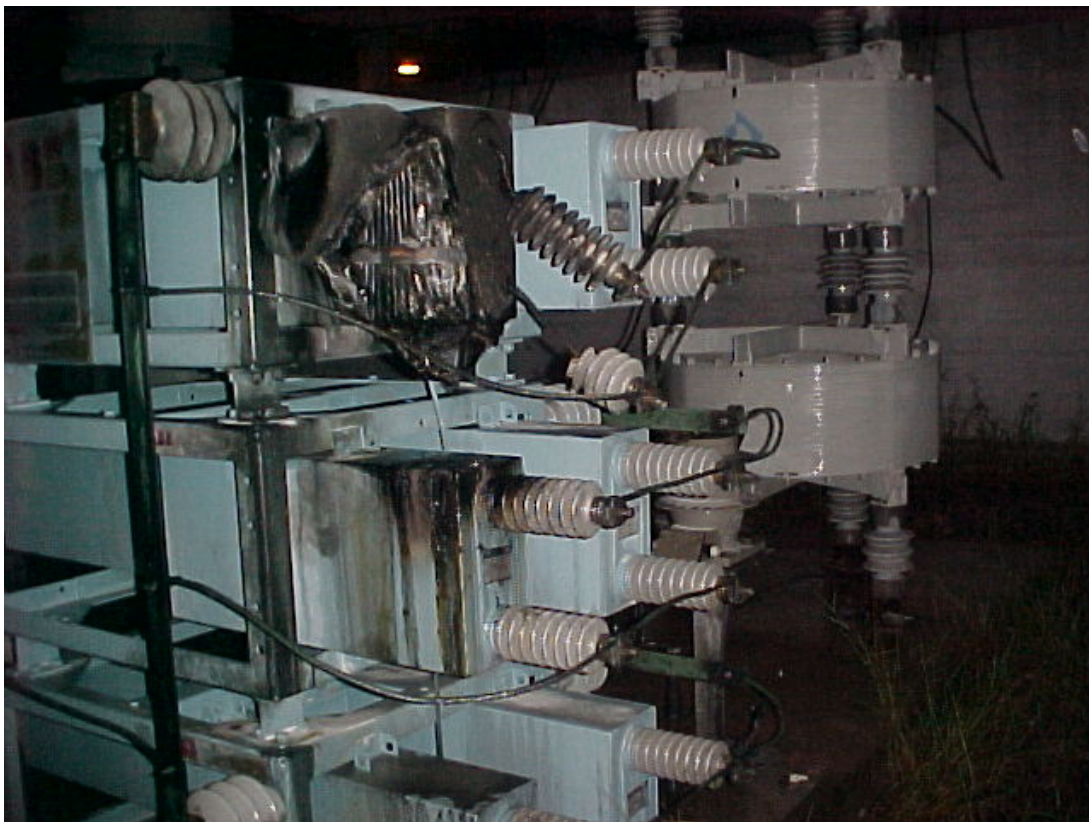


Figura 2.3: Filtro passivo sintonizado danificado devido à ressonância série. Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.

O fenômeno da ressonância série tem-se agravado devido às distorções apresentadas nas tensões. A Figura 2.4 apresenta a tensão de uma das fases e seu respectivo espectro medidos em uma rede de 13,8kV. Tal nível de tensão é comumente escolhido para a instalação de filtros passivos sintonizados.



RMS (99300267, 31.20): ENGEMATEC: 13,8 kV

15/07/2011 10:50:00

Vc = 13884.54V

DHT = 1.62%

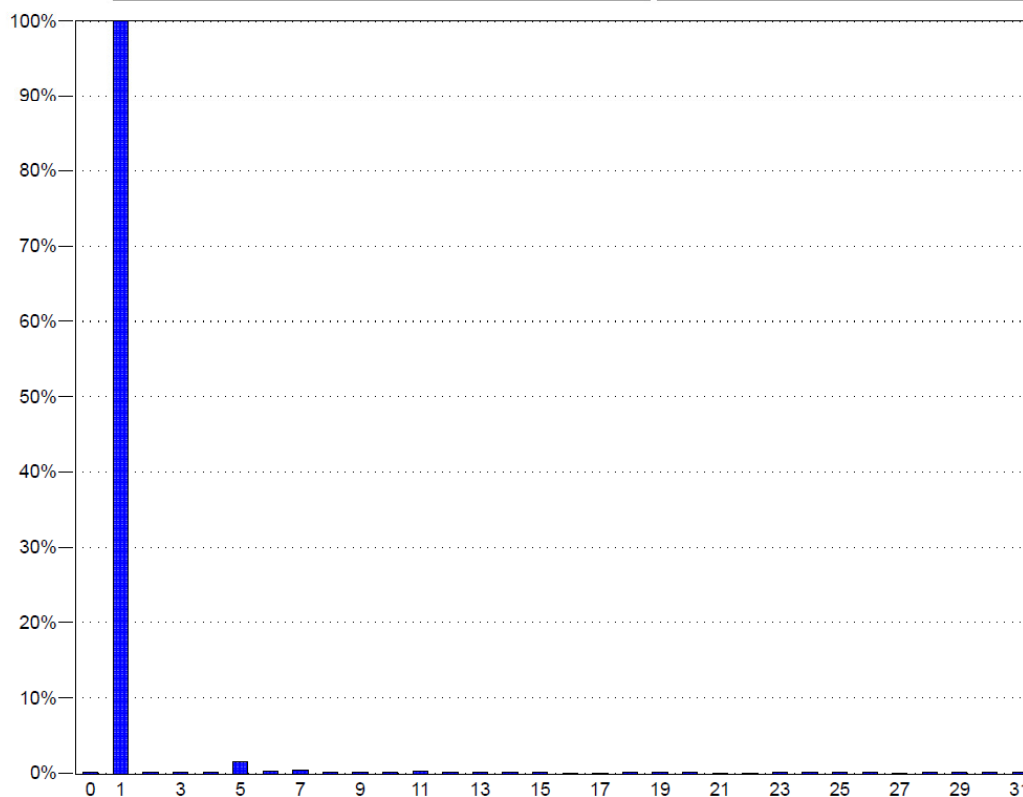
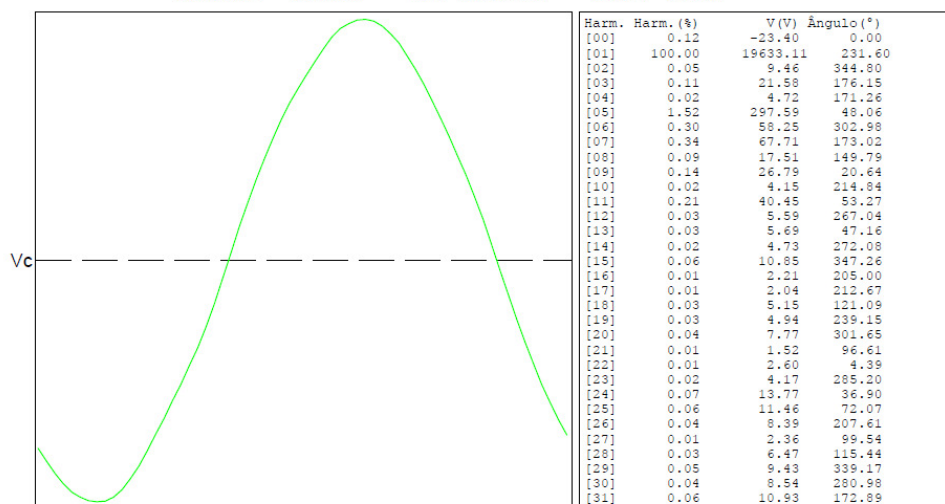


Figura 2.4: Tensão e espectro medidos em uma rede de 13,8kV. Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.

A Figura 2.5 apresenta a tensão de uma das fases e seu respectivo espectro medidos em uma rede de 33kV.



RMS (99300216, 31.17): ENGEMATEC: - ENTRADA DE ENERGIA 33KV

19/10/2011 17:55:00

Va = 20754.21V

DHT = 2.28%

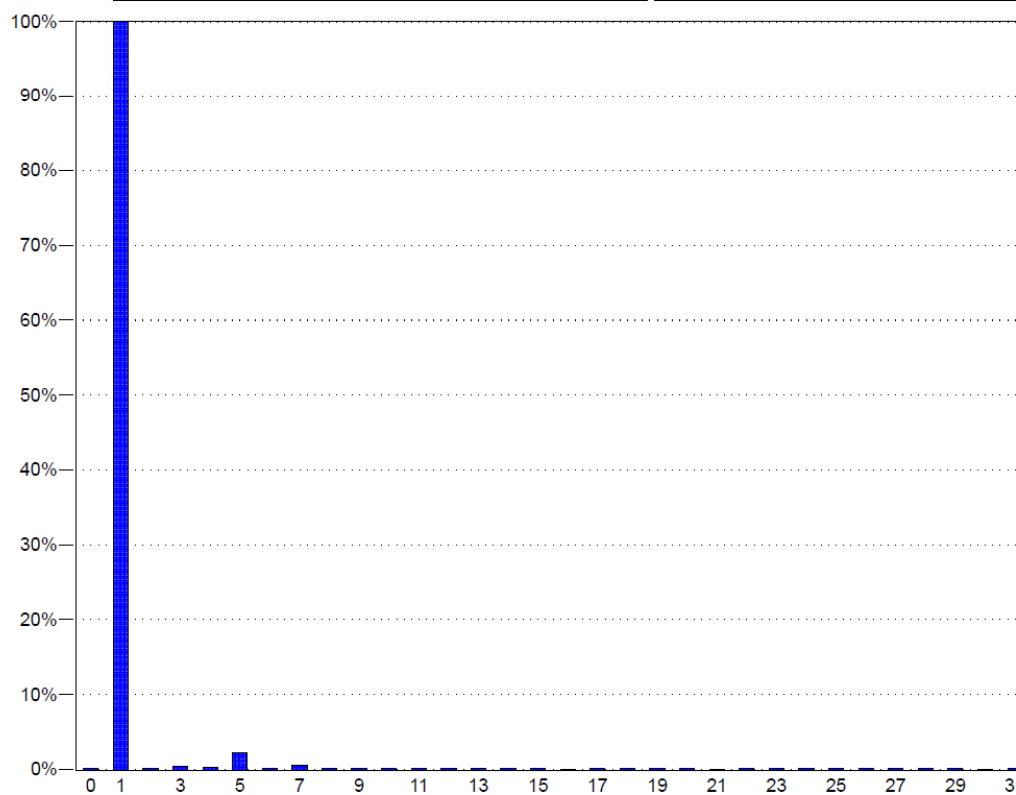
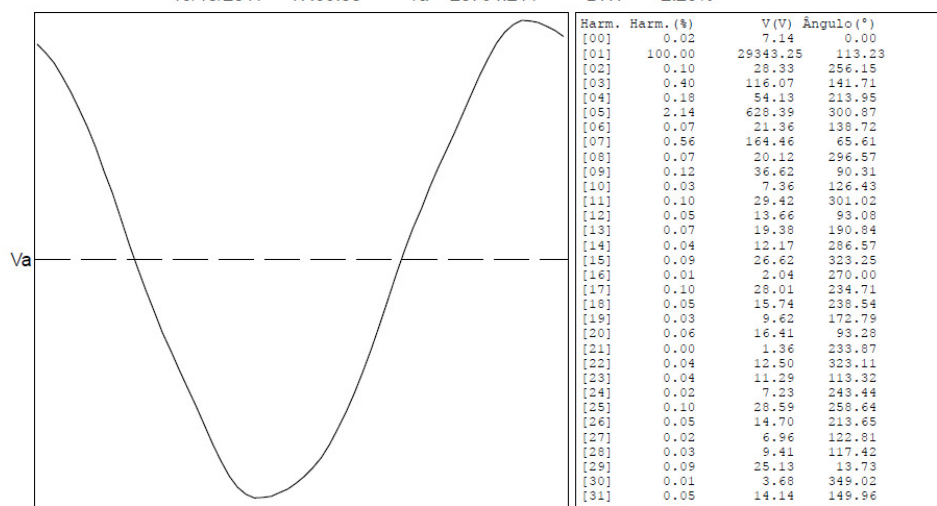


Figura 2.5: Tensão e espectro em uma rede de 33kV. Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.

A Figura 2.6 apresenta a tensão de uma das fases e seu respectivo espectro medidos em uma rede de 11,4kv.



RMS (99300155, 31.17): ENGEMATEC: ENTRADA GERAL-TENSÃO CONTRATO 11.4KV
08/10/2007 11:34:00 Vc = 11647.37V

DHT = 5.94%

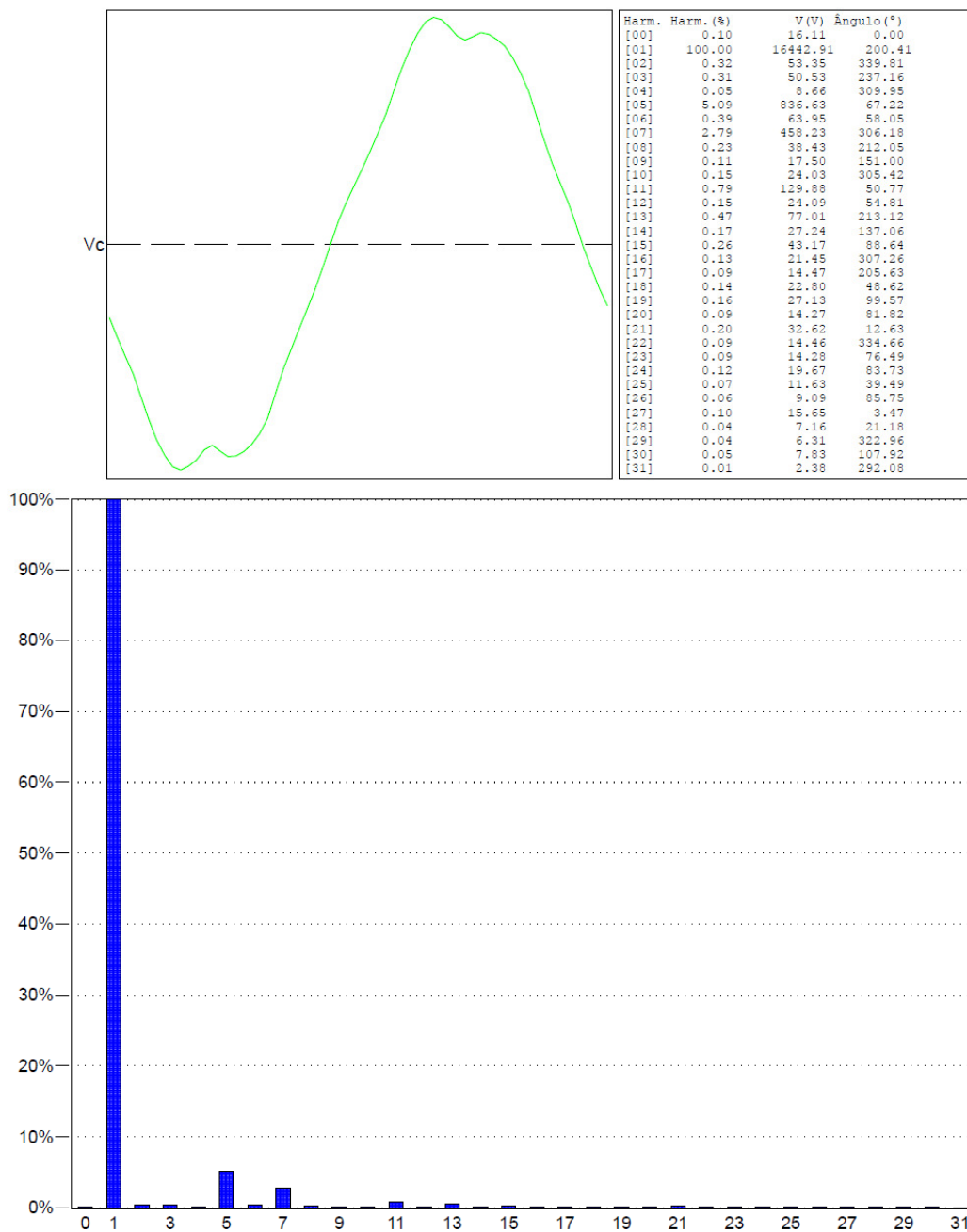


Figura 2.6: Tensão e espectro de uma fase de uma rede de 11,4kV: Fonte: Engematec Capacitores e Serviços.

Distorções nas tensões de fase são admissíveis. O PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional [4], de 2008, com revisão em 02/2012, em seu módulo 8, normatiza e padroniza níveis de referência para distorções

harmônicas individuais de tensão, aplicável às distribuidoras de energia elétrica, para diversas classes de tensões. A Tabela 2.1 apresenta os níveis de referência apresentadas pelo PRODIST. Verifica-se que é permitido às distribuidoras fornecer tensões distorcidas, com valores de acordo com o intervalo da tensão, deixando o sistema com filtros passivo susceptível à ocorrência da ressonância série.

Tabela 2.1: Níveis de referências para distorção harmônicas individuais de tensão. PRODIST Módulo 8. Tabela 4.

Ordem Harmônica		Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]			
		$V_n \leq 1\text{kV}$	$1\text{ kV} < V_n \leq 13.8\text{kV}$	$13.8\text{ kV} < V_n \leq 69\text{kV}$	$69\text{kV} < V_n \leq 230\text{kV}$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	2	1	1	0.5

Elevados índices de distorção nas tensões inviabilizam a instalação de filtros passivos sintonizados. Normatização semelhante é aplicada pelo *IEEE – The Institute of Electrical and Electronics Engineers*, através da padronização IEEE519-1992 [5].

Distorções nas tensões é um fenômeno conhecido pelos profissionais do setor elétrico. Para utilizar filtros passivos para eliminação de correntes harmônicas, mesmo com a existência de distorção na tensão, o IEEE recomenda o uso da *IEEE Standards 1531 – IEEE Guide for Application and Specification of Harmonics Filter* [6]. Resumidamente, esse guia auxilia no dimensionamento dos componentes, no projeto dos dispositivos de proteção e no controle dos filtros harmônicos. Caso exista distorção na tensão, o guia recomenda sintonizar o filtro abaixo da frequência de interesse. Por exemplo, caso se deseje sintonizar um filtro na 5ª harmônica, o guia recomenda sintonizá-lo na 4,9ª ou abaixo. Essa recomendação evita parcialmente que uma elevada corrente circule pela rede elétrica, porém compromete a qualidade da filtragem.

Muitos dos filtros passivos foram instalados há décadas e permanecem em funcionamento até os dias atuais (2012). Filtros passivos sintonizados continuam sendo atrativos na escolha de uma solução para melhoria da qualidade da energia elétrica. Uma vez que existe uma tendência ao aumento das fontes geradoras de correntes harmônicas e de tensões distorcidas, sistemas que possuem filtros passivos deverão ser providos de ações preventivas para evitar formações da ressonância série e, ao mesmo tempo, evitar que correntes harmônicas circulem pela rede elétrica, caso queiram garantir condições normais de operação.

A solução considerada mais completa, porém a mais dispendiosa, é a substituição dos filtros passivos sintonizados por um filtro ativo *shunt*. Filtros ativos *shunt* são capazes de impedir a circulação de correntes harmônicas na rede elétrica com significativa precisão, eficiência e eliminam todas as possibilidades de formação de ressonância série [7] - [10]. Todavia, o custo da implementação é superior aos dos filtros passivos.

Define-se, basicamente o custo de um filtro ativo diretamente proporcional à capacidade de sustentação de corrente e tensão de seus semicondutores, ou seja, quanto maiores os níveis de corrente e tensão presentes no filtro ativo, maior é o custo.

A Figura 2.7 apresenta o diagrama de um sistema elétrico simplificado com um filtro ativo *shunt*. Para evitar que as correntes harmônicas geradas nas cargas não lineares conduzam pela rede elétrica, o filtro ativo *shunt* sintetiza correntes harmônicas de igual amplitude e fase oposta. Dessa forma, somente as componentes fundamentais das correntes das cargas circulam pela rede elétrica. Verifica-se que o filtro ativo *shunt* está submetido à tensão do PAC e deve ser capaz de suportar toda a corrente filtrada.

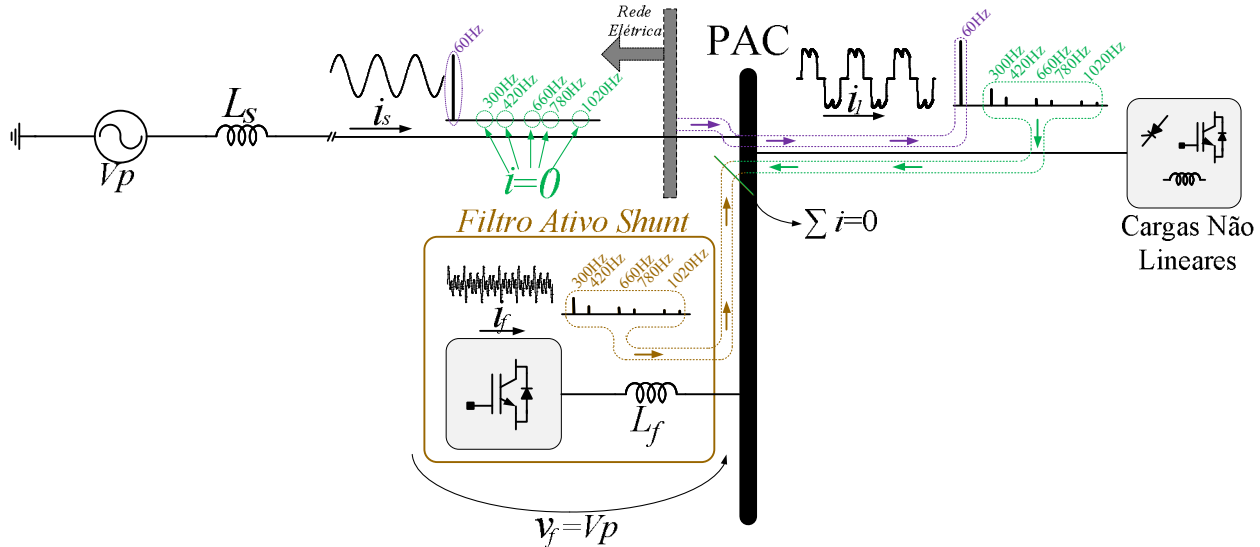


Figura 2.7: Diagrama simplificado onde foram substituídos os filtros passivos por um filtro ativo *shunt*.

O desenvolvimento e o projeto do filtro ativo *shunt* estão muito bem definidos na literatura científica [11]-[13]. Uma comparação entre algumas técnicas pode ser encontrada em [14].

Uma alternativa menos onerosa é a inserção do filtro ativo *shunt* com a permanência dos filtros passivos sintonizados. Os filtros passivos sintonizados mantêm suas funções próprias, enquanto o filtro ativo *shunt* fica responsável por impedir que as demais correntes harmônicas, não desviadas pelos filtros passivos, fluam pela rede elétrica. Ainda, na ocorrência da ressonância série, o filtro ativo pode ser capaz de mitigar seu efeito. A Figura 2.8 apresenta um diagrama simplificado de um sistema elétrico em que foram mantidos os filtros passivos sintonizados e foi inserido um filtro ativo *shunt*. Os caminhos percorridos pelas correntes harmônicas estão destacados. Verifica-se que as correntes de 5ª e 7ª são desviadas pelos filtros passivos sintonizados. As demais são impedidas de circular pela rede elétrica por ação do filtro ativo. As correntes fundamentais dos filtros passivos foram omitidas para melhor visualização.

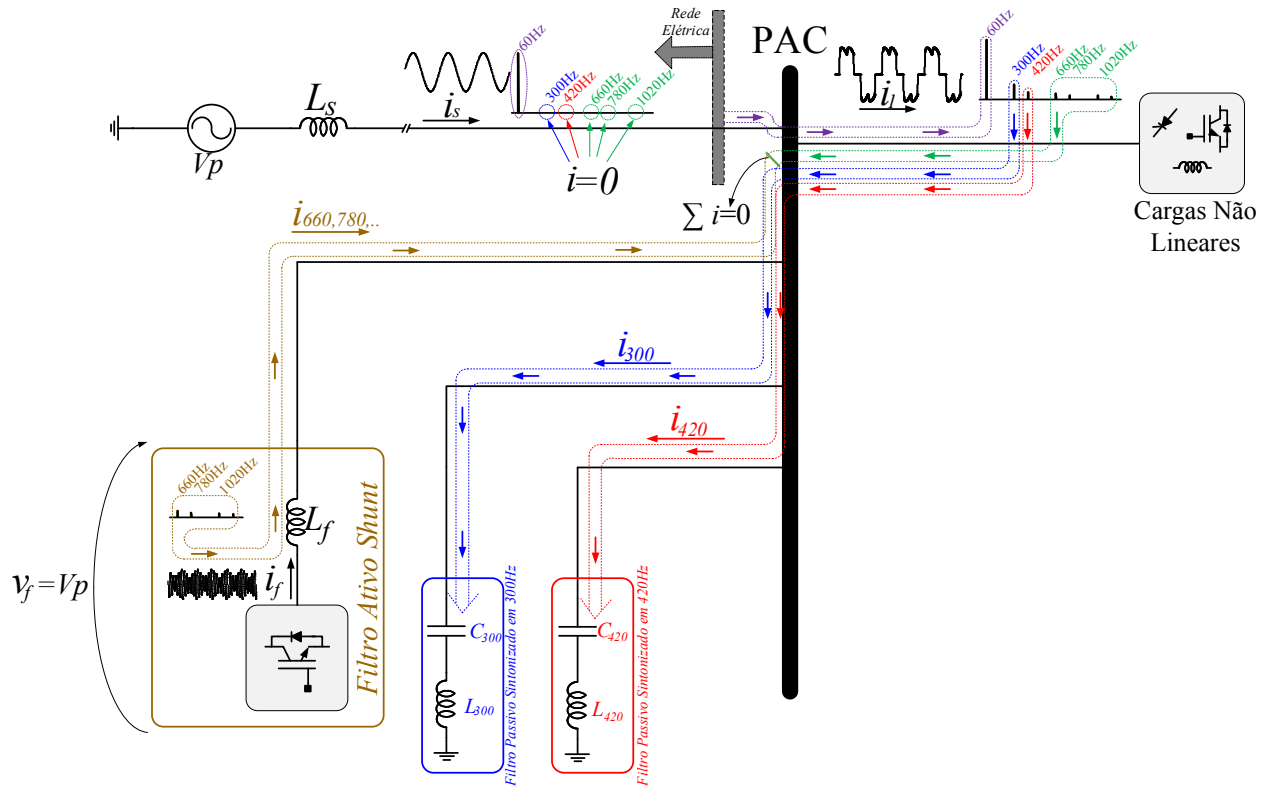


Figura 2.8: Diagrama simplificado com filtros passivos sintonizados e um filtro ativo *shunt*.

Obtém-se com essa solução uma implementação menos dispendiosa que a anterior. Isso é obtido pela divisão da corrente filtrada entre os filtros passivos e o ativo, embora o filtro ativo esteja submetido à tensão encontrada no PAC. O projeto do filtro ativo *shunt* nessa solução é

semelhante ao caso anterior. Todas as técnicas de controle apresentadas podem também ser empregadas para esse caso, com pequenas modificações.

Optando-se pela permanência dos filtros passivos sintonizados e objetivando uma solução menos custosa que as anteriores, é possível inserir o filtro ativo em série com o filtro passivo. Essa configuração define os filtros híbridos série [11]. Filtros híbridos série unem em uma única estrutura as vantagens dos filtros passivos e ativos e são capazes de impedir que correntes harmônicas conduzam pela rede elétrica e evitar formações de ressonâncias séries [15][16]. O filtro ativo é projetado para suportar uma tensão inferior à encontrada no PAC devido à queda de tensão no capacitor do filtro passivo [17]. Essa característica justifica a redução no custo da implementação. No entanto, o filtro ativo deve suportar toda a corrente filtrada, dada a conexão série. A Figura 2.9 apresenta um diagrama simplificado em que o filtro ativo foi conectado em série com um filtro passivo sintonizado em 300Hz. A corrente fundamental do filtro passivo foi omitida para melhor visualização.

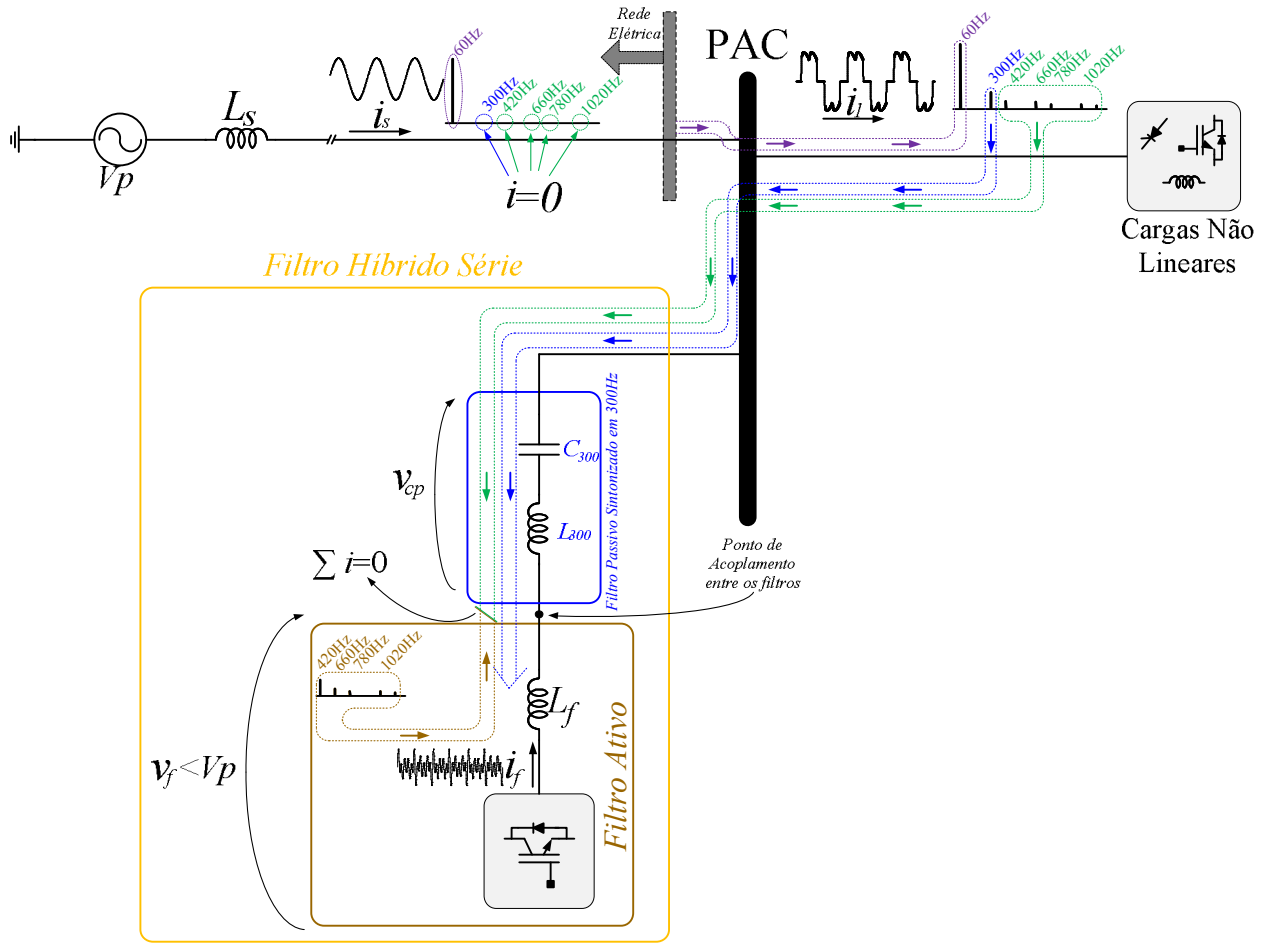


Figura 2.9 - Diagrama simplificado de um sistema elétrico em que foi inserido um filtro ativo em série com o filtro passivo sintonizado existente.

Filtros passivos sintonizados possuem uma característica capacitiva na frequência fundamental [2]. A potência reativa injetada pelo filtro passivo é proporcional à queda de tensão sobre seu capacitor. Dadas as soluções apresentadas até o momento neste trabalho, a única que permite controlar a queda de tensão sobre o capacitor do filtro passivo é a solução com filtro híbrido série. Mudanças nos valores de tensão impostas pelo filtro ativo no ponto de acoplamento entre os filtros fazem com que a queda de tensão sobre o capacitor varie. Em um caso limite, aplicando a tensão do PAC nesse ponto, a queda de tensão sobre o capacitor se anularia. Consequentemente, o filtro passivo não injetaria potência reativa. Todavia, para uma larga faixa de controle da potência reativa, exige-se maior capacidade de sustentação de tensão no filtro ativo. Resulta, portanto, aumentar o custo da solução. Nas soluções com filtro ativo *shunt* também é possível controlar a injeção de potência reativa pelo controle da componente fundamental da corrente.

Todas as três soluções até aqui mencionadas apresentam uma desvantagem significativa, que é a necessidade de suportar ou toda tensão do PAC ou toda a corrente filtrada.

2.2 SOLUÇÃO EXPLORADA

Com o objetivo de eliminar os inconvenientes apresentados, filtros híbridos paralelos foram desenvolvidos. Nos filtros híbridos paralelos, o filtro ativo é conectado em paralelo com o indutor do filtro passivo sintonizado. Atinge-se nessa configuração, menor necessidade de suportar tensão e corrente pelo filtro ativo [18][19], justificada pelo mesmo motivo que o caso anterior. A corrente filtrada é dividida entre o filtro ativo e o indutor do filtro passivo. A Figura 2.10 apresenta um diagrama simplificado de um sistema elétrico com um filtro híbrido paralelo. Verifica-se que a corrente dessa harmônica passa exclusivamente pelo filtro passivo sintonizado, a de ordem 7 é dividida entre o filtro ativo e o indutor do filtro passivo, as demais são eliminadas do sistema, predominantemente, por ação do filtro ativo [20]. As correntes fundamentais dos filtros passivos foram omitidas para melhor visualização da figura.

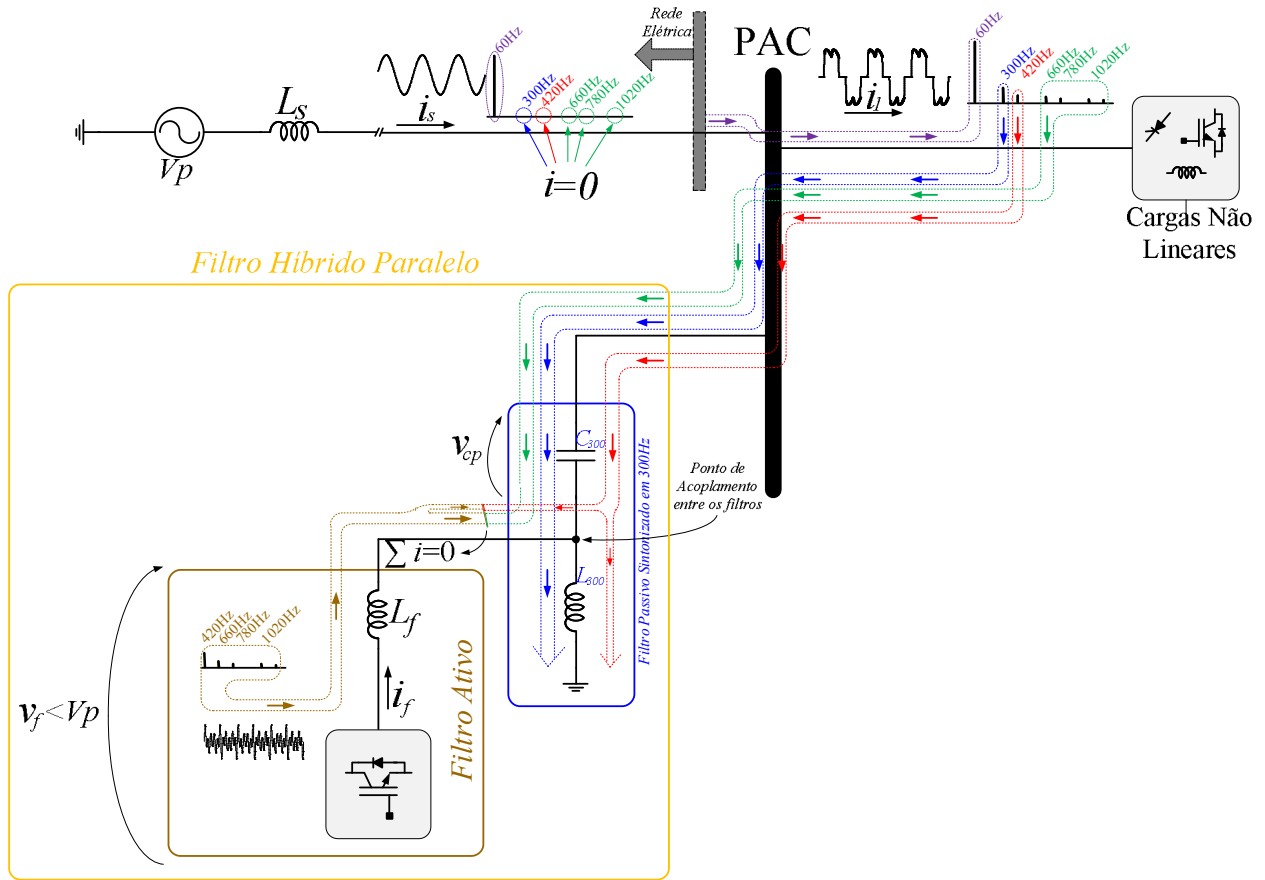


Figura 2.10: Diagrama simplificado de um sistema elétrico com filtro híbrido paralelo.

Filtros híbridos paralelos são capazes de impedir que correntes harmônicas conduzam pela rede elétrica e podem evitar formações de ressonâncias séries. Dadas as características da divisão das correntes harmônicas entre o filtro ativo e passivo e a reduzida necessidade de sustentação de tensão pelo filtro ativo, essa solução é considerada menos dispendiosa que as demais.

Portanto, um filtro híbrido paralelo trifásico foi escolhido para ser a configuração explorada nesta dissertação. Na literatura existem trabalhos que apresentam a análise, dimensionamento e aplicação de filtros híbridos paralelos trifásicos [18][20]. Estratégias de controle são propostas em [21]. No entanto, não são apresentados aspectos relevantes como o comportamento dinâmico do filtro híbrido, o comportamento na presença de tensões de fase distorcidas e variações da carga. Todos esses trabalhos consideram que o filtro passivo sintonizado está instalado na configuração Y. Não há contribuições sobre a funcionalidade em configurações diferentes, por exemplo, em delta.

Essa dissertação apresenta o projeto do filtro ativo pertencente à topologia híbrida paralela. No desenvolvimento do projeto, leva-se em consideração a existência de distorção nas tensões e ocorrências de degraus de carga. Para análise do comportamento dinâmico do filtro híbrido, um modelo matemático de pequenos sinais é obtido. A partir do modelo obtido, podem-se atingir repostas dinâmicas pré-estabelecidas. Os elementos mais relevantes da estrutura de potência do filtro híbrido são detalhadamente dimensionados. Uma vez que se assume que já existe o filtro passivo sintonizado instalado, será apresentada a análise da possibilidade de execução do projeto para diferentes configurações dos filtros passivos.

Para o desenvolvimento do projeto do filtro híbrido, existe a necessidade de conhecimento detalhado das amplitudes das correntes harmônicas das cargas e do nível de curto-circuito do sistema elétrico. Essas exigências são uma limitação da solução explorada, pois não é possível ter o projeto geral para qualquer aplicação. No entanto, tal limitação é a mesma para o projeto do filtro passivo.

2.3 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO DA SOLUÇÃO EXPLORADA

Uma vez que a solução apresentada parte do princípio que já existe um filtro passivo sintonizado instalado filtrando uma dada componente harmônica, faz-se necessário analisar a execução da solução, dadas as diferentes possibilidades de conexão elétrica dos filtros passivos. Objetiva-se nesta análise a verificação da possibilidade de implementação da solução explorada mantendo as vantagens do filtro híbrido paralelo. Para tal, as seguintes condições devem ser satisfeitas:

- A. Tensão sobre o filtro ativo inferior à da rede na frequência fundamental;
- B. Corrente pelo filtro ativo inferior à corrente a ser filtrada.

A Figura 2.11 apresenta algumas configurações típicas de filtros passivos sintonizados trifásicos.

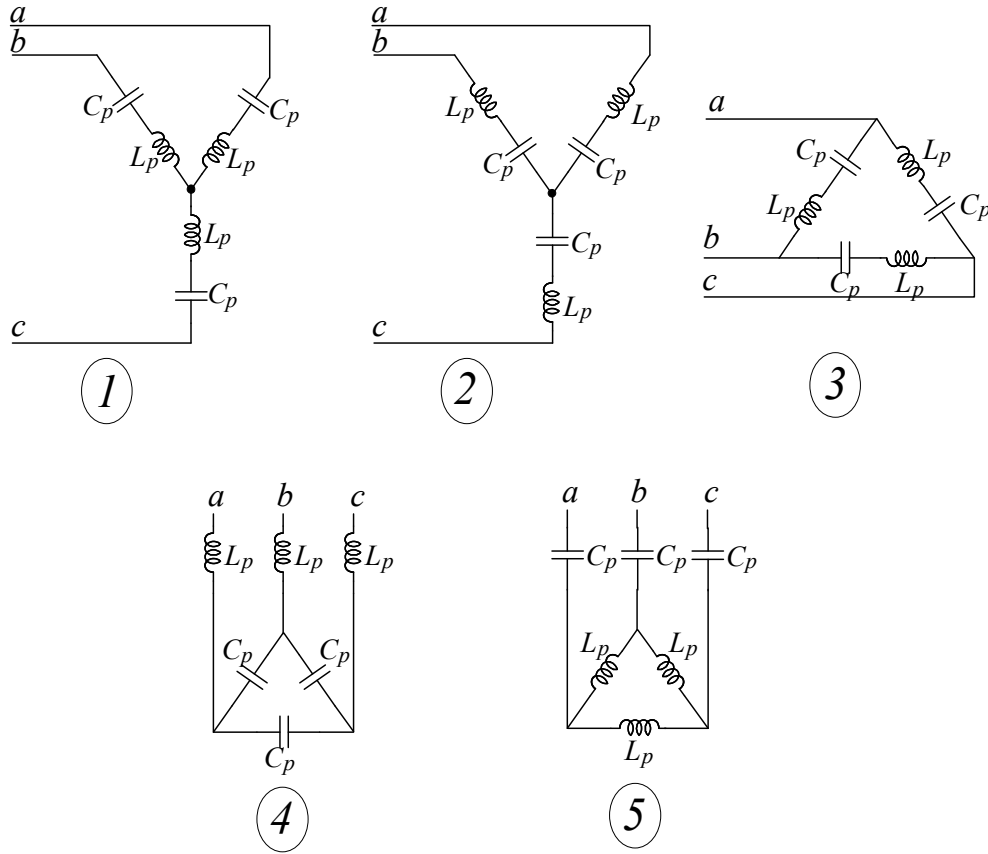


Figura 2.11: Configurações típicas de filtros passivos sintonizados trifásicos.

As configurações 1 e 2 apresentam os mesmos valores de L_p e C_p . No entanto, dada suas posições, a solução explorada pode ter sua aplicação inviabilizada, como será mostrado adiante. A configuração 3 é a ligação delta comum. As configurações 4 e 5 são semelhantes. Nelas, os elementos conectados em delta apresentam um terço do valor, na configuração 4, e três vezes maior, na configuração 5, relacionados aos valores encontrados nas configurações 1 e 2. Analise-se então qual dessas configurações permitem a aplicação da solução explorada.

Dadas as condições mencionadas, a primeira pode ser obtida quando um dos terminais dos capacitores do filtro passivo sintonizado apresenta-se conectado exclusivamente à fase da rede elétrica. Neste caso, existirá uma malha de tensão onde o capacitor encontra-se entre a rede elétrica e o filtro ativo. A Figura 2.12 apresenta o diagrama simplificado de um filtro híbrido paralelo em que o filtro passivo sintonizado possui conexão Y, conforme a configuração 1, bem como a representação de uma possível malha de tensão.

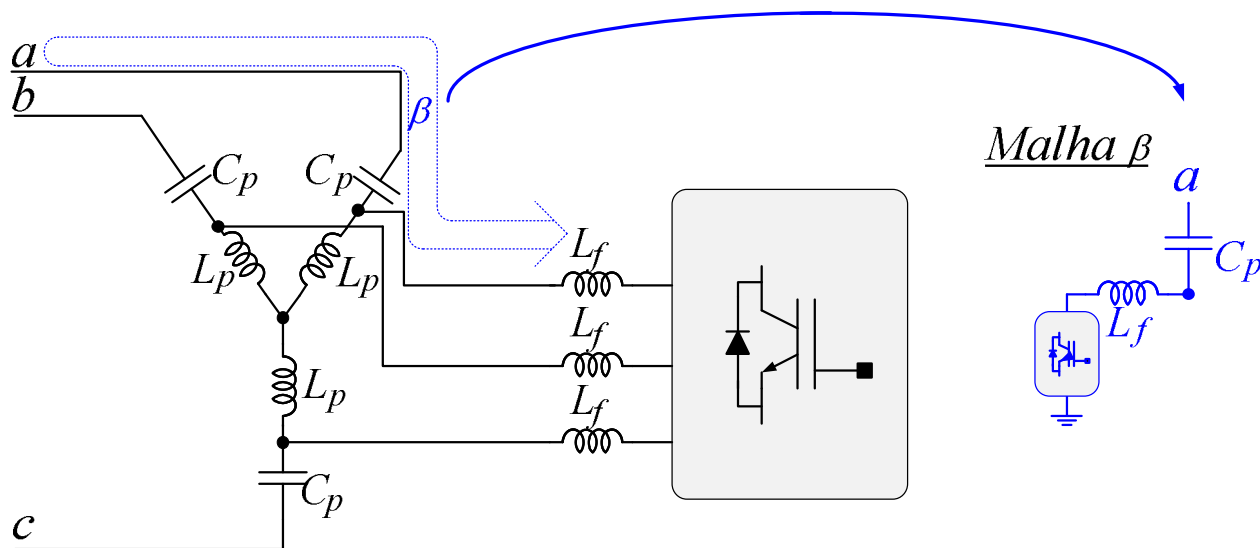


Figura 2.12: Filtro híbrido paralelo com o filtro passivo conectado em Y.

Verifica-se que os capacitores possuem um de seus terminais conectados às fases. O filtro passivo sintonizado apresenta comportamento capacitivo na frequência fundamental, ou seja, a queda de tensão nessa frequência encontra-se, predominantemente, no capacitor. Uma vez que existe tal queda de tensão, o filtro ativo está submetido à tensão inferior à da rede. Assim, a condição A está satisfeita.

Supondo que o filtro passivo sintonizado esteja sintonizado na 5ª harmônica, a corrente de 5ª harmônica da carga passa exclusivamente por ele. Consequentemente, não existe corrente de 5ª harmônica pelo filtro ativo, o que satisfaz a condição B. Portanto, a solução explorada nessa dissertação é adequada quando o filtro passivo sintonizado encontra-se conectado em Y, conforme configuração 1.

Já para configuração Y conforme 2, a condição *i* não é satisfeita, pois os capacitores não possuem conexão com a fase. Consequentemente, não existe uma malha em que o capacitor encontra-se entre a rede e o filtro ativo. Logo, a solução abordada não é adequada quando o filtro passivo sintonizado encontra-se nessa configuração.

Para o caso em que o filtro passivo sintonizado encontra-se em delta, conforme a configuração 3, a condição A também não é satisfeita. Apesar de existir uma malha de tensão em que o capacitor está localizado entre a rede e o filtro ativo, existe, concomitantemente, uma malha em que o indutor é quem se encontra entre a rede e o filtro ativo. Devido à superposição

dessas malhas, o comportamento do filtro ativo fica comprometido e a solução explorada não é aplicável.

A configuração 4 assemelha-se basicamente à configuração 2, impedindo que a condição A seja satisfeita. Consequentemente, a solução explorada também não é aplicável nesse caso. Analogamente, a configuração 5 se assemelha à configuração 1 e, neste caso, satisfaz as duas condições necessárias para a aplicação da solução explorada. A Figura 2.13 apresenta o diagrama simplificado de um filtro híbrido paralelo com o filtro passivo sintonizado conectado conforme a configuração 5.

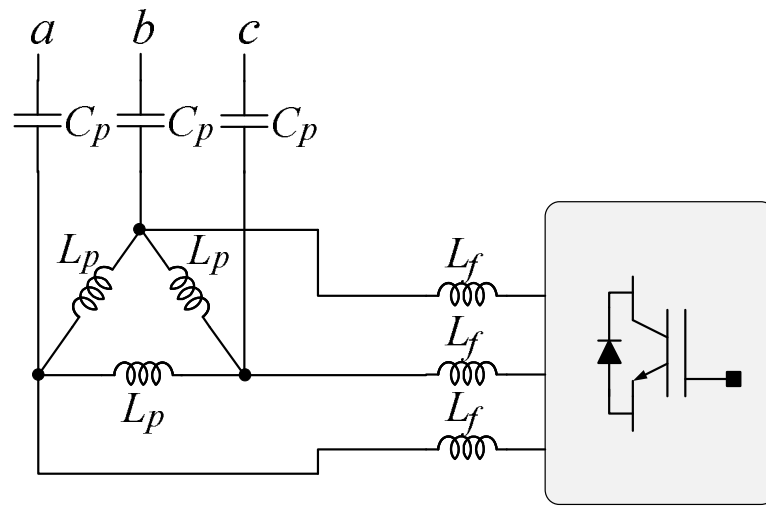


Figura 2.13: Filtro híbrido paralelo com o filtro passivo sintonizado conectado conforme 5.

Conclui-se que sistemas elétricos com filtros passivos sintonizados, em que um dos terminais de seus indutores está conectado à rede, tornam-se impossibilitados de receberem a solução aqui explorada. Dadas as configurações apresentadas, somente as 1 e 5 estão aptas para a implementação da solução explorada.

3 PROJETO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA DA SOLUÇÃO EXPLORADA

A Figura 3.1 apresenta a estrutura de potência do filtro híbrido paralelo trifásico.

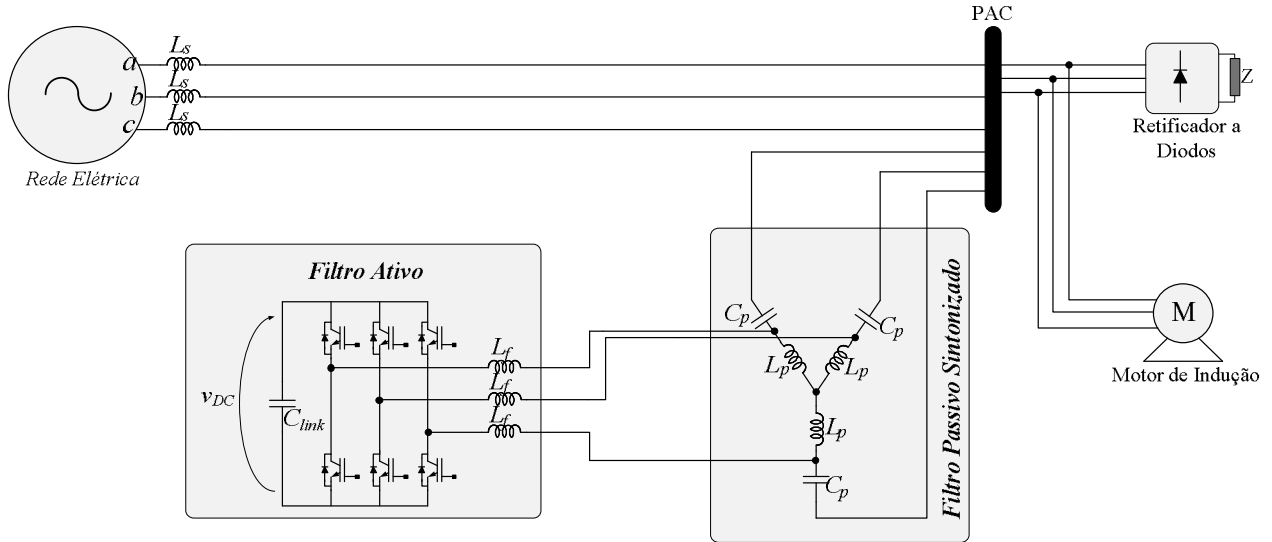


Figura 3.1: Estrutura de potência do filtro híbrido.

O projeto de potência do filtro ativo considera basicamente o cálculo do indutor de saída (L_f) e a determinação da tensão mínima do *Link* DC (v_{DC}) necessária para compensar as correntes harmônicas no PAC e reduzir efeitos de distorções nas tensões da rede elétrica. A capacitância do *Link* DC deve ser escolhida alta o suficiente para manter a característica de fonte de tensão constante com a menor ondulação possível.

3.1 CÁLCULO DO INDUTOR DE SAÍDA

A função principal do indutor de saída é limitar componentes de alta frequência produzidas pelo chaveamento do inversor. No entanto, a escolha do indutor de saída influencia na formação de uma “filtragem adicional”, descrita em [19], bem como afeta a resposta dinâmica do sistema. Trata-se de um filtro passivo sintonizado “adicional” obtido pela associação paralela dos indutores L_p e L_f . Esse fenômeno é caracterizado pela capacidade do inversor do filtro ativo

comportar-se como um curto-circuito, em um determinado harmônico. Fisicamente, esse curto-circuito é a aplicação da mesma tensão, em amplitude e fase, em dois pontos distintos. A Figura 3.2 apresenta o comportamento do inversor do filtro ativo na formação do filtro passivo sintonizado “adicional”, assim como, sua representação monofásica para melhor visualização.

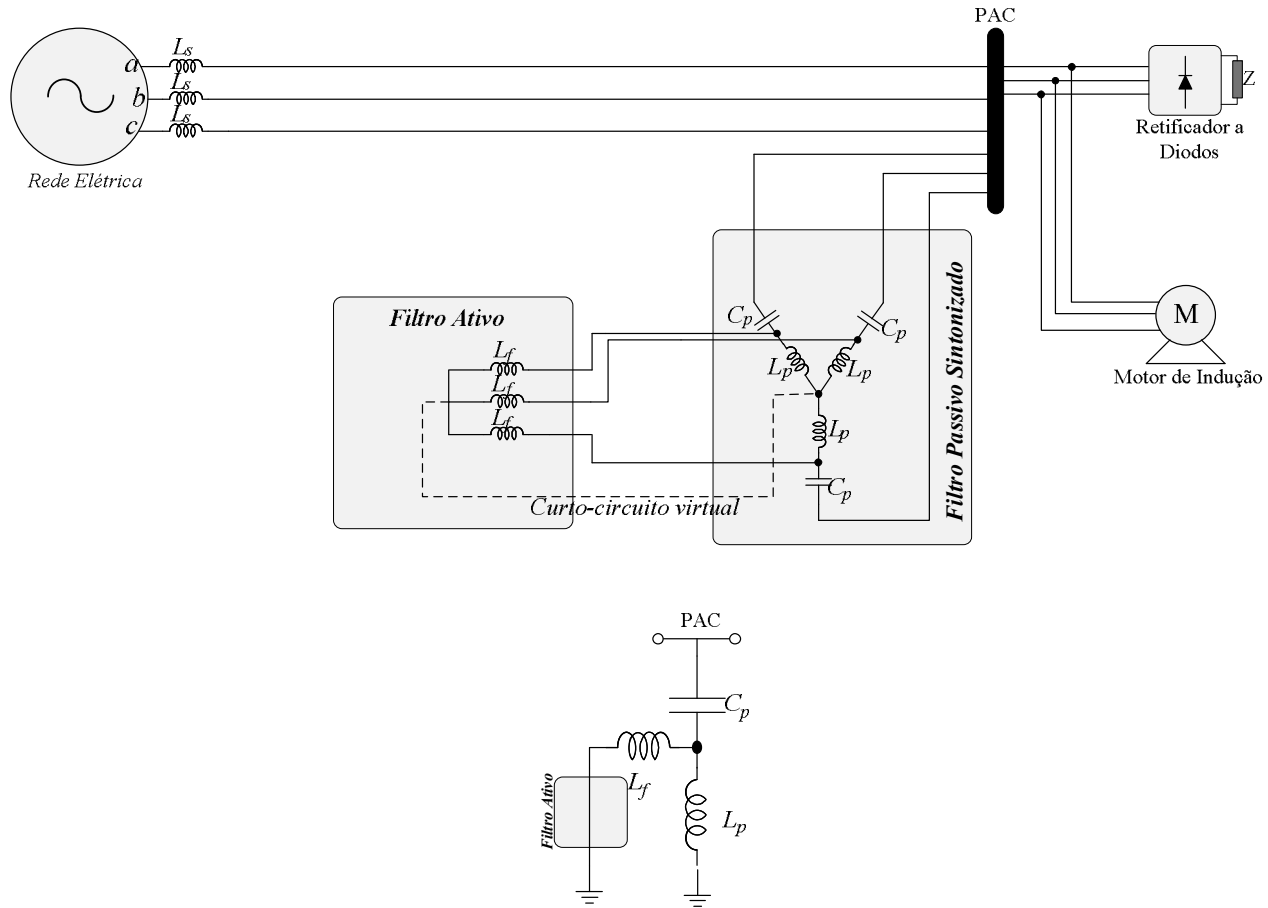


Figura 3.2: Comportamento do filtro ativo na formação do filtro passivo sintonizado adicional e representação monofásica.

A sintonia do filtro passivo sintonizado “adicional” pode ser escolhida a partir do valor atribuído ao indutor L_f . A equação do valor a ser atribuído no indutor L_f , necessário para sintonizar o filtro passivo sintonizado “adicional”, em um harmônico de interesse h , é dada por (3.1). Sua dedução pode ser encontrada no Apêndice A.

$$L_f(h) = \frac{k^2}{h^2 - k^2} \cdot L_p \quad (3.1)$$

onde k é o harmônico do filtro passivo sintonizado existente.

Uma vez que a sintonia original do filtro passivo existente se mantém na 5ª harmônica, opta-se por adotar $h=7$, pois a corrente de 7ª harmônica geralmente é a de maior intensidade após a 5ª. Portanto, o comportamento do filtro híbrido trifásico pode ser descrito conforme os diagramas monofásicos apresentados na Figura 3.3. Na 5ª harmônica, o filtro ativo se comporta como inexistente. Logo, toda a corrente de 5ª harmônica passa exclusivamente pelo filtro passivo sintonizado. Na 7ª harmônica, o filtro ativo se comporta como um curto-circuito e a corrente filtrada é dividida igualmente entre os indutores dos filtros. Nas demais harmônicas, o filtro ativo opera de maneira a atenuá-las.

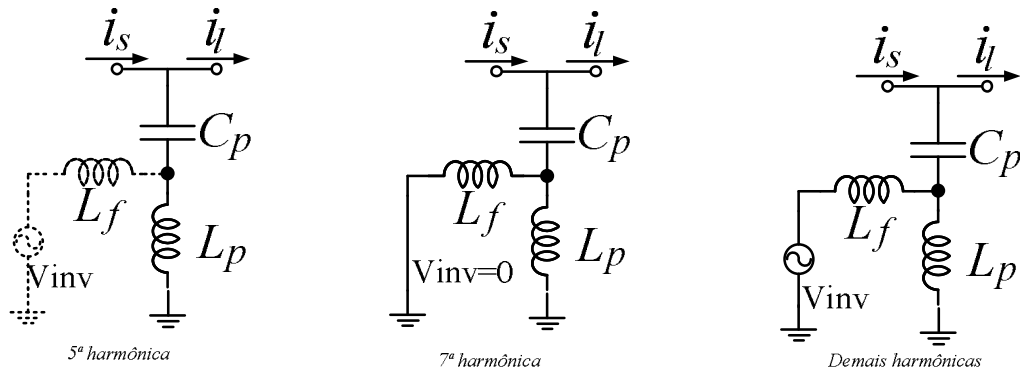


Figura 3.3: Comportamento do filtro híbrido em diferentes harmônicos.

Esse comportamento assegura menor dimensionamento do filtro ativo, além do já mencionado, devido à divisão da corrente de 7ª harmônica entre os filtros.

Nesta dissertação, foi atribuído ao indutor L_f o valor necessário para que o comportamento de curto-circuito apresente-se na 7ª harmônica, ou seja, foi utilizado $h=7$. Portanto, a equação (3.1) se reduz a (3.2).

$$L_f(h) = 1,04 \cdot L_p \quad (3.2)$$

Embora essa análise tenha sido feita para a conexão Y conforme a configuração 1 apresentada, ela também é válida para a configuração 5.

3.2 OBTENÇÃO APROXIMADA DA TENSÃO MÍNIMA DO *LINK* DC

Conforme esclarecido, o filtro ativo está submetido a uma tensão inferior à da rede elétrica. Isso garante ao *Link* DC operar com tensão inferior aos casos da topologia *shunt*. Nesta seção será apresentada a obtenção da equação para a tensão mínima necessária de operação do *Link* DC que garante o correto funcionamento do filtro híbrido. A Figura 3.4 apresenta uma representação monofásica do filtro híbrido trifásico.

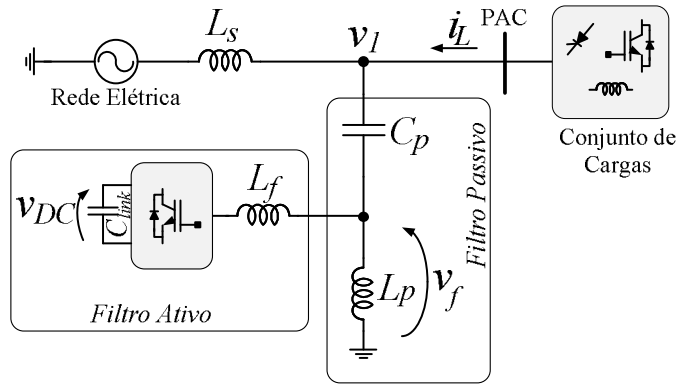


Figura 3.4: Representação monofásica do filtro híbrido paralelo trifásico.

Para que o filtro ativo possa operar satisfatoriamente conforme o esperado, deve-se garantir que a tensão do *Link* DC seja maior do que a tensão de pico de v_f . Para a obtenção da tensão mínima do *Link* DC parte-se da inequação (3.3).

$$v_{dc} \geq v_{fpk} \quad (3.3)$$

A tensão v_{fpk} pode ser desmembrada em suas componentes harmônicas, conforme (3.4).

$$v_{dc} \geq v_{fpk1} + v_{fpk2} + v_{fpk3} + v_{fpk4} + v_{fpk5} + \dots \quad (3.4)$$

Onde os sub-índices numéricos representam o harmônico correspondente. Neste caso considera-se a pior situação, na qual todas as picos das harmônicas coincidem no mesmo instante.

Cada fator da equação (3.4) é referente à corrente resultante das cargas que são conduzidas pelo filtro híbrido, com a exceção da componente fundamental. A corrente resultante das cargas I_L pode ser desmembrada em suas componentes harmônicas conforme (3.5), válida para cargas trifásica e equilibradas.

$$I_L = I_{L1} + I_{L5} + I_{L7} + \dots \quad (3.5)$$

Portanto, a tensão v_{fpk} será composta de componentes ímpares e não múltiplas de três. A inequação (3.4) se reduz a (3.6).

$$v_{dc} \geq \sum_{i=5,7,11,\dots} v_{fпки} \quad (3.6)$$

Uma vez que são consideradas distorções nas tensões de mesma frequência que a de sintonia do filtro, o filtro ativo deve ser capaz de minimizar seu efeito. Consequentemente, deve-se somar à inequação (3.6) a parcela da tensão v_f correspondente à distorção. Logo, tem-se que a tensão mínima necessária de operação do *Link* DC é dada por (3.7).

$$v_{dc} \geq \sum_{i=5,7,11,\dots} v_{fпки} + v_{fпки_distorção} \quad (3.7)$$

Adotou-se nesta dissertação o interesse em impedir que correntes de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª harmônica conduzam pela rede elétrica. Na sequência, é apresentada a dedução de cada fator na inequação (3.7) em função dos parâmetros do sistema. Para tal, deve-se conhecer as amplitudes das correntes harmônicas das cargas.

3.2.1 Tensão v_f fundamental de pico: $v_{fпки1}$

O circuito equivalente “visto” pela rede elétrica na harmônica fundamental está representado na Figura 3.5.

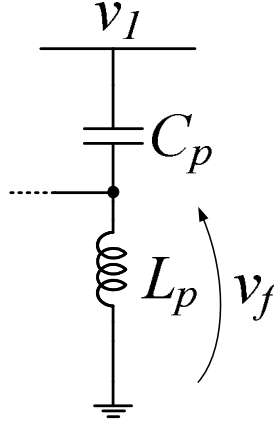


Figura 3.5: Circuito equivalente “visto” pela rede elétrica na harmônica fundamental.

A tensão v_I é a tensão do PAC. O filtro passivo se reduziu a um divisor de tensão. Portanto, a equação de v_f de pico na harmônica fundamental é dada por (3.8).

$$v_{fpk1} = V_{1pk} \left| \frac{\omega^2 L_p C_p}{\omega^2 L_p C_p - 1} \right| \quad (3.8)$$

3.2.2 Tensão v_f de 5ª harmônica de pico: v_{fpk5}

Toda a corrente filtrada de 5ª harmônica passa exclusivamente pelo filtro passivo. Portanto, a equação de v_f de pico na 5ª harmônica é dada por (3.9).

$$v_{fpk5} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 5 \cdot L_p \cdot |I_{Lpk5}| \quad (3.9)$$

3.2.3 Tensão v_f de 7ª harmônica de pico: v_{fpk7}

A corrente filtrada de 7ª harmônica é dividida igualmente entre os indutores dos filtros devido à ação do comportamento de curto-circuito “virtual”. Portanto, a equação de v_f de pico na 7ª harmônica é dada por (3.10).

$$v_{fpk7} = |I_{Lpk7}| \cdot \frac{14 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p \cdot L_f}{L_p + L_f} \quad (3.10)$$

3.2.4 Tensão v_f de 11ª harmônica de pico: v_{fpk11}

Nas harmônicas 11ª e 13ª, a corrente filtrada passa, predominantemente, pelo filtro ativo. A Figura 3.6 apresenta o circuito equivalente do sistema contendo o filtro híbrido na 11ª harmônica.

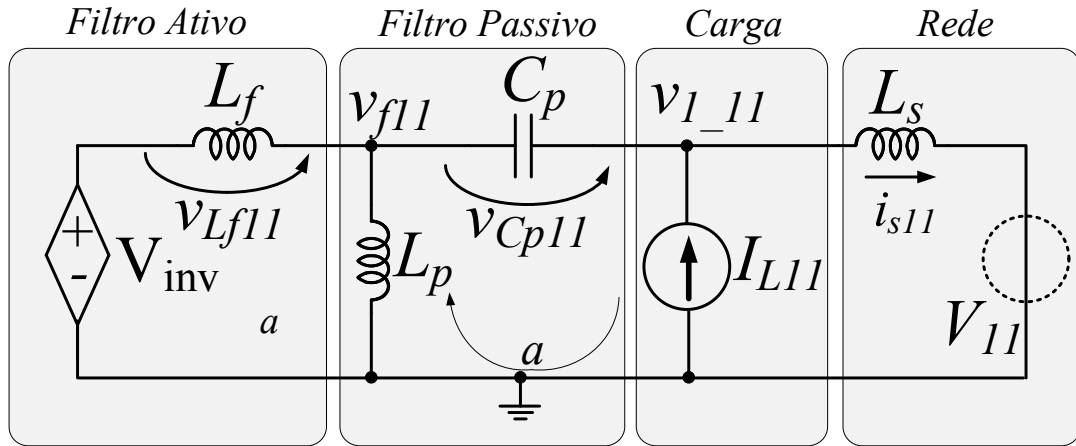


Figura 3.6: Circuito equivalente contendo o filtro híbrido na 11ª harmônica.

Supondo que o filtro ativo seja capaz de eliminar completamente a corrente de 11ª harmônica na rede, tem-se que:

$$i_{s11} = 0 \quad (3.11)$$

O controle é responsável por fazer com que toda corrente de 11ª harmônica passe exclusivamente pelo filtro ativo e este não altera a tensão no PAC (v_l). A equação (3.12) representa a lei de Kirchhoff das tensões para a malha a .

$$v_{l11} = v_{f11} + v_{cp11} \quad (3.12)$$

Uma vez que a tensão no PAC não apresenta componentes na 11^a harmônica, a equação (3.12) se reduz à equação (3.13).

$$v_{f11} = -v_{cp11} \quad (3.13)$$

Logo, a equação de v_f de pico na 11^a harmônica é dada por (3.14).

$$v_{fpk11} = |I_{Lpk11}| \frac{1}{11 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_p} \quad (3.14)$$

3.2.5 Tensão v_f de 13^a harmônica de pico: v_{fpk1}

Raciocínio análogo ao anterior é utilizado para o caso da 13^a harmônica. Portanto, a equação de v_f de pico na 13^a harmônica é dada por (3.15).

$$v_{fpk13} = |I_{Lpk13}| \frac{1}{13 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_p} \quad (3.15)$$

3.2.6 Tensão v_f devido à distorção na tensão da rede: $v_{fpk_distorção}$

A existência de distorção na tensão da rede elétrica com mesma frequência de sintonia do filtro passivo sintonizado causa a ressonância série. A rede “enxerga” um curto circuito nessa frequência fazendo com que a corrente tenha sua intensidade limitada pela resistência do filtro passivo. No entanto, a impedância da rede altera a frequência de ressonância e a corrente passa a ser limitada pela impedância equivalente na harmônica da distorção, pois os elementos reativos do filtro passivo não se anulam completamente. A frequência de ressonância considerando o indutor da rede é dada pela equação (3.16).

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{C_p \cdot (L_p + L_s)}} \quad (3.16)$$

A Figura 3.7 apresenta o circuito em operação normal e seu equivalente no harmônico da distorção na ocorrência da ressonância série. A impedância Z_{eq_dis} representa a impedância “vista” pela rede no harmônico de distorção.

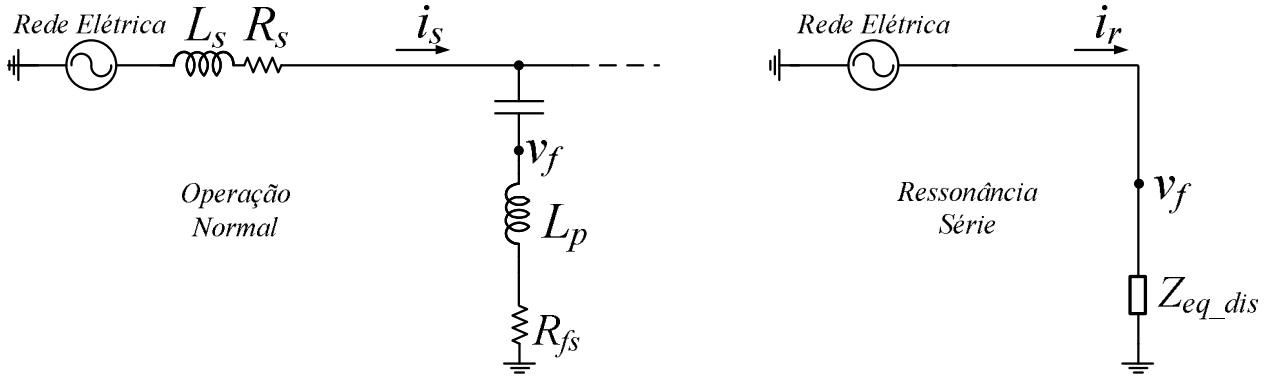


Figura 3.7: Circuito em operação normal e seu equivalente no harmônico da distorção na ocorrência da ressonância série.

Na ressonância, a corrente i_r é dada pela equação (3.17).

$$i_r = \frac{\frac{dh\% \cdot V_{1pk}}{100}}{|Z_{eq_dis}|} \quad (3.17)$$

Onde $dh\%$ é a porcentagem de distorção da tensão em relação à tensão fundamental. A impedância Z_{eq_dis} é dada pela equação (3.18).

$$Z_{eq_dis} = R_s + R_{fs} + j \cdot h_d \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (L_s + L_p) + \frac{1}{j \cdot h_d \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_p} \quad (3.18)$$

Onde h_d é o harmônico de distorção.

A corrente ressonante passa através do filtro passivo sintonizado. Portanto, a Figura 3.8 apresenta a condução da corrente ressonante através do filtro passivo sintonizado, válido somente quando a distorção é na mesma harmônica.

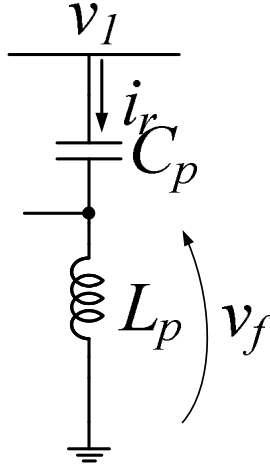


Figura 3.8: Condução da corrente ressonante através do filtro passivo sintonizado.

A tensão $v_{fpk_distorção}$ é dada por (3.19).

$$v_{fpk_distorção} = |i_r| \cdot X_{Lp5} \quad (3.19)$$

Portanto,

$$v_{fdpk_distorção} = \frac{dh_{\%} \cdot V_{1pk}}{|Z_{eq_dis}|} 10 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p \quad (3.20)$$

Conhecida a tensão do *Link* DC e as correntes a serem filtradas é possível dimensionar os transistores e diodos a serem utilizados no inversor. Nesse trabalho, foi utilizado o módulo inversor comercial da International Rectifier código IRAMX16up60a.

A frequência de comutação será limitada pelas perdas nos interruptores e pelo microcontrolador que realizará os cálculos relativos ao controle e comando do filtro ativo.

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

O objetivo deste capítulo é apresentar o projeto do controle digital do filtro ativo pertencente ao filtro híbrido paralelo. Conforme mencionado, dois diferentes controles serão implementados no filtro híbrido: controle das correntes harmônicas da rede elétrica e controle da tensão do *Link* DC.

Os controladores serão projetados utilizando o método clássico de reposta em frequência através de “técnicas de projeto de controle de tempo discreto por métodos convencionais” descritos por Ogata [22]. O tempo de atraso apresentado pelo processamento digital não será considerado no projeto dos controladores devido sua mínima influência no sistema [23].

O desenvolvimento do controle será feito utilizando coordenada síncrona dq . O microcontrolador utilizado no projeto é o TMS320F28335 da Texas Instruments [24].

4.1 CONTROLADORES DE TEMPO DISCRETO PROJETADO ATRAVÉS DE MÉTODOS CONVENCIONAIS

O método clássico para projeto de controladores através de resposta em frequência pode ser aplicado em projetos de controladores digitais. Implementações digitais são definidas no domínio z . No entanto, a técnica de resposta em frequência é definida para o domínio s . Para fazer uso dessa técnica em sistemas digitais, algumas modificações no domínio z são necessárias [22]. Inicialmente, deve-se mapear o plano z no plano fictício w através da transformação bilinear de sistemas amostrados, dada pela equação (4.1).

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} \cdot w}{1 - \frac{T_a}{2} \cdot w} \quad (4.1)$$

Aplicando a transformada em pontos característicos do plano z , obtêm-se seus respectivos correspondentes no plano w . A Figura 4.1 ilustra o mapeamento entre o plano z e o plano w .

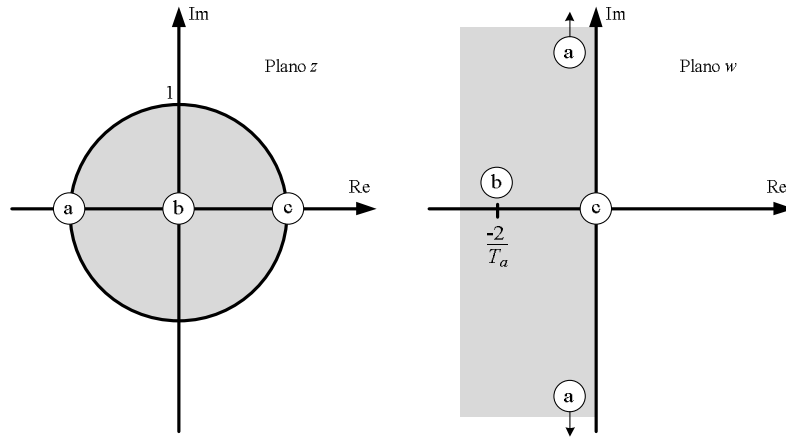


Figura 4.1: Mapeamento entre os planos z e w .

Verifica-se que a origem no plano z corresponde ao ponto $-2/T_a$ no plano w , o ponto $z=1$ corresponde à origem do plano w . Embora o plano w seja similar ao plano s , existem algumas diferenças entre eles. A diferença principal é que no plano s o intervalo de frequência $-0,5\omega_s < \omega < 0,5\omega_s$, onde ω_s é a frequência angular de amostragem, possuem correspondência com o plano w no intervalo $-\infty < v < \infty$, onde v é a frequência angular fictícia do plano w . Consequentemente, o eixo de frequência do plano w é distorcido comparado com o mesmo eixo no plano s . A frequência fictícia do plano w relaciona-se com a frequência angular ω do plano s pela equação (4.2).

$$v = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot T_a}{2}\right) \quad (4.2)$$

Fazendo com que o termo angular da tangente na equação (4.2) tenda a zero, assemelha-se, com mínimas distorções, os plano w e s . Permite-se, assim, o uso da técnica clássica de resposta em frequência em sistemas de tempo discreto.

Uma vez obtido os controladores no domínio w , faz-se sua conversão para o domínio z através da transformada bilinear inversa, dada pela equação (4.3).

$$w = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4.3)$$

Neste trabalho será adotada a técnica clássica de resposta em frequência para o projeto dos controladores.

4.2 CONTROLE DAS CORRENTES HARMÔNICAS

A seguir será apresentada a estratégia de controle proposta e a descrição das funções existentes.

4.2.1 Dedução do diagrama da estratégia de controle

Deseja-se um controle em malha fechada das correntes harmônicas de linha. Portanto, é de se esperar um diagrama em que a entrada seja uma determinada referência, definida por $I_{s_ref}(z)$ e a saída a própria corrente de linha $I_s(z)$. A Figura 4.2 apresenta a primeira etapa para a construção do diagrama da estratégia de controle das correntes harmônicas. Grandezas em coordenadas abc e dq são representadas por suas respectivas letras. Está evidenciada a delimitação do processador digital de sinais DSC.

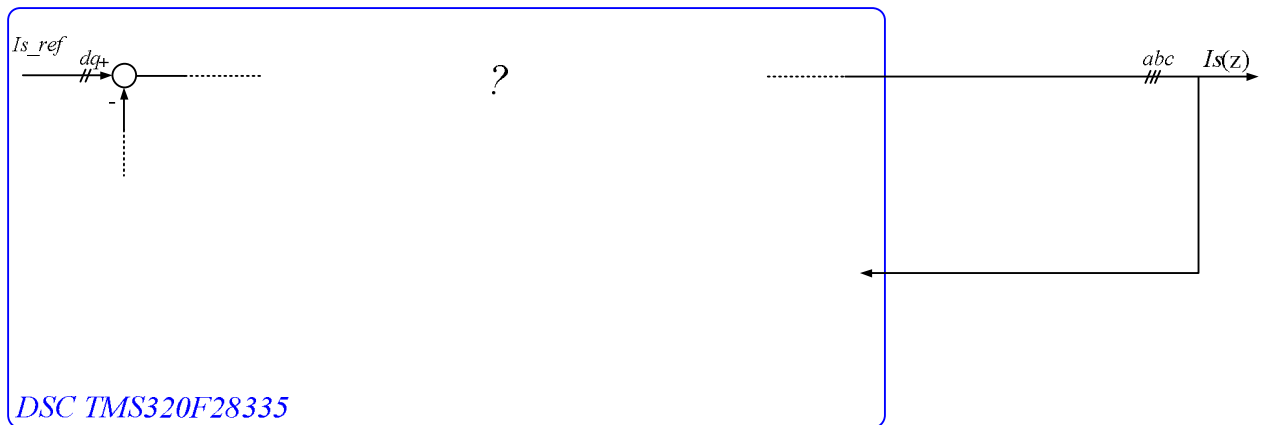


Figura 4.2: Primeira etapa para a dedução do diagrama da estratégia de controle das correntes harmônicas da linha.

A corrente de linha possui valores da ordem de dezenas de ampères e as entradas analógicas do DSC possui limite máximo de tensão de 3,3V. Logo, surge a necessidade de reduzir e condicionar a corrente de linha antes de ser enviada ao DSC. A redução da corrente é

feita através de um sensor de efeito Hall e o condicionamento é feito através de circuitos analógicos. A Figura 4.3 apresenta o diagrama da estratégia de controle com a inclusão de blocos referentes ao sensor e ao condicionamento. Esses estão representados por suas respectivas funções de transferência, escritas no domínio s por serem elementos analógicos.

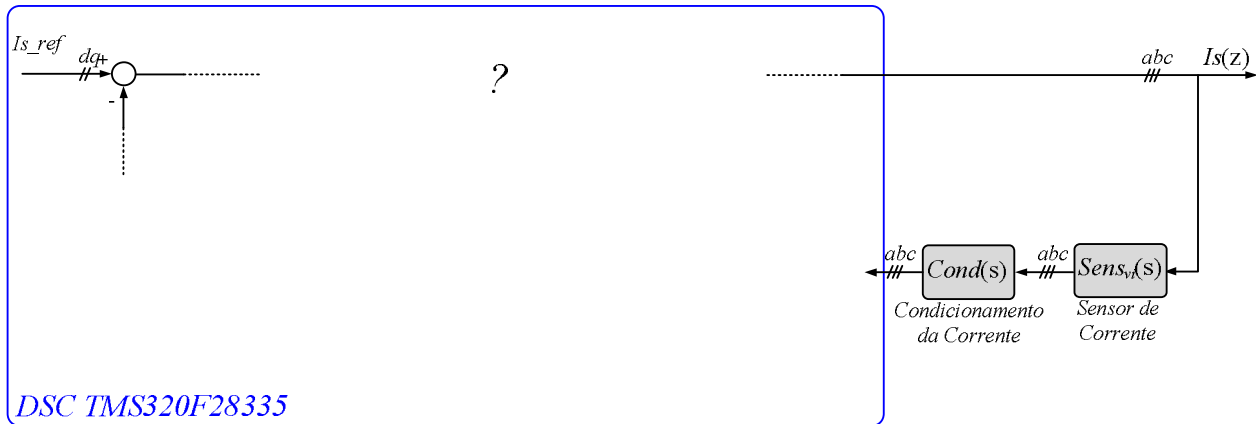


Figura 4.3: Diagrama da estratégia de controle com a inclusão do sensor e do circuito de condicionamento da corrente.

Com o sinal da corrente condicionado, todo o restante da estratégia de controle confina-se ao DSC. O limiar entre o DSC e o circuito analógico é feito por um conversor Analógico Digital (A/D). Uma vez que o sinal já está convertido na forma digital, esse passa por um retentor de ordem zero (ZOH – *Zero Order Holder*). A Figura 4.4 apresenta o diagrama de controle com a inclusão do conversor A/D e do retentor de ordem zero.

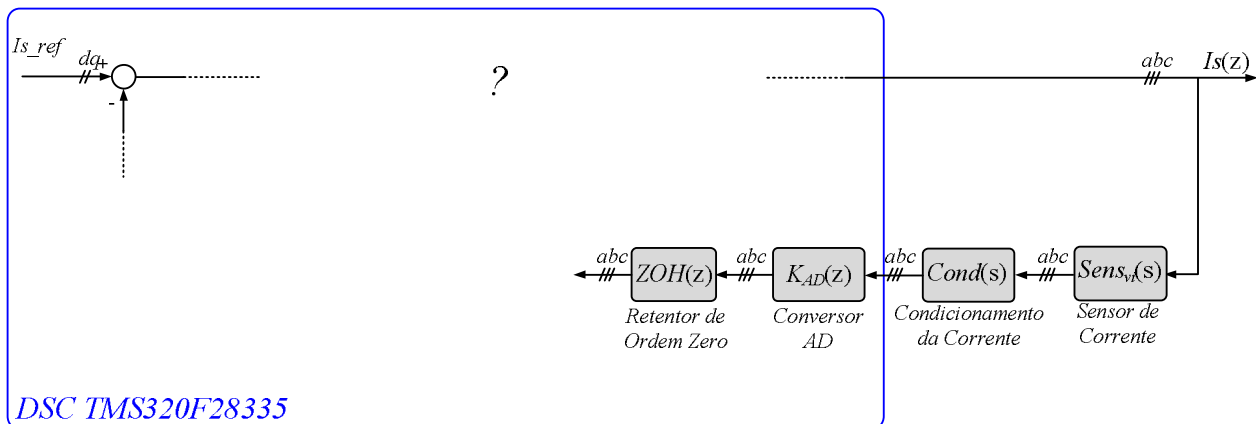


Figura 4.4: Inclusão do conversor AD e do retentor de ordem zero no diagrama de controle.

A saída do retentor de ordem zero fornece o sinal digital da corrente de linha em coordenadas abc . Uma vez que foi adotada o uso de coordenadas dq na implementação do controle, deve-se realizar a transformação $abc \rightarrow dq$. Logo, essa transformação é realizada após o retentor de ordem zero. A conversão deve ser sincronizada com a tensão da rede e, portanto, um PLL (*phase-locked loop*) fornece o sinal teta (Θ). A Figura 4.5 apresenta o diagrama de controle com a inclusão do conversor $abc \rightarrow dq$.

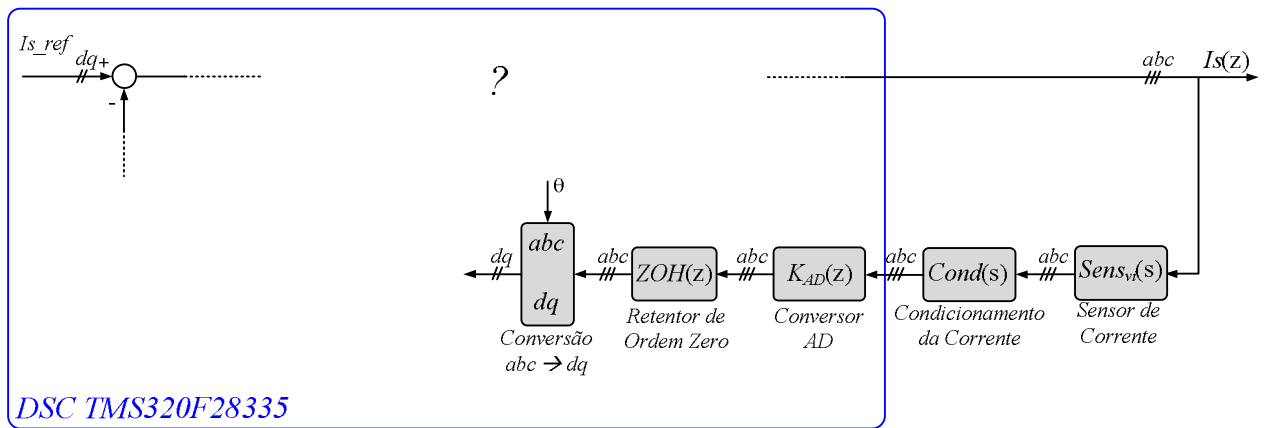


Figura 4.5: Inclusão da transformação $abc \rightarrow dq$ no diagrama de controle.

O sinal obtido após a conversão já poderia ser comparado com uma referência desejada. No entanto, o objetivo neste trabalho é eliminar somente as correntes harmônicas existentes na linha, sem que a fundamental seja alterada. Deve-se então extrair do sinal digital da corrente de linha, já em coordenadas dq , somente os sinais das correntes harmônicas de interesse. Primeiramente, é conveniente obter um sinal da corrente de linha em que a componente fundamental não exista. Uma maneira de se obter esse sinal é aplicar o sinal da corrente de linha a um filtro com característica passa-altas. Neste trabalho é utilizado um filtro de média móvel recursivo [23] subtraído do sinal para obter essa característica. O filtro de média móvel tem como objetivo eliminar valores médios do sinal. Uma vez que a transformação $abc \rightarrow dq$ faz com que a componente fundamental seja convertida para um valor médio, sua eliminação é garantida com o filtro de média móvel.

A saída desse filtro apresenta o sinal digital da corrente de linha em coordenadas dq , sem a componente fundamental. Filtros ressonantes [25] são adequados para extrair componentes harmônicas de interesse de sinais. Podem-se adicionar quantos filtros ressonantes forem necessários, um para cada harmônico de interesse. Nesse projeto, serão utilizados dois

controladores proporcional-ressonantes, nos eixos d e q , um sintonizado na 6ª harmônica e outro na 12ª. Como será mostrado adiante, filtros ressonantes aplicados em coordenadas dq , possuem bandas modificadas quando convertidos para abc . Nesse caso, um filtro sintonizado na 6ª harmônica fará com que a 5ª e a 7ª harmônicas sejam extraídas do sinal. A Figura 4.6 apresenta o diagrama da estratégia de controle com as adições dos blocos referentes ao filtro de média móvel recursivo e dos filtros ressonantes.

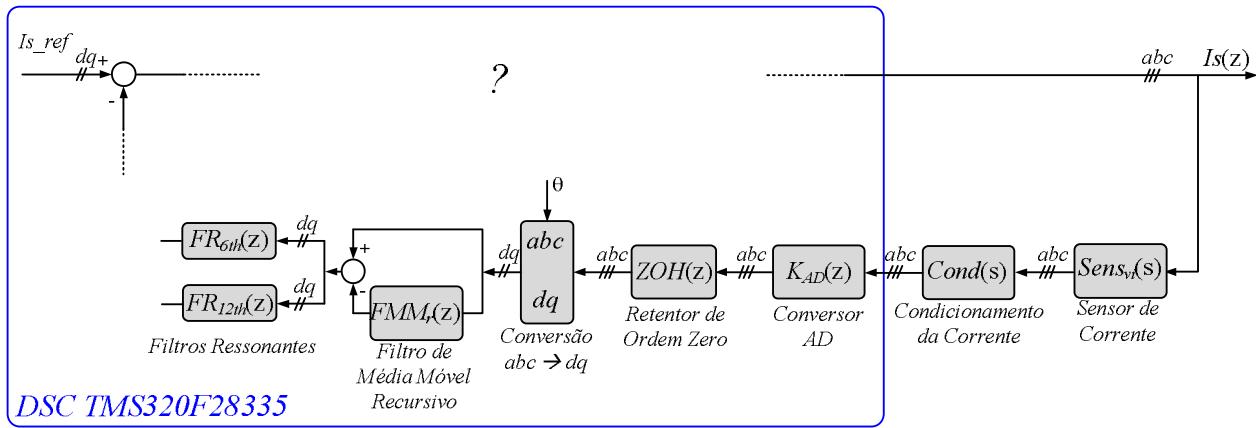


Figura 4.6: Inclusão dos blocos referentes ao filtro de média móvel recursivo e aos filtros ressonantes.

As saídas dos filtros ressonantes fornecem os sinais das correntes harmônicas da linha nas harmônicas 5ª, 7ª, 11ª e 13ª. Quando somadas, o sinal resultante contém essas correntes harmônicas em um único sinal. Uma vez que o objetivo é fazer com que as correntes harmônicas da linha sejam nulas, usa-se como referência um valor nulo. Faz-se então a comparação da referência com o atual sinal resultante fornecido pelos filtros ressonantes, obtendo o sinal de erro. A Figura 4.7 apresenta o diagrama da estratégia de controle com os blocos da realimentação finalizados.

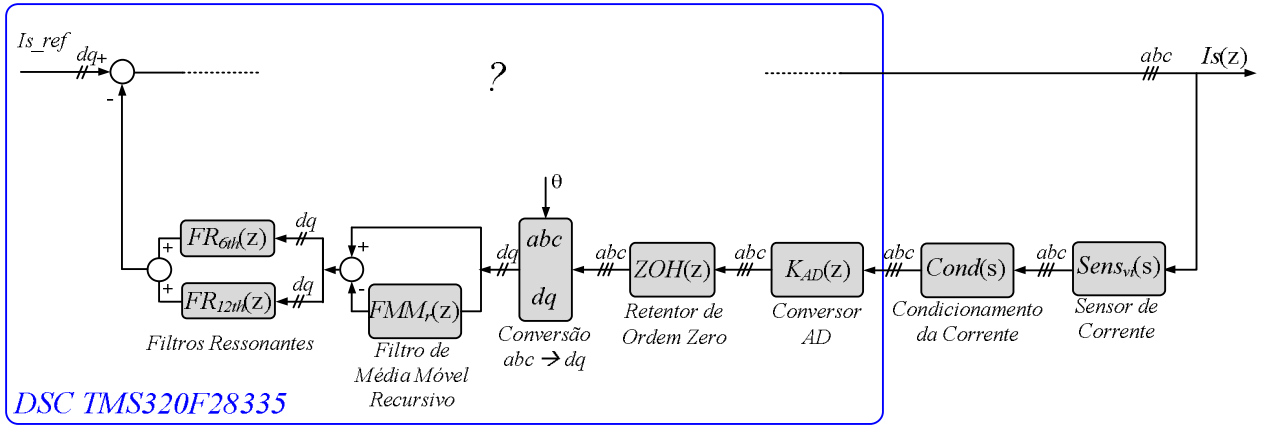


Figura 4.7: Diagrama da estratégia de controle com a finalização da realimentação.

As informações de interesse da corrente de linha estão concluídas. Com o sinal de erro obtido, resta adicionar o controlador. O controlador atuará no modulador PWM em coordenadas abc . Portanto, a conversão $dq \rightarrow abc$ é feita após a saída do controlador. A Figura 4.8 apresenta o diagrama da estratégia de controle finalizado com a inclusão da Planta de Tensão&Corrente $G_{vi}(z)$.

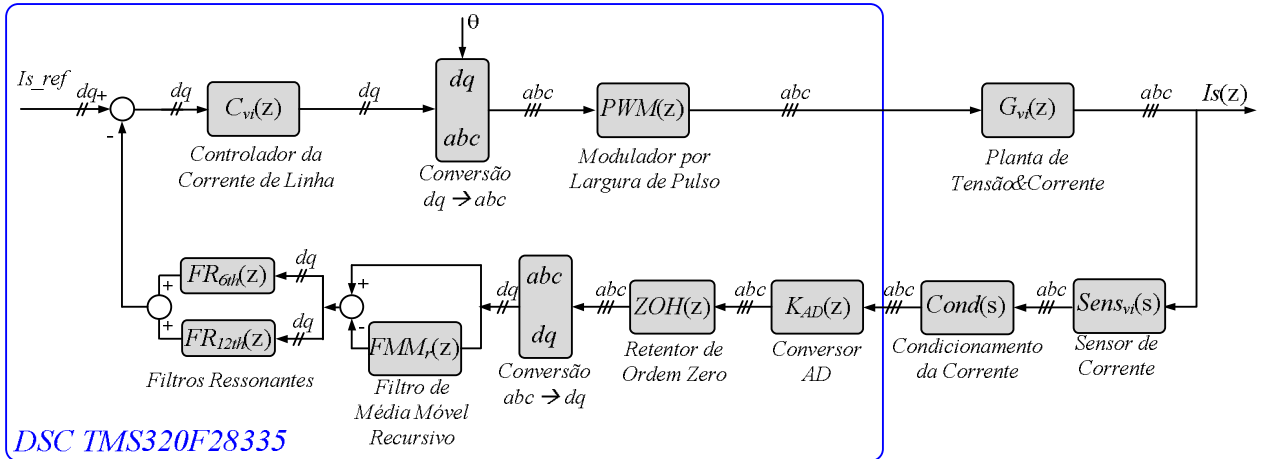


Figura 4.8: Diagrama da estratégia de controle finalizada.

A descrição detalhada de cada bloco presente na estratégia de controle é dada como segue.

4.2.2 Sensor de Corrente: $Sens_{vi}(s)$

A banda passante do sensor utilizado é da ordem de 100kHz. Portanto, o sensor pode ser representado apenas por seu ganho. A função de transferência do sensor de corrente é dada pela equação (4.4).

$$Sens_{vi}(s) = H_{corrente} \quad (4.4)$$

Onde, $H_{corrente}$ é o ganho do sensor de corrente.

4.2.3 Condicionamento da corrente de linha: $Cond(s)$

O condicionamento da corrente de linha, após ter sua amplitude reduzida pelo sensor de corrente, é feito basicamente por circuitos analógicos responsáveis por *buffer*, filtro *anti-aliasing* e proteções. O *buffer* e as proteções não alteram a amplitude e fase do sinal. O circuito condicionador pode ser aproximado somente pelo filtro *anti-aliasing*. A função de transferência do condicionamento da corrente de linha é dada pela equação (4.5).

$$Cond(s) = \frac{\frac{w_a}{2}}{s + \frac{w_a}{2}} \quad (4.5)$$

Onde, w_a é a frequência angular de amostragem.

4.2.4 Ganho do Conversor A/D: $AD(z)$

A função de transferência do conversor AD é representada apenas pelo ganho apresentado na conversão, dada pela equação (4.6).

$$AD(z) = K_{AD} \quad (4.6)$$

4.2.5 Filtro de Média Móvel Recursivo: $FMM_r(z)$

A função de transferência de um filtro de média móvel recursivo é dada pela equação (4.7) [23].

$$FMM_r(z) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (4.7)$$

onde N é o número de amostras em um ciclo da rede. O módulo do filtro de média móvel recursivo é dado pela equação (4.8).

$$|FMM_r(f)| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot N)}{N \cdot \sin(\pi \cdot f)} \right| \quad (4.8)$$

4.2.6 Filtros Ressonantes: $FR(z)$

Filtros ressonantes são responsáveis por extrair uma única componente harmônica de um sinal. O projeto de filtros ressonantes digitais pode ser feito partindo-se de sua equação analógica e aplicando a transformada Z . A equação (4.9) apresenta a função de transferência de um filtro ressonante analógico no domínio s .

$$FR(s) = \frac{K_s \cdot B \cdot s}{s^2 + 2 \cdot B \cdot s + \omega_c^2} \quad (4.9)$$

K_s , B e ω_c é o ganho ressonante, a banda passante em rad/s e a frequência angular de sintonia do filtro, respectivamente.

Aplicando a transformada Z, chega-se à função de transferência do filtro ressonante no domínio z, dada pela equação (4.10).

$$FR(z) = \frac{K_s \cdot B - [k_1 + k_2] \cdot z^{-1}}{1 - k_3 \cdot z^{-1} + e^{-B \cdot Ta} \cdot z^{-2}} \quad (4.10)$$

onde,

$$k_1 = K_s \cdot B \cdot e^{-0.5 \cdot B \cdot Ta} \cdot \cos\left(Ta \cdot \sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}\right) \quad (4.11)$$

$$k_2 = \frac{K_s \cdot B^2 \cdot 0.5}{\sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}} \cdot \text{sen}\left(Ta \cdot \sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}\right) \quad (4.12)$$

$$k_3 = 2 \cdot e^{-0.5 \cdot B \cdot Ta} \cdot \cos\left(Ta \cdot \sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}\right) \quad (4.13)$$

Podem-se adicionar quantos filtros ressonantes forem desejados. Conforme já mencionado, nesse projeto deseja-se eliminar a 5ª, 7ª, 11ª e 13ª harmônicas das correntes de linha. Filtros ressonantes aplicados em coordenadas dq apresentam mudanças em suas bandas [25] quando convertidos para coordenadas abc . Um filtro ressonante sintonizado em 300Hz, aplicado em coordenadas dq , girando a 60Hz, apresenta sintonias em 240Hz e 360Hz ao ter seus sinais de saída aplicados em um conversor $abc \rightarrow dq$. A Figura 4.9 apresenta o sinal de saída de um filtro ressonante analógico, aplicado em dq , girando a 60Hz, sintonizado em 360Hz e suas saídas aplicadas a um conversor $abc \rightarrow dq$. Verifica-se que as sintonias passam a ser 300Hz e 420Hz.

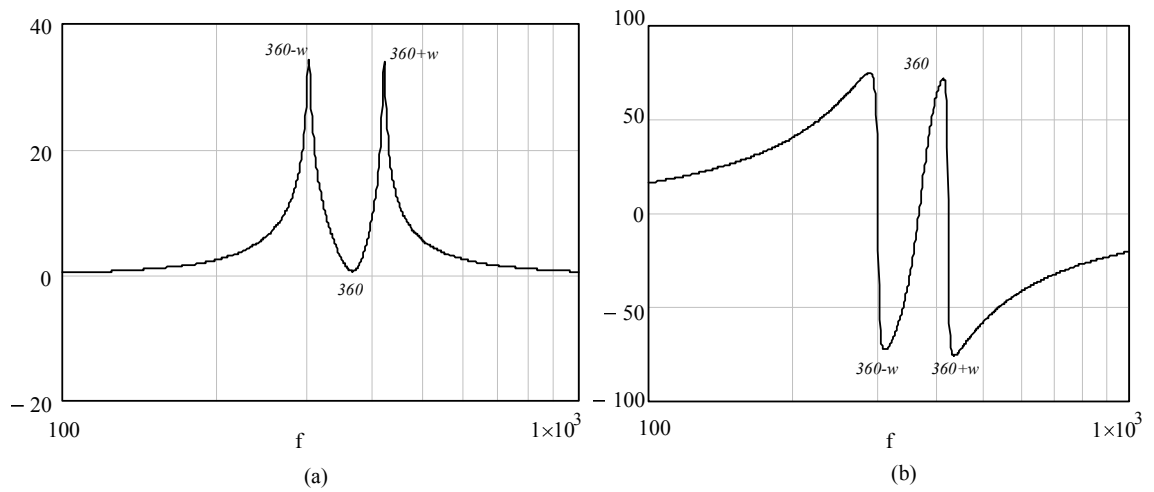


Figura 4.9: Diagrama de Bode de módulo e de fase de um filtro ressonante sintonizado em 360Hz. (a) Amplitude em dB. (b) Fase em graus.

Portanto, dadas as harmônicas de interesse do projeto, serão utilizados dois filtros ressonantes em cada eixo dq , sintonizados em 360Hz e 720Hz. A Figura 4.10 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase do sinal resultante, após conversão $abc \rightarrow dq$, da soma dos filtros ressonantes utilizados nesse trabalho.

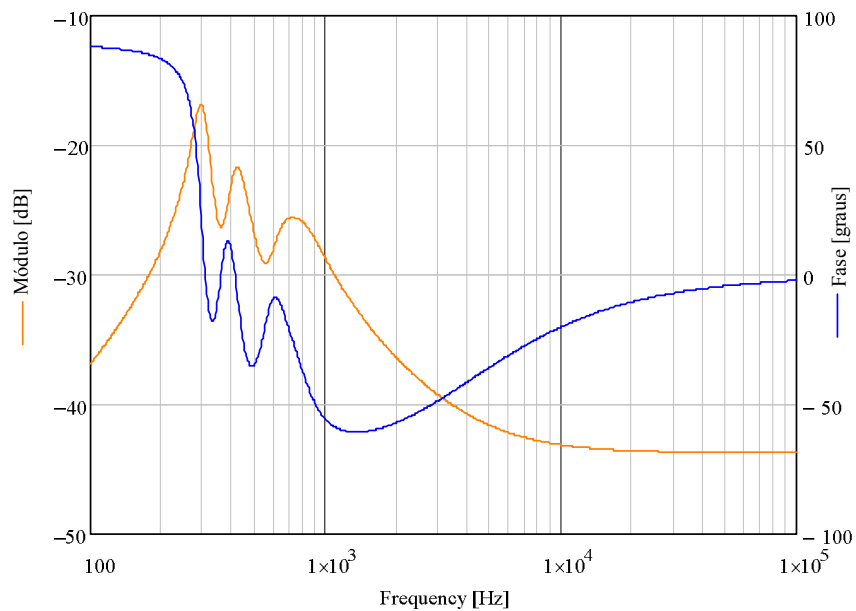


Figura 4.10: Diagrama de Bode de Módulo e fase do sinal resultante, após conversão $abc \rightarrow dq$, da soma de filtros sintonizados em 360Hz e 420Hz.

4.2.7 Modulador PWM: $PWM(z)$

A função de transferência do modulador PWM digital é um ganho dado pela equação (4.14) [24].

$$PWM(z) = \frac{1}{V_{\Delta p}} \quad (4.14)$$

onde $V_{\Delta p}$ é a amplitude da portadora triangular digital.

4.2.8 Retentor de Ordem Zero: $ZOH(z)$

A função de transferência do retentor de ordem zero no domínio z é dada pela equação (4.15).

$$ZOH(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{FT(s)}{s} \right\} \quad (4.15)$$

Onde $FT(s)$ é função de transferência equivalente encontrada após o retentor de ordem zero.

4.2.9 PLL (*Phase-Locked Loop*)

O PLL é responsável por fornecer à transformação $abc \rightarrow dq$ o ângulo θ instantâneo da rede elétrica. Os sinais das tensões de fase são enviados ao PLL implementado no DSC. A Figura 4.11 apresenta o diagrama de blocos do PLL utilizado. Maiores detalhes desse PLL pode ser encontrado em [34].

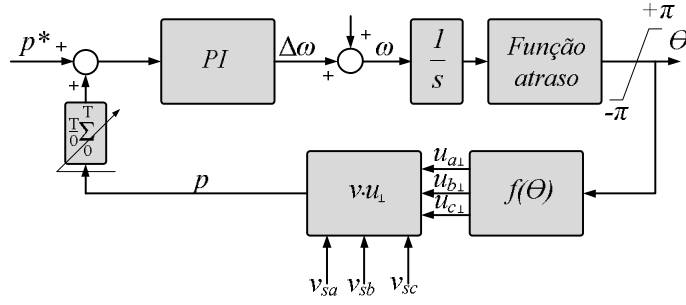


Figura 4.11: Diagrama simplificado do PLL utilizado.

O sinal de saída Θ do PLL é uma reta inclinada sincronizada com a tensão da fase A. O ângulo em que a reta estará sincronizada com a tensão da fase A depende da função trigonométrica $f(\Theta)$ utilizada no diagrama do PLL. A função $f(\Theta)$ utilizada no PLL desse trabalho é dada por (4.16).

$$f(\theta) = \begin{bmatrix} -\cos(\theta) \\ -\cos(\theta - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Utilizando essa função, a reta do sinal Θ inicia-se em zero grau e finaliza em 360° em relação à tensão da fase A. A Figura 4.12 apresenta o sinal Θ e o sinal da tensão da fase A

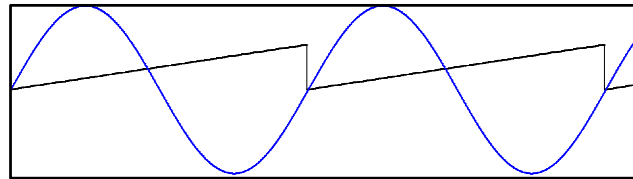


Figura 4.12: Sinal Θ e o sinal tensão da fase A.

4.2.10 Conversão $abc \rightarrow dq$

A conversão $abc \rightarrow dq$ é realizada através da matriz de transformação dada por (4.17).

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{3\pi}{2}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) & \cos\left(\theta + \frac{3\pi}{2}\right) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Verifica-se que a matriz faz uso do ângulo θ fornecido pelo PLL. A interpretação física dos eixos d e q utilizando a função $f(\theta)$ no PLL, dada por (4.16), é dada pela expressão (4.18).

$$\begin{cases} d : \text{parte ativa} \\ q : \text{parte reativa} \end{cases} \quad (4.18)$$

O capacitor do filtro passivo é o elemento que está conectado entre a rede elétrica e o filtro ativo. Dada essa conexão, a componente fundamental da corrente que circula pelo filtro ativo possui 90° de defasagem entre a componente fundamental da corrente de linha. Essa defasagem causa mudança na interpretação física dos eixos d e q , que agora passa a ser dada pela expressão (4.19).

$$\begin{cases} d : \text{parte reativa} \\ q : \text{parte ativa} \end{cases} \quad (4.19)$$

4.2.11 Planta de Tensão&Corrente: $G_{vi}(z)$

A planta de tensão&corrente apresenta uma função de transferência que relaciona a corrente de linha $i_s(z)$ com a largura do pulso do modulador PWM $d(z)$. Essa seção apresentará a dedução da função de transferência da planta de tensão&corrente no domínio z .

A função de transferência da planta de corrente para variações de pequenos sinais é dada pela equação (4.20), válida para o eixo d e q .

$$G_{vi}(z) = \frac{\tilde{i}_s(z)}{\tilde{d}(z)} \quad (4.20)$$

Uma vez que o projeto do controlador é feito analisando a função de transferência em malha aberta, pode-se deslocar o bloco referente ao retentor de ordem zero para próximo da planta de Tensão&Corrente. Faz-se com isso que o efeito na amplitude e fase do retentor de ordem zero esteja representado conjuntamente com a planta de Tensão&Corrente. Logo, a função de transferência de $G_{vi}(z)$ é dada pela equação (4.21).

$$Gv(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_{vi}(s)}{s} \right\} \quad (4.21)$$

Será obtida primeiramente a função de transferência da planta de Tensão&Corrente no domínio s .

Dada a conexão indireta do filtro ativo com a rede, que é feita através do capacitor do filtro passivo sintonizado, o filtro ativo produz uma tensão no ponto de acoplamento entre os filtros que por sua vez, modifica a corrente pelo filtro híbrido. Eliminam-se assim as correntes harmônicas na linha. Portanto, a planta de corrente é dividida em duas sub-plantas. Uma planta relaciona a tensão no ponto de acoplamento entre os filtros $v_f(z)$ com a largura do pulso $d(z)$ e outra relaciona a corrente de linha $i_s(z)$ com a tensão no ponto de acoplamento entre os filtros $v_f(z)$, resultando na planta Tensão&Corrente. A Figura 4.13 apresenta o diagrama da planta de corrente $G_{vi}(z)$ dividido em dois sub-blocos.

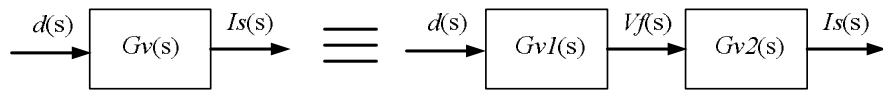


Figura 4.13: Diagrama de blocos da planta de tensão&corrente.

Uma vez dividida, a função de transferência da planta de tensão&corrente é dada pela equação (4.22).

$$G_{v_i}(s) = G_{v_1}(s) \cdot G_{v_2}(s) = \frac{\widetilde{v_f}(s)}{\widetilde{d}(s)} \cdot \frac{\widetilde{i_s}(s)}{\widetilde{v_f}(s)} \quad (4.22)$$

A primeira etapa será a dedução da função de transferência $G_{v_i}(z)$. A Figura 4.14 apresenta o diagrama simplificado de um sistema contendo o filtro híbrido paralelo, assim como as referências adotadas para as correntes e tensões. O Inversor Fonte de Tensão foi substituído por seu equivalente de valores médios monofásico [26].

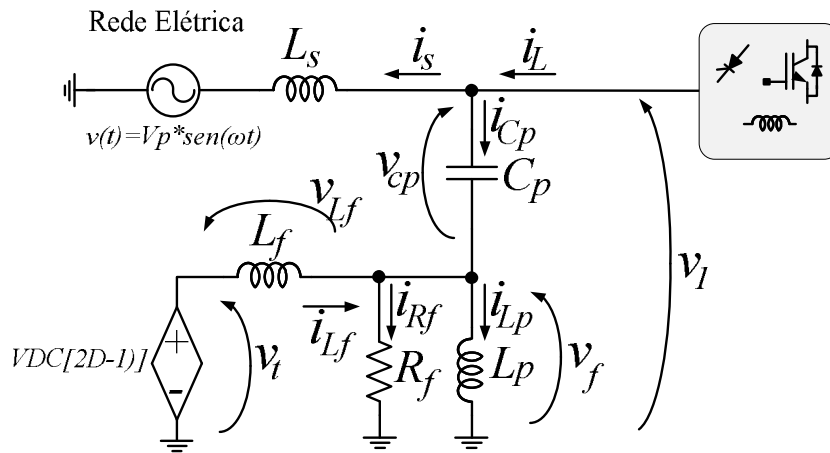


Figura 4.14: Diagrama simplificado monofásico de um sistema elétrico com o filtro híbrido.

A tensão $v_i(t)$ é dada por (4.23).

$$v_i(t) = VDC \cdot [2 \cdot D(t) - 1] \quad (4.23)$$

Tem-se que:

$$v_i(t) = L_f \cdot \frac{di_{Lf}(t)}{dt} + v_f(t) \quad (4.24)$$

Onde,

$$i_{Lf}(t) = i_{Lp}(t) + i_{Rf}(t) - i_{Cp}(t) \quad (4.25)$$

Uma vez que:

$$i_{R_f}(t) = \frac{v_f(t)}{R_f} \quad (4.26)$$

$$i_{L_p}(t) = \frac{1}{L_p} \int_0^t v_f(\tau) d\tau \quad (4.27)$$

$$i_{C_p}(t) = C_p \cdot \frac{dv_{C_p}(t)}{dt} \quad (4.28)$$

$$v_{C_p}(t) = v_1(t) - v_f(t) \quad (4.29)$$

Logo,

$$i_{C_p}(t) = C_p \cdot \frac{d[v_1(t) - v_f(t)]}{dt} \quad (4.30)$$

Substituindo as equações (4.26) a (4.30) em (4.24) obtêm-se a equação (4.31).

$$v_t(t) = L_f \cdot \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{L_p} \int_0^t v_f(\tau) d\tau + \frac{v_f(t)}{R_f} - C_p \cdot \frac{d[v_1(t) - v_f(t)]}{dt} \right] + v_f(t) \quad (4.31)$$

Portanto, a equação diferencial temporal de uma fase que relaciona a tensão $v_f(t)$ com a largura do pulso do PWM $D(t)$ é dada por (4.32).

$$VDC \cdot [2D(t) - 1] = v_f(t) \left(1 + \frac{L_f}{L_p} \right) + \frac{L_f}{R_f} \frac{dv_f(t)}{dt} + L_f C_p \frac{d^2 v_f(t)}{dt^2} - L_f C_p \frac{d^2 v_1(t)}{dt^2} \quad (4.32)$$

Logo, a equação diferencial temporal trifásica para o mesmo caso é dada por (4.33). Verifica-se que o modelo médio equivalente do inversor monofásico foi substituído por seu modelo equivalente trifásico.

$$\frac{VDC}{2} \cdot [2\overrightarrow{D(t)} - 1] = \overrightarrow{v_f(t)} \left(1 + \frac{L_f}{L_p} \right) + \frac{L_f}{R_f} \frac{d\overrightarrow{v_f(t)}}{dt} + L_f C_p \frac{d^2 \overrightarrow{v_f(t)}}{dt^2} - L_f C_p \frac{d^2 \overrightarrow{v_1(t)}}{dt^2} \quad (4.33)$$

Onde,

$$\overrightarrow{v_f(t)} = \begin{bmatrix} v_{fa}(t) \\ v_{fb}(t) \\ v_{fc}(t) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\overrightarrow{D(t)} = \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Uma vez que foi adotado o uso de coordenadas dq para a realização do projeto, faz-se necessário transformar a equação (4.33) de abc para dq . A transformação abc para dq vetorial é feita através da equação (4.36) [27].

$$\overrightarrow{v(t)} = \overrightarrow{v_{dq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (4.36)$$

Onde,

$$\overrightarrow{v_{dq}(t)} = v_d(t) + j \cdot v_q(t) \quad (4.37)$$

$E(t)$ é uma nova variável, definida por (4.38).

$$\frac{dE(t)}{dt} = \omega \quad (4.38)$$

Onde, ω é a frequência angular de rotação das coordenadas dq .

Aplicando as equações (4.36) e (4.38) em (4.33) obtém-se a equação diferencial temporal em coordenada dq , dada por (4.39). Sua dedução está no Apêndice B.

$$\begin{aligned} \frac{VDC}{2} \cdot \left[2 \cdot \overrightarrow{D_{dq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} - 1 \right] &= \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \cdot \left(\frac{L_f}{L_f + L_p} \right) + \\ &\frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot \omega \cdot \frac{L_f}{R_f} \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} + \\ &L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2 \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2 \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} - \\ &L_f \cdot C_p \cdot \omega^2 \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} - L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2 \overrightarrow{v_{ldq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + \\ &j \cdot 2 \cdot \omega \cdot L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2 \overrightarrow{v_{ldq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} - L_f \cdot C_p \cdot \omega^2 \cdot \overrightarrow{v_{ldq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \end{aligned} \quad (4.39)$$

A equação (4.39) não é linear devido ao fato do modelo médio equivalente do inversor ser um fonte dependente de $D_{dq}(t)$. Logo, aplica-se o método de perturbação e linearização com o objetivo de obter o modelo linear de pequenos sinais [28]. Perturbar e linearizar uma equação significa substituir as variáveis dependentes e independentes por um valor médio somado de uma pequena perturbação. As equações (4.40), (4.41) e (4.42) representam o processo de perturbação e linearização vetorial.

$$\overrightarrow{D_{dq}}(t) = \overrightarrow{D_{dq}} + \widetilde{\overrightarrow{d_{dq}}}(t) \quad (4.40)$$

$$\overrightarrow{v_{fdq}}(t) = \overrightarrow{V_{fdq}} + \widetilde{\overrightarrow{v_{fdq}}}(t) \quad (4.41)$$

$$\overrightarrow{v_{ldq}}(t) = \overrightarrow{V_{ldq}} + \widetilde{\overrightarrow{v_{ldq}}}(t) \quad (4.42)$$

Substituindo essas equações na equação (4.39), simplificando e separando as equações dos eixos d e q , obtêm-se as equações diferenciais temporal dos eixos d e q , dadas respectivamente por (4.43) e (4.44).

$$VDC \cdot \widetilde{d}_d(t) = \widetilde{v}_{fd}(t) \cdot \left(\frac{L_f}{L_f + L_p} - L_f \cdot C_p \cdot \omega^2 \right) + \frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{d\widetilde{v}_{fd}(t)}{dt} + L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2\widetilde{v}_{fd}(t)}{dt^2} - \frac{\omega \cdot L_f}{R_f} \cdot \frac{d\widetilde{v}_{fq}(t)}{dt} - 2 \cdot \omega \cdot L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2\widetilde{v}_{fq}(t)}{dt^2} \quad (4.43)$$

$$VDC \cdot \widetilde{d}_q(t) = \widetilde{v}_{fq}(t) \cdot \left(\frac{L_f}{L_f + L_p} - L_f \cdot C_p \cdot \omega^2 \right) + \frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{d\widetilde{v}_{fq}(t)}{dt} + L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2\widetilde{v}_{fq}(t)}{dt^2} - \frac{\omega \cdot L_f}{R_f} \cdot \frac{d\widetilde{v}_{fd}(t)}{dt} - 2 \cdot \omega \cdot L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2\widetilde{v}_{fd}(t)}{dt^2} \quad (4.44)$$

Verifica-se que existe acoplamento entre os eixos, pois na equação do eixo d existe variável do eixo q e vice-versa. A influência do acoplamento de um eixo no outro é desprezível, conforme apresentado em [29][30]. Logo, os termos acoplados serão desprezados. As equações diferenciais temporal dos eixos d e q são dadas respectivamente por (4.45) e (4.46).

$$VDC \cdot \widetilde{d}_d(t) = \widetilde{v}_{fd}(t) \cdot \left(\frac{L_f}{L_f + L_p} - L_f \cdot C_p \cdot \omega^2 \right) + \frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{d\widetilde{v}_{fd}(t)}{dt} + L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2\widetilde{v}_{fd}(t)}{dt^2} \quad (4.45)$$

$$VDC \cdot \widetilde{d}_q(t) = \widetilde{v}_{fq}(t) \cdot \left(\frac{L_f}{L_f + L_p} - L_f \cdot C_p \cdot \omega^2 \right) + \frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{d\widetilde{v}_{fq}(t)}{dt} + L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2\widetilde{v}_{fq}(t)}{dt^2} \quad (4.46)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.45) e (4.46) obtêm-se a função de transferências de $G_{vl}(s)$, válida para os eixos d e q , dada por (4.47).

$$G_{v1}(s) = \frac{\widetilde{v_{fd}}(s)}{\widetilde{d_d}(s)} = \frac{\frac{VDC}{L_f \cdot C_p}}{s^2 + \frac{1}{R_f \cdot C_p} s + \left(\frac{1}{(L_f + L_p) \cdot C_p} - \omega^2 \right)} \quad (4.47)$$

Segue-se agora para a dedução da função de transferência $G_{v2}(z)$. Reescrevendo, a função de transferência de $G_{v2}(z)$ é dada pela equação (4.48).

$$G_{v2}(z) = \frac{\widetilde{i_s}(z)}{\widetilde{v_f}(z)} \quad (4.48)$$

O diagrama simplificado de um sistema contendo o filtro híbrido paralelo está reapresentado novamente na Figura 4.15.

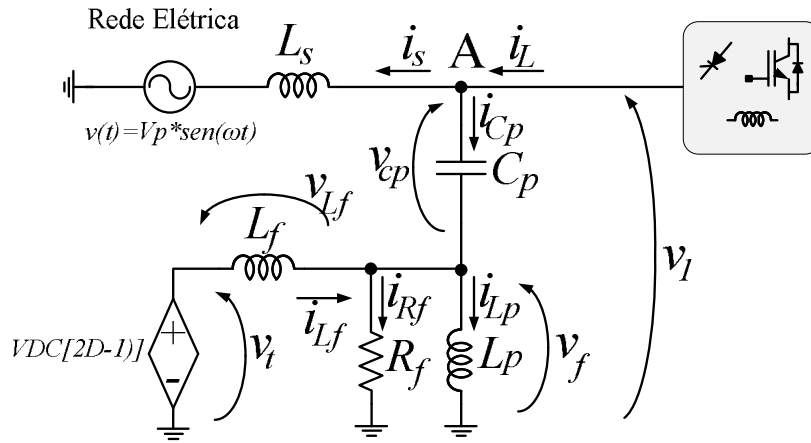


Figura 4.15: Diagrama simplificado de um sistema contendo o filtro híbrido paralelo.

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchoff no ponto A, obtém-se a equação (4.49).

$$i_{cp}(t) + i_s(t) - i_L(t) = 0 \quad (4.49)$$

Sabe-se que:

$$i_{cp}(t) = C_p \cdot \frac{dv_{cp}(t)}{dt} \quad (4.50)$$

E que:

$$v_{cp}(t) = v_1(t) - v_f(t) \quad (4.51)$$

Logo,

$$i_{cp}(t) = C_p \cdot \frac{d[v_1(t) - v_f(t)]}{dt} \quad (4.52)$$

Substituindo (4.52) em (4.49), chega-se à equação (4.53).

$$C_p \cdot \frac{dv_1(t)}{dt} - C_p \cdot \frac{dv_f(t)}{dt} + i_s(t) - i_L(t) = 0 \quad (4.53)$$

Para o caso trifásico, tem-se:

$$C_p \cdot \frac{d\overrightarrow{v_1(t)}}{dt} - C_p \cdot \frac{d\overrightarrow{v_f(t)}}{dt} + \overrightarrow{i_s(t)} - \overrightarrow{i_L(t)} = 0 \quad (4.54)$$

Onde:

$$\overrightarrow{v_1(t)} = \begin{bmatrix} v_{1a}(t) \\ v_{1b}(t) \\ v_{1c}(t) \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

$$\overrightarrow{v_f(t)} = \begin{bmatrix} v_{fa}(t) \\ v_{fb}(t) \\ v_{fc}(t) \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

$$\overrightarrow{i_s(t)} = \begin{bmatrix} i_{sa}(t) \\ i_{sb}(t) \\ i_{sc}(t) \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

$$\overrightarrow{i_L(t)} = \begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

Transformando a equação (4.54) para coordenadas dq através da transformação apresentada na equação (4.36), obtêm-se a equação diferencial temporal em coordenadas dq dada por (4.59).

$$\begin{aligned} C_p \cdot \frac{d\overrightarrow{v_{1dq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot \omega \cdot C_p \cdot \overrightarrow{v_{1dq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} - C_p \cdot \frac{d\overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} - j \cdot \omega \cdot C_p \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \\ + \overrightarrow{i_{sdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} - \overrightarrow{i_{Ldq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} = 0 \end{aligned} \quad (4.59)$$

De maneira análoga, será aplicada a perturbação e a linearização na equação (4.59). As variáveis independentes e dependentes serão substituídas pelas equações (4.60), (4.61), (4.62) e (4.63).

$$\overrightarrow{v_{1dq}}(t) = \overrightarrow{V_{1dq}} \quad (4.60)$$

$$\overrightarrow{v_{fdq}}(t) = \overrightarrow{V_{fdq}} + \widetilde{\overrightarrow{v_{1dq}}}(t) \quad (4.61)$$

$$\overrightarrow{i_{sdq}}(t) = \overrightarrow{I_{sdq}} + \widetilde{\overrightarrow{i_{sdq}}}(t) \quad (4.62)$$

$$\overrightarrow{i_L(t)} = \overrightarrow{I_L} + \widetilde{i_L(t)} \quad (4.63)$$

Substituindo essas equações na equação (4.59), simplificando e separando as equações dos eixos, obtêm-se as equações diferenciais temporal dos eixos d e q , dadas respectivamente por (4.64) e (4.65).

$$-C_p \cdot \frac{d\widetilde{v_{fd}}(t)}{dt} + \widetilde{i_{sd}}(t) - \widetilde{i_{Ld}}(t) - \omega \cdot C_p \cdot \widetilde{v_{lq}}(t) + \omega \cdot C_p \cdot \widetilde{v_{fq}}(t) = 0 \quad (4.64)$$

$$-C_p \cdot \frac{d\widetilde{v_{fq}}(t)}{dt} + \widetilde{i_{sq}}(t) - \widetilde{i_{Lq}}(t) - \omega \cdot C_p \cdot \widetilde{v_{ld}}(t) + \omega \cdot C_p \cdot \widetilde{v_{fd}}(t) = 0 \quad (4.65)$$

Novamente, eliminando os termos acoplados obtêm-se as equações diferenciais temporal dos eixos d e q , dadas respectivamente por (4.66) e (4.67).

$$-C_p \cdot \frac{d\widetilde{v_{fd}}(t)}{dt} + \widetilde{i_{sd}}(t) - \widetilde{i_{Ld}}(t) = 0 \quad (4.66)$$

$$-C_p \cdot \frac{d\widetilde{v_{fq}}(t)}{dt} + \widetilde{i_{sq}}(t) - \widetilde{i_{Lq}}(t) = 0 \quad (4.67)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.66) e (4.67), obtêm-se a equação que relaciona a corrente de linha i_s com a tensão no ponto de acoplamento entre os filtros v_f , dos eixos d e q , no domínio s , dada por (4.68) e (4.69).

$$\widetilde{i_{sd}}(s) = s \cdot C_p \cdot \widetilde{v_{fd}}(s) + \widetilde{i_{Ld}}(s) \quad (4.68)$$

$$\widetilde{i}_{sq}(s) = s \cdot C_p \cdot \widetilde{v}_{fq}(s) + \widetilde{i}_{Lq}(s) \quad (4.69)$$

O próximo passo é aplicar a transformada z na equação (4.68) e (4.69) para obter $G_{v2}(z)$. Todavia, essas equações não apresentam característica linear [31]. O termo que descaracteriza a equação é a parcela correspondente a corrente da carga I_L . Parte-se para a suposição que essas parcelas são distúrbios aplicados ao sistema. A Figura 4.16 apresenta o digrama de blocos de $G_{v2}(s)$ com a presença do distúrbio.

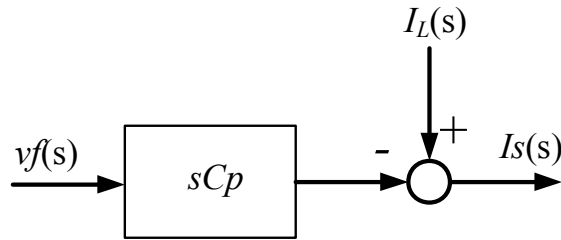


Figura 4.16: Diagrama de $G_{v2}(s)$ com o distúrbio.

Uma vez que foi suposto que a corrente da carga é um distúrbio, deve-se avaliar o intervalo de validade da suposição. Para isso, inclui-se o diagrama de $G_{v2}(s)$ em um sistema realimentado genérico. A Figura 4.17 apresenta tal sistema. As funções de transferências $X(s)$ e $Y(s)$ representam funções de transferência linear invariantes no tempo.

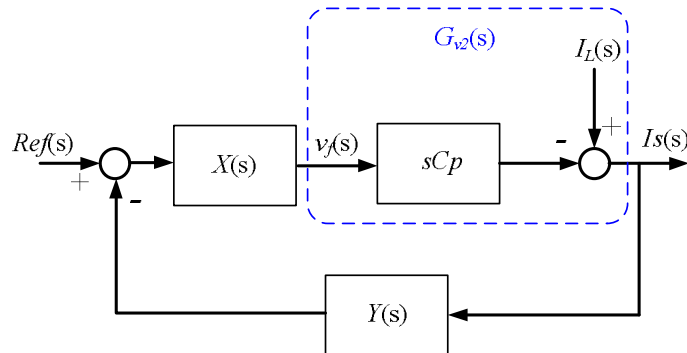


Figura 4.17: Sistema realimentado.

Definindo $T(s)$ como um produto de funções de transferência em malha aberta conforme (4.70).

$$T(s) \triangleq X(s) \cdot Y(s) \cdot s \cdot C_p \quad (4.70)$$

Aplicando o princípio da superposição, a função de transferência em malha fechada de $I_L(s)$ pelas entradas é dada pela equação (4.71).

$$I_L(s) = \frac{1}{Y(s)} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \cdot ref(s) + \frac{1}{1+T(s)} \cdot i_L(s) \quad (4.71)$$

O efeito do distúrbio pode ser minimizado quanto maior for o ganho de $T(s)$ [28], pois:

$$\frac{1}{1+T(s)} \approx \begin{cases} \frac{1}{T(s)} \simeq 0 & \text{para } |T(s)| \gg 1 \\ 1 & \text{para } |T(s)| \ll 1 \end{cases} \quad (4.72)$$

Também é vantajoso ao termo associado à referência possuir ganho elevado em $T(s)$, pois:

$$\frac{T(s)}{1+T(s)} \approx \begin{cases} 1 & \text{para } |T(s)| \gg 1 \\ T(s) & \text{para } |T(s)| \ll 1 \end{cases} \quad (4.73)$$

Ajustar alto ganho em $T(s)$ faz com que o sistema tenda a apresentar ganho unitário em malha fechada. Consequentemente, o erro de regime permanente tende a zero. Portanto, se minimiza o efeito do distúrbio elevando o ganho em malha aberta do sistema. Uma vez que isso será considerado no projeto, as funções de transferências dos eixos d e q , que relacionam a corrente de linha com tensão no ponto de acoplamento entre os filtros, se reduzem as equações (4.74) e (4.75).

$$G_{v_2}(s) = \frac{\widetilde{i_{sd}}(s)}{\widetilde{v_{fd}}(s)} = s \cdot C_p \quad (4.74)$$

$$G_{v2}(s) = \frac{\widetilde{i_{sq}}(s)}{\widetilde{v_{fq}}(s)} = s \cdot C_p \quad (4.75)$$

Com $G_{v1}(s)$ e $G_{v2}(s)$ deduzidas, a função de transferência da planta de Tensão&Corrente é dada pela equação (4.76), válida para os eixos d e q .

$$G_{vi}(s) = G_{v1}(s) \cdot G_{v2}(s) = \frac{\frac{VDC}{L_f} \cdot s}{s^2 + \frac{1}{R_f \cdot C_p} s + \left(\frac{1}{(L_f + L_p) \cdot C_p} - \omega^2 \right)} \quad (4.76)$$

Aplicando a equação (4.76) em (4.21), resulta na função de transferência da planta de Tensão&Corrente no domínio z dada por (4.77).

$$G_{vi}(z) = \frac{VDC \cdot T_a^2 \cdot R_f \cdot C_p - VDC \cdot T_a^2 \cdot R_f \cdot C_p \cdot z^{-1}}{L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot z^{-2} - (2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a \cdot L_f) \cdot z^{-1} + L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a^2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot \beta} \quad (4.77)$$

Onde,

$$\beta = \left(\frac{1}{(L_f + L_p) \cdot C_p} - \omega^2 \right) \quad (4.78)$$

Fazendo R_f tender ao infinito, chega-se a equação (4.79).

$$G_{vi}(z) = \frac{V_{DC} \cdot T_a^2 \cdot C_p - V_{DC} \cdot T_a^2 \cdot C_p \cdot z^{-1}}{L_f \cdot C_p \cdot z^{-2} - 2 \cdot L_f \cdot C_p \cdot z^{-1} + \Lambda} \quad (4.79)$$

Onde,

$$\Lambda = L_f C_p + T_a^2 L_f C_p \left(\frac{1}{(L_f + L_p) C_p} - \omega^2 \right) \quad (4.80)$$

4.2.12 Projeto do Controlador: $C_{vi}(z)$

A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros do sistema para o projeto do controlador. Esses mesmos parâmetros serão utilizados nas simulações, pois representam o pior caso dos cenários que serão analisados. Os parâmetros da rede elétrica foram escolhidos de acordo com sugestões apresentadas na recomendação IEEE519-1992.

Tabela 4.1: Parâmetros para o projeto dos controladores.

Parâmetro	Valor
<i>Rede Elétrica</i>	
Frequência da rede	$f_r = 60\text{Hz}$
Tensão eficaz de fase da rede	$V_{I_{rms}} = 4,16\text{kV}$
Tensão de pico de fase da rede	$V_{I_{pk}} = 5,88\text{kV}$
Indutância da linha	$L_s = 1,26\text{mH}$
Resistência da linha	$R_s = 0,2\Omega$
Distorção da 5ª harmônica nas tensões de fase	$d_{5\%} = 3\%$
<i>Estrutura de Potência</i>	
Potência aparente do filtro passivo	$S_p = 2,5\text{MVA}$
Indutância do filtro passivo	$L_p = 6,17\text{mH}$
Capacitância do filtro passivo	$C_p = 47\mu\text{F}$
Resistência série do filtro passivo	$R_{fs} = 387\text{m}\Omega$
Fator de qualidade do filtro passivo	$Q = 30$
Indutância do filtro ativo	$L_f = 6,41\text{mH}$
Capacitância do <i>Link</i> DC	$C_{Link} = 4000\mu\text{F}$
Sensor de corrente	$H_{corrente} = 0,001$
Sensor de tensão do <i>Link</i> DC	$H_{tensao} = 0,002$
<i>Processamento Digital</i>	
Frequência de amostragem	$f_a = 24\text{kHz}$
Período de amostragem	$T_a = 41,667\mu\text{s}$
Frequência da transformação dq	$f_{dq} = 60\text{Hz}$

Ganho do conversor AD	$K_{AD} = 4095/3$
Amplitude da portadora triangular	$V_{\Delta p} = 150$
Frequência de chaveamento	$f_s = 12\text{kHz}$
Número de amostras do filtro média móvel	$N = 100$
Banda passante dos filtros ressonantes	$B = 4\text{Hz}$
Ganho dos filtros ressonantes	$K_s = 1$
<i>Carga conectada ao PAC (nominal)</i>	
Retificador Trifásico com RL no lado DC. Potência Aparente	$S_{A1} = 1,5\text{MVA}$
Corrente eficaz da carga 1	$I_{Le1} = 120,0\text{A}$
Carga 2: Motor de Indução Trifásico	$S_{A2} = 2,2\text{MVA}$
Corrente eficaz da carga 2	$I_{Le2} = 180,0\text{A}$
Corrente total de pico de 5ª harmônica das cargas	$I_{L5} = 27,00\text{ A}$
Corrente total de pico de 7ª harmônica das cargas	$I_{L7} = 11,80\text{ A}$
Corrente total de pico de 11ª harmônica das cargas	$I_{L11} = 10,00\text{ A}$
Corrente total de pico de 13ª harmônica das cargas	$I_{L13} = 8,30\text{ A}$
<i>Tensão do Link DC calculada</i>	
Tensão do <i>Link</i> DC calculada conforme (3.7)	$v_{dc} > 1490\text{V}$
Tensão do <i>Link</i> DC adotada	$v_{dc} = 2\text{kV}$ (1/3 de V_{Lpk})
Relação entre valor adotado e calculado	1,34

O projeto do controlador das correntes harmônicas será desenvolvido através da técnica de “Projeto de Sistema de Controle de Tempo Discreto por Métodos Convencionais”. Para isso, deve-se aplicar a transformada bilinear de sistemas amostrados em todos os blocos pertencentes ao controle no domínio z para obtenção dos respectivos blocos no domínio w .

A transformação bilinear é dada pela equação (4.81).

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} \cdot w}{1 - \frac{T_a}{2} \cdot w} \quad (4.81)$$

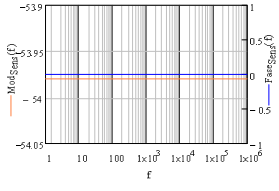
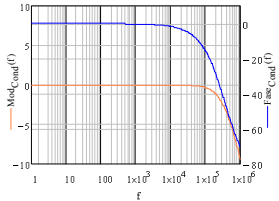
O Quadro 4.1 apresenta um resumo com as funções de transferência no domínio z , no domínio w , assim como, o diagrama de Bode no plano w já com os valores do projeto definidos na Tabela 4.1.

Quadro 4.1: Resumo com as funções transferência no domínio z .

Bloco	Função de Transferência em z	Função de Transferência em w	Diagrama de Bode de Módulo e Fase no plano w
Conversor AD	$AD(z) = K_{AD}$	$AD(w) = K_{AD}$	
Filtro de Média Móvel Recursivo	$FMM_r(z) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1-z^{-N}}{1-z^{-1}}$	$FMM_r(w) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - \left(\frac{2+T_a \cdot w}{2-T_a \cdot w} \right)^{-N}}{1 - \left(\frac{2+T_a \cdot w}{2-T_a \cdot w} \right)^{-1}}$	
Filtros Ressonantes	$FS(z) = \sum_{i=360,660} \frac{K_{S(i)} \cdot B_{(i)} - [k_1 + k_2] \cdot z^{-1}}{1 - k_3 \cdot z^{-1} + k_4 \cdot z^{-2}}$	$FS(w) = \sum_{i=360,660} \frac{n_2 \cdot w^2 + n_1 \cdot w + n_0}{d_2 \cdot w^2 + d_1 \cdot w + d_0}$	
Modulador PWM	$PWM(z) = \frac{1}{V_{\Delta p}}$	$PWM(w) = \frac{1}{V_{\Delta p}}$	
Planta de Tensão & Corrente	$G_r(z) = \frac{2 \cdot VDC \cdot T_a^2 \cdot R_f \cdot C_p - 2 \cdot VDC \cdot T_a^2 \cdot R_f \cdot C_p \cdot z^{-1}}{L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot z^{-2} - (2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a \cdot L_f) \cdot z^{-1} + \frac{L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a^2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot \beta}{L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a^2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot \beta}}$	$G_r(w) = \frac{w^2 \cdot 4 \cdot VDC \cdot T_a^4 \cdot R_f \cdot C_p + w \cdot 8 \cdot VDC \cdot T_a^3 \cdot R_f \cdot C_p}{w^2 (L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a^2 + T_a^2 (2L_f R_f C_p + T_a L_f) + T_a^2 \Omega) - \frac{w \cdot (4 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot T_a - 4 \cdot T_a \cdot \Omega) + \frac{4 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p - 4 \cdot (2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a \cdot L_f) + 4 \cdot \Omega}{4 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p - 4 \cdot (2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a \cdot L_f) + 4 \cdot \Omega}}{w^2 (L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a^2 + T_a^2 (2L_f R_f C_p + T_a L_f) + T_a^2 \Omega) - \frac{w \cdot (4 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot T_a - 4 \cdot T_a \cdot \Omega) + \frac{4 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p - 4 \cdot (2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a \cdot L_f) + 4 \cdot \Omega}{4 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p - 4 \cdot (2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a \cdot L_f) + 4 \cdot \Omega}}}$	
$k_1 = K_s \cdot B \cdot e^{-0.5 \cdot B \cdot T_a} \cdot \cos\left(T_a \cdot \sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}\right) \quad k_2 = \frac{K_s \cdot B^2 \cdot 0.5}{\sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}} \cdot \sin\left(T_a \cdot \sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}\right) \quad k_3 = 2 \cdot e^{-0.5 \cdot B \cdot T_a} \cdot \cos\left(T_a \cdot \sqrt{\omega_c^2 - (0.25 \cdot B^2)}\right)$ $k_4 = e^{-B \cdot T_a} \quad n_0 = 4 \cdot K_{S(i)} \cdot B_{(i)} - 4 \cdot (k_1 + k_2) \quad n_1 = 4 \cdot K_{(i)} \cdot B_{(i)} \cdot T_a \quad n_2 = K_{(i)} \cdot B_{(i)} \cdot T_a^2 + T_a^2 \cdot (k_1 + k_2) \quad d_0 = 4 - 4 \cdot k_3 + 4 \cdot k_4$ $d_1 = 4 \cdot T_a - 4 \cdot k_4 \cdot T_a \quad d_2 = T_a^2 \cdot (1 + k_3 + k_4) \quad \beta = \left(\frac{1}{(L_f + L_p) \cdot C_p} - w^2 \right) \quad \Omega = L_f \cdot R_f \cdot C_p + T_a^2 \cdot L_f \cdot R_f \cdot C_p \cdot \beta + T_a \cdot L_f$			

As funções de transferência do sensor e do circuito de condicionamento de corrente devem ser incluídas no projeto do controlador. No entanto, elas estão no domínio s e externas ao DSC, impedindo que sejam transformadas para o domínio z . Uma vez que o projeto será feito no plano w , pode-se incluir as funções de transferência do sensor e do condicionamento do plano s junto às funções de transferência no plano w . O Quadro 4.2 apresenta as funções de transferência do sensor e do circuito de condicionamento da corrente no plano s e seus respectivos diagramas de bode

Quadro 4.2: Funções de transferências do sensor e do circuito de condicionamento da corrente.

Bloco	Função de Transferência em s	Função de Transferência em w	Diagrama de Bode de Módulo e Fase
Sensor	$Sens_{vi}(s) = H_{corrente}$	$Sens_{vi}(w) = H_{corrente}$	
Condicionamento	$Cond(s) = \frac{w_a}{s + \frac{w_a}{2}}$	$Cond(w) = \frac{w_a}{w + \frac{w_a}{2}}$	

A função de transferência de malha aberta é dada pela equação (4.82).

$$T_{vi}(w) = Sens_{vi}(w) \cdot Cond(w) \cdot AD(w) \cdot FMM_r(w) \cdot H_s(w) \cdot PWM(w) \cdot G_{vi}(w) \quad (4.82)$$

A Figura 4.18 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase para a função de transferência de malha aberta $T_{vi}(w)$. Verifica-se que o sistema é estável para qualquer frequência.

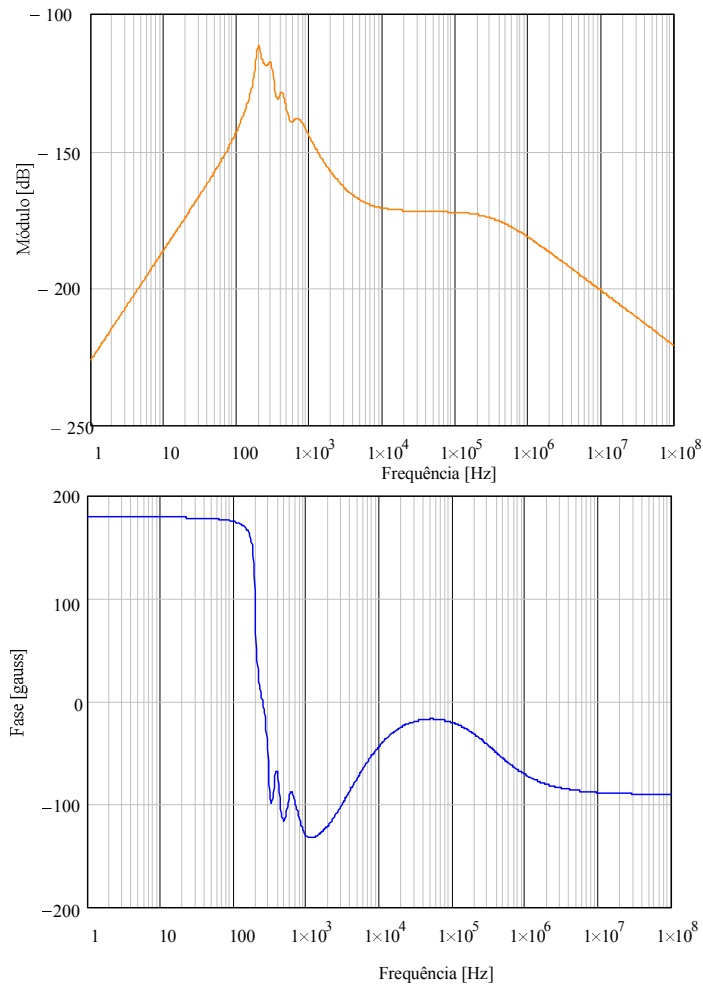


Figura 4.18: Diagrama de Bode de Módulo e Fase de $T_{vi}(w)$.

Dada a estratégia de controle adotada neste trabalho, em que existe uma seletividade de frequências devido aos filtros ressonantes, o controlador a ser projetado influenciará somente nas frequências 300, 420, 660 e 780Hz. Uma vez que essas frequências são localizações pontuais no diagrama de bode, um controlador proporcional é suficiente para que, nestas frequências, seus ganhos apresentem valores desejados. Portanto, a função de transferência do controlador é dada pela equação (4.83).

$$C_{vi}(w) = K_{vi} \quad (4.83)$$

onde K_{vi} é o ganho a ser projetado.

O ganho K_{vi} é calculado a partir do ganho que se deseja nas frequências de interesse. Conforme verificável no diagrama de módulo, a partir de 300Hz em diante tem-se uma declinação. Logo, opta-se pelo cálculo do ganho necessário considerando o pior caso, ou seja, em 780Hz. Deseja-se uma atenuação de 20dB nessa frequência. Figura O cálculo do ganho, necessário para atingir essa exigência é dado pela equação (4.84).

$$K_{vi} = 10^{\frac{\text{Ganho_Desejado}(780\text{Hz}) - \text{Ganho_Atual}(780\text{Hz})}{20}} \quad (4.84)$$

Portanto, o ganho calculado é dado por (4.85).

$$K_{vi} = 9,276695846297 \cdot 10^7 \quad (4.85)$$

A função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador é dada pela equação (4.86).

$$MA_{vi}(w) = C_{vi}(w) \cdot T_{vi}(w) \quad (4.86)$$

A Figura 4.19 apresenta o diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador. Verifica-se que em 780Hz, o ganho apresentado é de 20dB. Nas demais frequências de interesse, 300Hz, 420Hz e 660Hz o ganho é superior a 20dB.

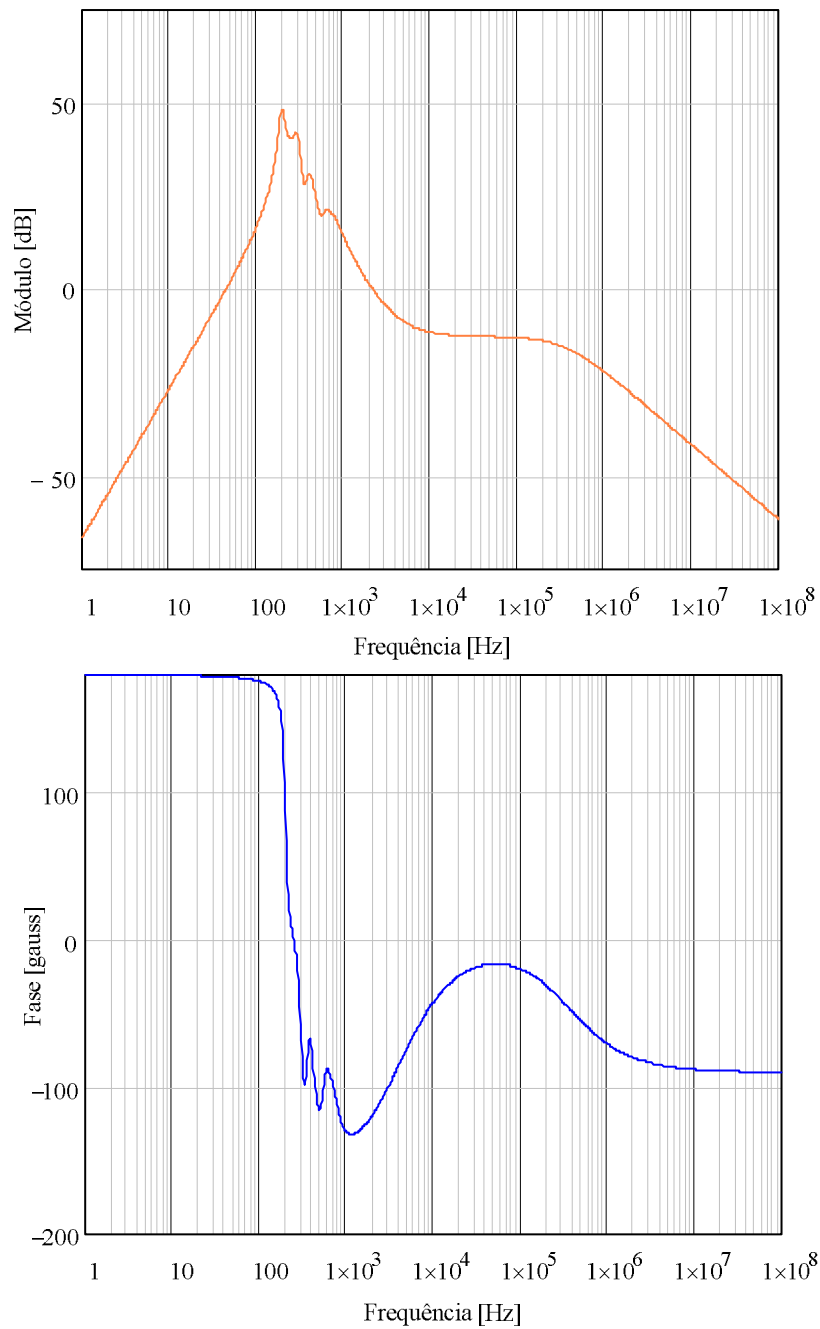


Figura 4.19: Diagrama de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador projetado.

Verifica-se que o ganho apresentado nos pontos de 300, 420, 660 e 780Hz apresentam valores finitos. Consequentemente, o erro de regime permanente nesses pontos será diferente de zero.

4.3 CONTROLE DA TENSÃO DO *LINK* DC

O valor de operação da tensão do *Link* DC foi escolhido de acordo com as abordagens dos capítulos anteriores. Surge então a necessidade de mantê-lo estável e controlado por meio de um controle específico. Os controles da corrente harmônica de linha e da tensão do *Link* DC devem operar com a mínima dependência possível entre si, a fim de não prejudicar a resposta dinâmica do filtro híbrido. Reduz-se a dependência entre controles ajustando velocidades de resposta diferentes. Recomenda-se que um controle seja pelo menos dez vezes mais rápido que o outro [32]. Consequentemente, a dependência entre eles é reduzida. Neste trabalho, a dependência entre os controladores é ainda menor devido à estratégia de controle proposta. A tensão do *Link* DC é ajustada através da componente fundamental da corrente de linha que, por sua vez, não é utilizada no controle das correntes harmônicas. A inclusão da malha de controle do *Link* DC é adicionada externamente à malha de controle das correntes harmônicas da linha. A Figura 4.20 apresenta o diagrama da estratégia de controle na qual a malha de controle das correntes harmônicas foi substituída por uma função de transferência equivalente $T_{eq}(z)$.

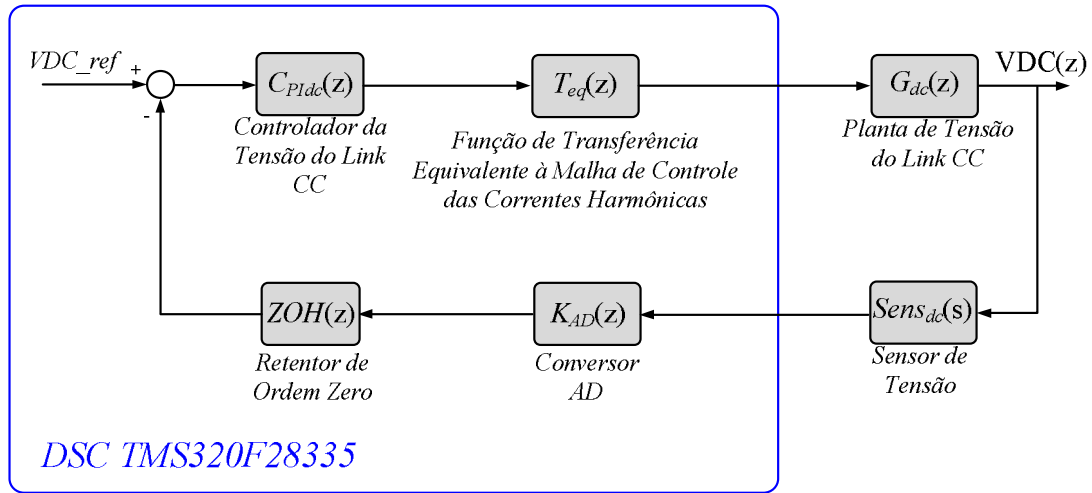


Figura 4.20: Diagrama da estratégia de controle da tensão do *Link* DC incluída externamente à malha de controle das correntes harmônicas.

Para influenciar na componente fundamental da corrente de linha deve-se adicionar um valor médio diferente de zero a um dos eixos dq , pois ao transformar-se para coordenadas abc ,

são convertidos em sinais de frequência fundamental. Conforme apresentado na Figura 4.21, o sinal de saída do controlador da tensão é somado ao eixo q devido ao deslocamento de 90° entre a componente fundamental da corrente de linha com a componente fundamental da corrente do filtro ativo.

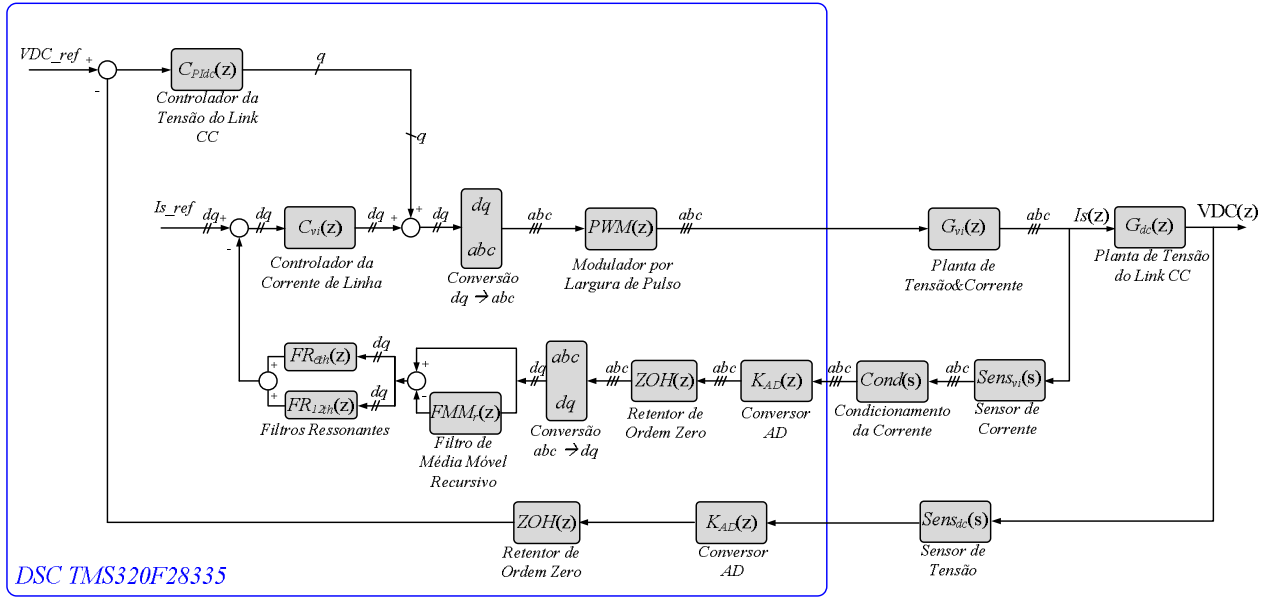


Figura 4.21: Diagrama de controle com a implementação do controle da tensão do *Link* DC.

4.3.1 Sensor de Tensão: $Sens_{dc}(s)$

A função de transferência do sensor de tensão é dada pela equação (4.4).

$$Sens_{dc}(s) = H_{tensão} \quad (4.87)$$

Onde, $H_{tensão}$ é o ganho do sensor de tensão.

4.3.2 Ganho do Conversor A/D: $AD(z)$

A função de transferência do conversor AD é o ganho obtido na conversão. Logo, a função de transferência é dada pela equação (4.6).

$$AD(z) = K_{AD} \quad (4.88)$$

4.3.3 Planta de Tensão: $G_{dc}(z)$

Deve-se conhecer a planta de tensão do *Link* DC $G_{dc}(z)$ que relaciona a tensão V_{DC} com a corrente de linha i_s . De maneira análoga à planta de Tensão&Corrente, o retentor de ordem zero da malha será deslocado para próximo da planta de tensão. A função de transferência é dada pela equação (4.89).

$$G_{dc}(z) = \frac{\widetilde{v_{dc}}(z)}{\widetilde{i_s}(z)} \quad (4.89)$$

A Figura 4.22 apresenta o circuito do inversor e seu respectivo circuito equivalente. O resistor R_o foi adicionado apenas para efeito de análise, pois serão mencionados termos como potência e corrente média, sendo que esses possuem valores nulos em capacitores. Após as deduções necessárias, será adotada resistência infinita ao resistor R_o .

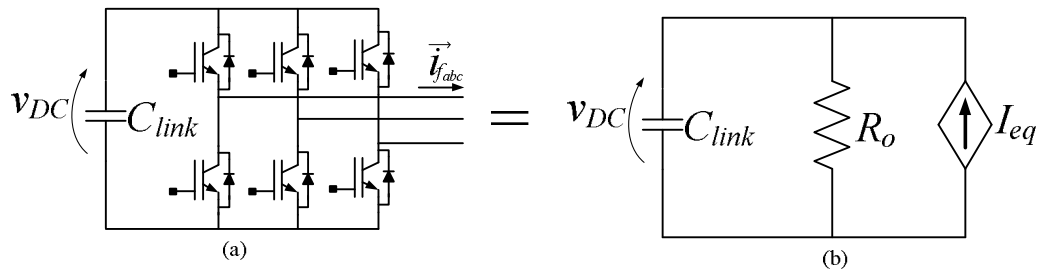


Figura 4.22: Circuito (a) do filtro ativo e (b) seu circuito equivalente.

A fonte de corrente dependente I_{eq} representa a corrente equivalente total dos três ramos do inversor. Analisando o circuito e supondo fator de potência unitário, a potência de entrada é dada pela equação (4.90).

$$P_{entrada} = 3 \cdot V_{f_rms} \cdot I_{Lf_rms} \quad (4.90)$$

A potência de saída é dada pela equação (4.91).

$$P_{saida} = I_{eq_medio} \cdot VDC_{medio} \quad (4.91)$$

Considerando que o circuito opera com 100% de rendimento, igualam-se as equações (4.90) e (4.91) chega-se a:

$$3 \cdot V_{f_rms} \cdot I_{Lf_rms} = I_{eq_medio} \cdot VDC_{medio} \quad (4.92)$$

Logo, a equação da corrente equivalente média em função dos valores de pico da tensão e corrente no ponto de acoplamento entre os filtros é dada por (4.93).

$$I_{eq_medio} = \frac{3 \cdot V_{f_pico} \cdot I_{Lf_pico}}{2 \cdot VDC_{medio}} \quad (4.93)$$

Aplicando a equação de divisor de corrente fasorial no ponto de acoplamento entre os filtros, chega-se a equação da corrente do filtro ativo $i_{Lf_rms}(t)$, dada por (4.94).

$$i_{Lf}(t) = i_{Cp}(t) \cdot \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_f} \quad (4.94)$$

De acordo com as referências de corrente adotadas, a corrente pelo capacitor do filtro híbrido é dada por (4.95).

$$i_{C_p}(t) = i_L(t) - i_s(t) \quad (4.95)$$

Verifica-se que existe dependência com a corrente da carga. No entanto, a corrente da carga que circula pelo filtro híbrido é composta exclusivamente de componentes harmônicas. Uma vez que o *link* DC carrega e descarrega somente pela componente fundamental da corrente de linha, a equação (4.95) é exclusiva para essa componente. Logo,

$$i_{C_p}(t) = -i_s(t) \quad (4.96)$$

Substituindo (4.96) em (4.94), obtêm-se (4.97).

$$i_{L_f}(t) = -i_s(t) \cdot \frac{L_p}{L_p + L_f} \quad (4.97)$$

A equação da corrente do filtro ativo, para valores de pico, é dada por (4.98).

$$i_{L_f_pico} = -i_{s_pico}(t) \cdot \frac{L_p}{L_p + L_f} \quad (4.98)$$

A tensão do ponto de acoplamento dos filtros é obtida a partir do circuito da parte passiva do filtro híbrido apresentado na Figura 4.23.

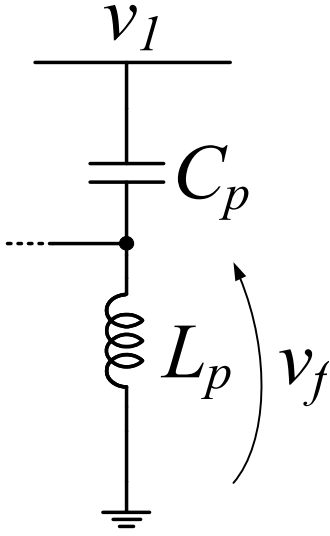


Figura 4.23: Parte passiva do filtro híbrido.

Para obter a tensão de pico de v_f , aplica-se a equação de divisor de tensão fasorial. Logo,

$$V_{f_pico} = V_{l_pico} \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p + \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_p}} \quad (4.99)$$

Portanto,

$$V_{f_pico} = V_{l_pico} \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p - 1} \quad (4.100)$$

Substituindo (4.100) e (4.98) em (4.93), obtêm-se (4.101). Nota-se que o sinal negativo de (4.98) alterou a ordem de denominador de (4.100).

$$I_{eq_medio} = \frac{3 \cdot V_{l_pico}}{2 \cdot VDC_{medio}} \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p}{1 - [(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p]} \cdot \frac{X_{Lp}}{X_{Lp} + X_{Lf}} \cdot i_s(t) \quad (4.101)$$

Analisando o circuito equivalente do filtro ativo, chega-se à equação diferencial temporal que o descreve, dada por (4.102).

$$i_{eq_medio}(t) = C_{link} \cdot \frac{dvdc(t)}{dt} + \frac{vdc(t)}{R_o} \quad (4.102)$$

Substituindo (4.101) em (4.102), chega-se à equação (4.103).

$$\frac{3 \cdot V_{l_pico}}{2 \cdot VDC_{medio}} \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p}{1 - [(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p]} \cdot \frac{L_p}{L_p + L_f} \cdot i_s(t) = C_{link} \cdot \frac{dvdc(t)}{dt} + \frac{vdc(t)}{R_o} \quad (4.103)$$

Aplicando a perturbação e linearização, utilizando as equações (4.104) e (4.105).

$$vdc(t) = \overline{VDC} + \widetilde{vdc(t)} \quad (4.104)$$

$$i_s(t) = \overline{I_s} + \widetilde{i_s(t)} \quad (4.105)$$

Substituindo-as na equação (4.103) e aplicando a transformada de Laplace, obtêm-se a função de transferência que relaciona a tensão do *Link* DC com a corrente de linha i_s .

$$\frac{\widetilde{vdc}(s)}{\widetilde{i_s}(s)} = \frac{1}{s \cdot C_{link} + \frac{1}{R_o}} \cdot \frac{3 \cdot V_{l_pico} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p^2 \cdot C_p}{2 \cdot VDC_{medio} \cdot \left\{ 1 - [(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p] \right\} \cdot (L_p + L_f)} \quad (4.106)$$

Substituindo R_o por infinito, tem-se que a função de transferência, no domínio s , é dada por (4.107).

$$\frac{\widetilde{vdc}(s)}{\widetilde{i_s}(s)} = \frac{1}{s \cdot C_{link}} \cdot \frac{3 \cdot V_{l_pico} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p^2 \cdot C_p}{2 \cdot VDC_{medio} \cdot \left\{ 1 - [(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p] \right\} \cdot (L_p + L_f)} \quad (4.107)$$

Aplicando a transformada z em (4.107), junto com o retentor de ordem zero, chega-se à função de transferência, no domínio z , da planta de tensão do *Link* DC, dada por (4.108).

$$G_{dc}(z) = \frac{\widetilde{vdc}(z)}{\widetilde{i_s}(z)} = \frac{T_a^2 \cdot \Lambda}{(1 - z^{-1})} \quad (4.108)$$

Onde,

$$\Lambda = \frac{3 \cdot V_{1_pico} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p^2 \cdot C_p \cdot T_a}{2 \cdot VDC_{medio} \cdot \left\{ 1 - \left[(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_p \cdot C_p \right] \right\} \cdot (L_p + L_f) \cdot C_{link}} \quad (4.109)$$

Aplicando a transformada bilinear, obtêm-se a função de transferência da planta de tensão do *Link* DC, dada por (4.110).

$$G_{dc}(w) = \frac{T_a \cdot \Lambda \cdot (w + 2)}{2 \cdot w} \quad (4.110)$$

4.3.4 Função de transferência equivalente da malha de controle das correntes de linha: $T_{eq}(z)$

O controle das correntes de linha opera sem alterar a componente fundamental. Logo não existe influência desse controle no controle da tensão do *Link* DC. A função de transferência equivalente da malha de controle da corrente de linha $T_{eq}(w)$ fica reduzida à equação (4.111).

$$T_{eq}(w) = 1 \quad (4.111)$$

4.3.5 Projeto do Controlador: $C_{PIde}(z)$

A função de transferência de malha aberta do controle da tensão do *Link* DC é dada por (4.112).

$$T_{dc}(w) = Sens_{dc}(w) \cdot K_{AD}(w) \cdot T_{eq}(w) \cdot G_{dc}(w) \quad (4.112)$$

A Figura 4.24 apresenta os diagramas de Bode de módulo e fase.

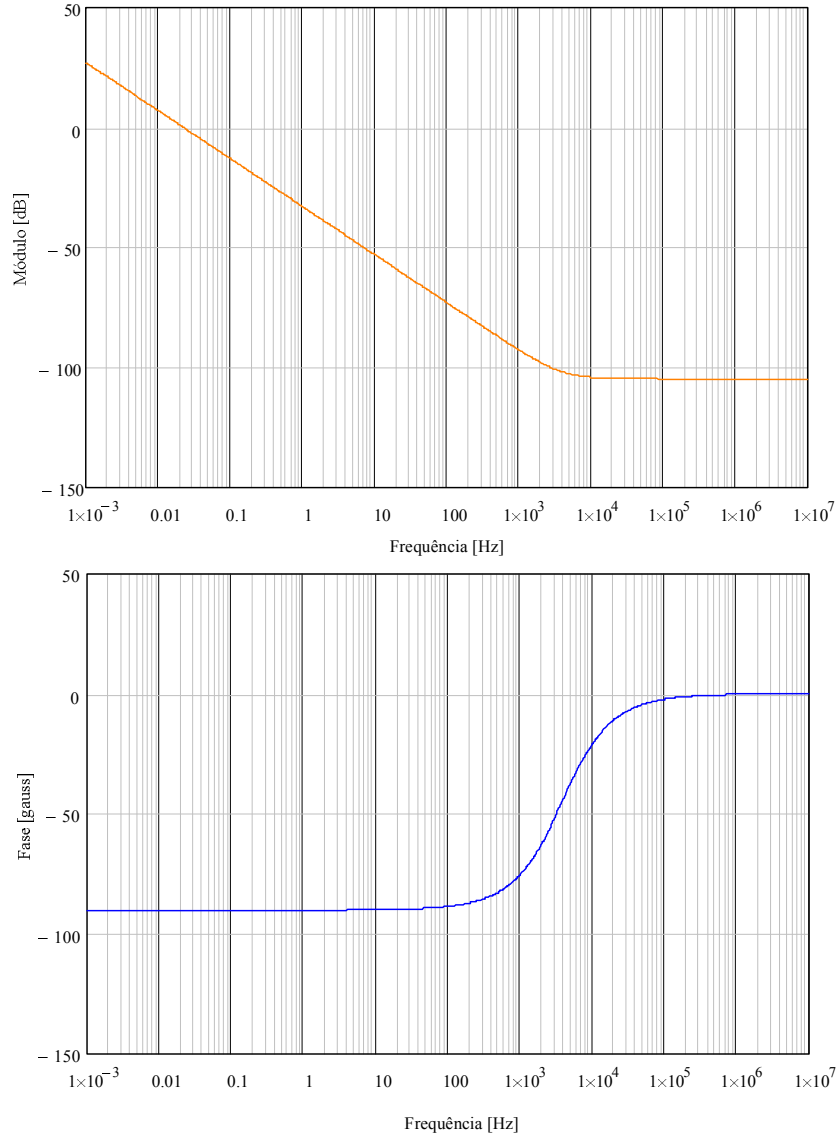


Figura 4.24: Diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta da malha de controle da tensão do *Link* DC.

Como requisito de projeto adotou-se frequência de corte da malha de controle da tensão do *Link* DC 15 vezes menor que a frequência da componente fundamental da corrente de linha. Logo,

$$f_{c_dc} = \frac{f}{15} \quad (4.113)$$

A margem de fase exigida deve estar no intervalo de 35° e 75°. O controlador PI é suficiente para atingir essas exigências. A equação (4.114) apresenta a função de transferência do PI projetado, no plano w , através do método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols [33].

$$C_{PI_{dc}}(w) = 9,32132165463 \left(\frac{w + 120,7754806513}{w} \right) \quad (4.114)$$

A função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador é dada pela equação (4.115).

$$MA_{dc}(w) = C_{PI_{dc}}(w) \cdot T_{dc}(w) \quad (4.115)$$

A Figura 4.25 apresenta os resultantes diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador. Verifica-se que as exigências foram atendidas.

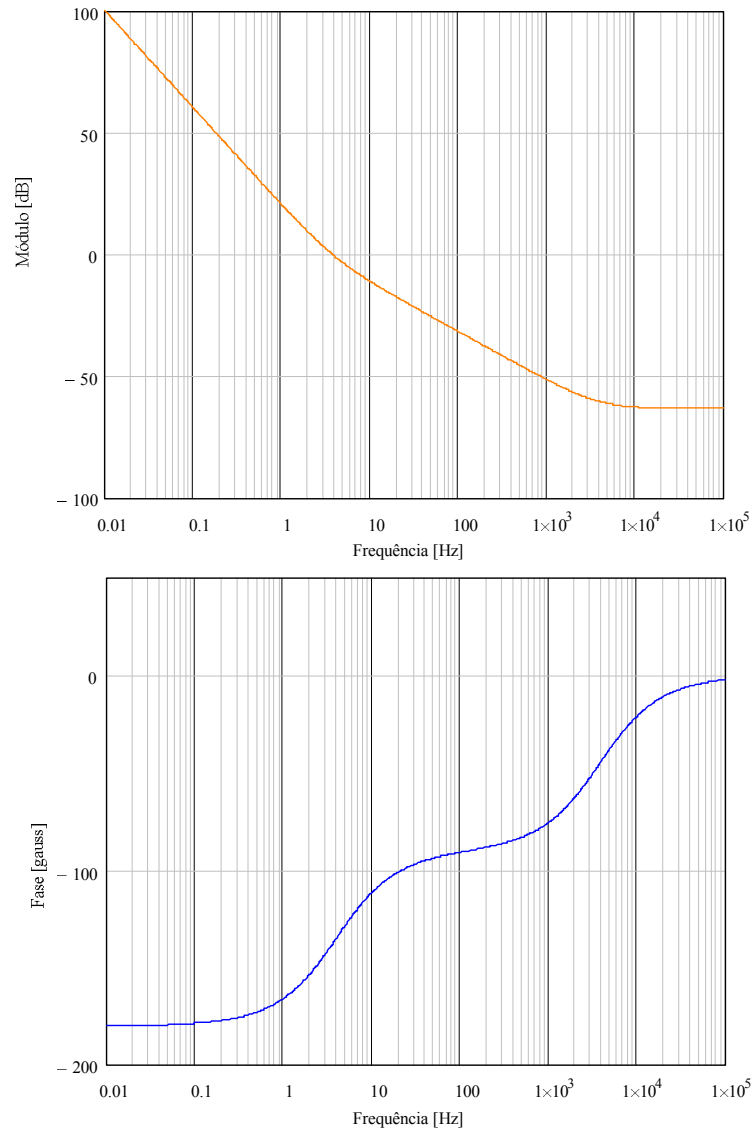


Figura 4.25: Diagramas de Bode de módulo e fase da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador projetado.

Visto que o controlador projetado satisfaz as condições de projeto, resta transformá-lo para o domínio z . Essa transformação é dada pela transformada bilinear inversa, representada pela equação (4.116).

$$w = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4.116)$$

Portanto, a função de transferência do controlador projetado no domínio z é dada pela equação (4.117).

$$C_{Pldc}(z) = \frac{120,776522317967 \cdot z^{-1} - 120,770448339606}{1 - z^{-1}} \quad (4.117)$$

4.4 CONTROLE DA POTÊNCIA REATIVA DO FILTRO ATIVO

A componente fundamental da corrente que circula pela parte ativa é responsável pelas perdas do inversor, pelo carregamento do capacitor do *link* DC e pela potência reativa, sendo esta última a responsável por aproximadamente toda a amplitude. Elevada amplitude da componente fundamental exige maior necessidade de processamento de potência pelo filtro ativo. Será implementado um controle para a eliminação da potência reativa processada pelo filtro ativo, uma vez que sua inexistência não compromete o funcionamento do filtro híbrido. Consequentemente, a componente fundamental será reduzida. Serão mantidos os controles que foram utilizados até o momento. A corrente de saída do filtro ativo será a variável controlada. A Figura 4.26 apresenta o diagrama simplificado do sistema com o filtro híbrido com a medição da corrente do filtro ativo.

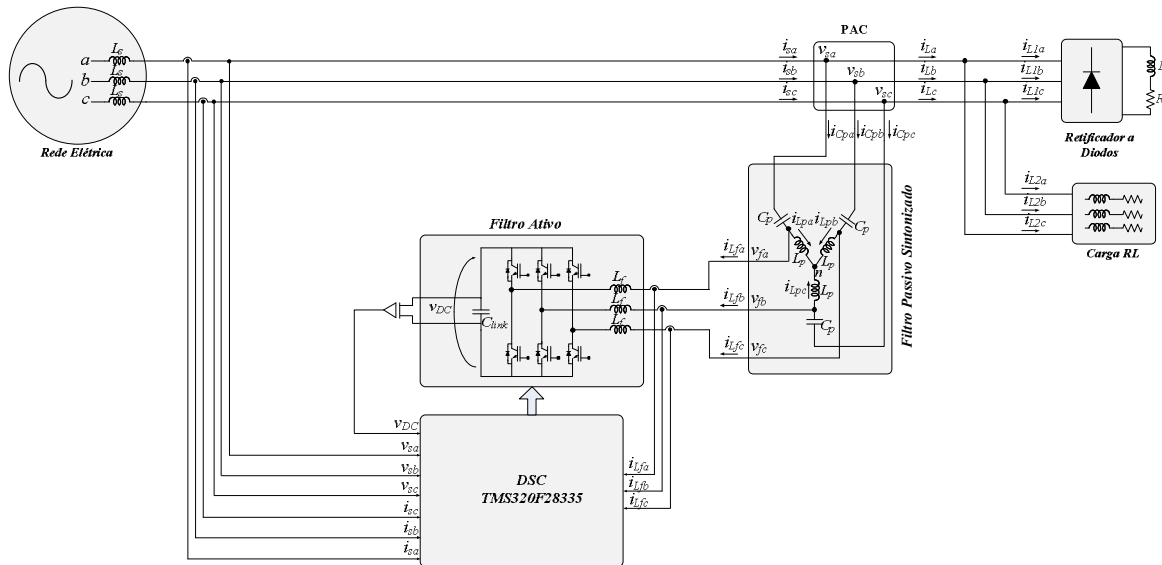


Figura 4.26: Diagrama simplificado do cenário 4.

5 IMPLEMENTAÇÃO DA SOLUÇÃO EXPLORADA

Serão apresentadas simulações numéricas e resultados experimentais da solução explorada. As simulações foram realizadas de acordo com o projeto apresentado nos capítulos anteriores. O sistema elétrico simulado é de média tensão industrial. O filtro passivo está sintonizado na 4,9ª harmônica. Daqui em diante ele será chamado no texto como filtro na 5ª harmônica. Os resultados experimentais foram obtidos a partir de um protótipo de baixa potência desenvolvido no laboratório. Os resultados de simulação e experimental estão apresentados lado-a-lado para melhor visualização e comparação. Os resultados que apresentam espectro harmônico possuem Ampére e Volt como unidades de medidas no eixo vertical. Três diferentes cenários serão apresentados. Antes da confecção do protótipo, foram realizadas simulações em baixa tensão e com os mesmos parâmetros do protótipo. Resultados das simulações em baixa tensão estão apresentados no Apêndice D. As simulações foram realizadas no software PSIM9.0. Foto do protótipo experimental está apresentada no Apêndice E.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros da estrutura de potência do circuito simulado e do protótipo experimental para todos os cenários descritos adiante.

Tabela 5.1: Parâmetros do circuito simulado e do protótipo experimental.

Parâmetro	Circuito Simulado	Protótipo Experimental
<i>Rede Elétrica</i>		
Frequência da rede	$f_r = 60\text{Hz}$	$f_r = 60\text{Hz}$
Tensão eficaz de fase da rede	$V_{l_{rms}} = 4,16\text{kV}$	$V_{l_{rms}} = 127\text{V}$
Tensão de pico de fase da rede	$V_{l_{pk}} = 5,88\text{kV}$	$V_{l_{pk}} = 180\text{V}$
Indutância da linha	$L_s = 1,26\text{mH}$	$L_s = 0,58\text{mH}$
Resistência da linha	$R_s = 0,2\Omega$	-
Distorção máxima da 5ª harmônica nas tensões de fase	$d_{5\%} = 3\%$	$d_{5\%} = 3\%$
<i>Filtro Sintonizado na 4,9ª</i>		
Capacitância do filtro passivo	$C_p = 47\mu\text{F}$	$C_p = 100\mu\text{F}$
Indutância do filtro passivo	$L_p = 6,17\text{mH}$	$L_p = 2,94\text{mH}$

Resistência série do filtro passivo	$R_{sf} = 0,387\Omega$	-
<i>Filtro Ativo</i>		
Indutância do filtro ativo	$L_f = 6,41\text{mH}$	$L_f = 2,94\text{mH}$
Capacitância do <i>Link</i> DC	$C_{Link} = 4000\mu\text{F}$	$C_{Link} = 2800\mu\text{F}$
Sensor de corrente	$H_{corrente} = 0,001$	$H_{corrente} = 0,1$
Sensor de tensão do <i>Link</i> DC	$H_{tensao} = 0,002$	$H_{tensao} = 0,018$
<i>Carga conectada ao PAC (nominal)</i>		
Carga 1: Retificador Trifásico com RL no lado DC. Potência Aparente	$S_{AI} = 1,5\text{MVA}$	$S_A = 1,80\text{kVA}$
Carga 2: Motor de Indução Trifásico	$S_A = 2,2\text{MVA}$	$S_A = 2\text{kVA}$
Corrente eficaz da carga 1	$I_{Lef1} = 120,0\text{A}$	$I_{Lef} = 4,8\text{A}$
Corrente eficaz da carga 2	$I_{Lef2} = 180,0\text{A}$	$I_{Lef} = 5,2\text{A}$
Corrente total de pico de 5ª harmônica das cargas	$I_{L5} = 27,00\text{ A}$	$I_{L5} = 1,27\text{A}$
Corrente total de pico de 7ª harmônica das cargas	$I_{L7} = 11,80\text{ A}$	$I_{L7} = 0,60\text{A}$
Corrente total de pico de 11ª harmônica das cargas	$I_{L11} = 10,00\text{ A}$	$I_{L11} = 0,37\text{A}$
Corrente total de pico de 13ª harmônica das cargas	$I_{L13} = 8,30\text{ A}$	$I_{L13} = 0,35\text{A}$
Tensão do <i>Link</i> DC calculada conforme (3.7)	$v_{dc} > 1490\text{V}$	$v_{dc} > 46,46\text{V}$
Tensão do <i>Link</i> DC adotada	$v_{dc} = 2\text{kV}$ (1/3 de V_{lpk})	$v_{dc} = 60\text{V}$ (1/3 de V_{lpk})
Relação entre tensão adotada e calculada	1,34	1,29

5.1 GERAÇÃO AUTOMÁTICA DO CÓDIGO FONTE DO MICROCONTROLADOR

A implementação de controle digital em microcontroladores requer conhecimentos de linguagem de programação. Há alguns anos, a programação do controle digital era feita em linguagem *assembler*. Mais recentemente, fabricantes lançaram microcontroladores que permitiam ser programados em linguagem C++, facilitando o trabalho dos projetistas. Exigia-se apenas o conhecimento dos registradores necessários para o funcionamento. Com o avanço da engenharia de *software*, atualmente, é possível implementar o controle digital através da geração automática de código. *Softwares* de simulação como o PSIM e MatLab realizam essa tarefa. Blocos funcionais são convertidos diretamente em código fonte para o microcontrolador. Nesta dissertação foi utilizada a geração automática de código a partir do PSIM. Todos os blocos funcionais foram configurados de acordo com a estratégia de controle adotada. A Figura 5.1 apresenta o diagrama no PSIM que foi utilizado para geração automática do código e nas simulações.

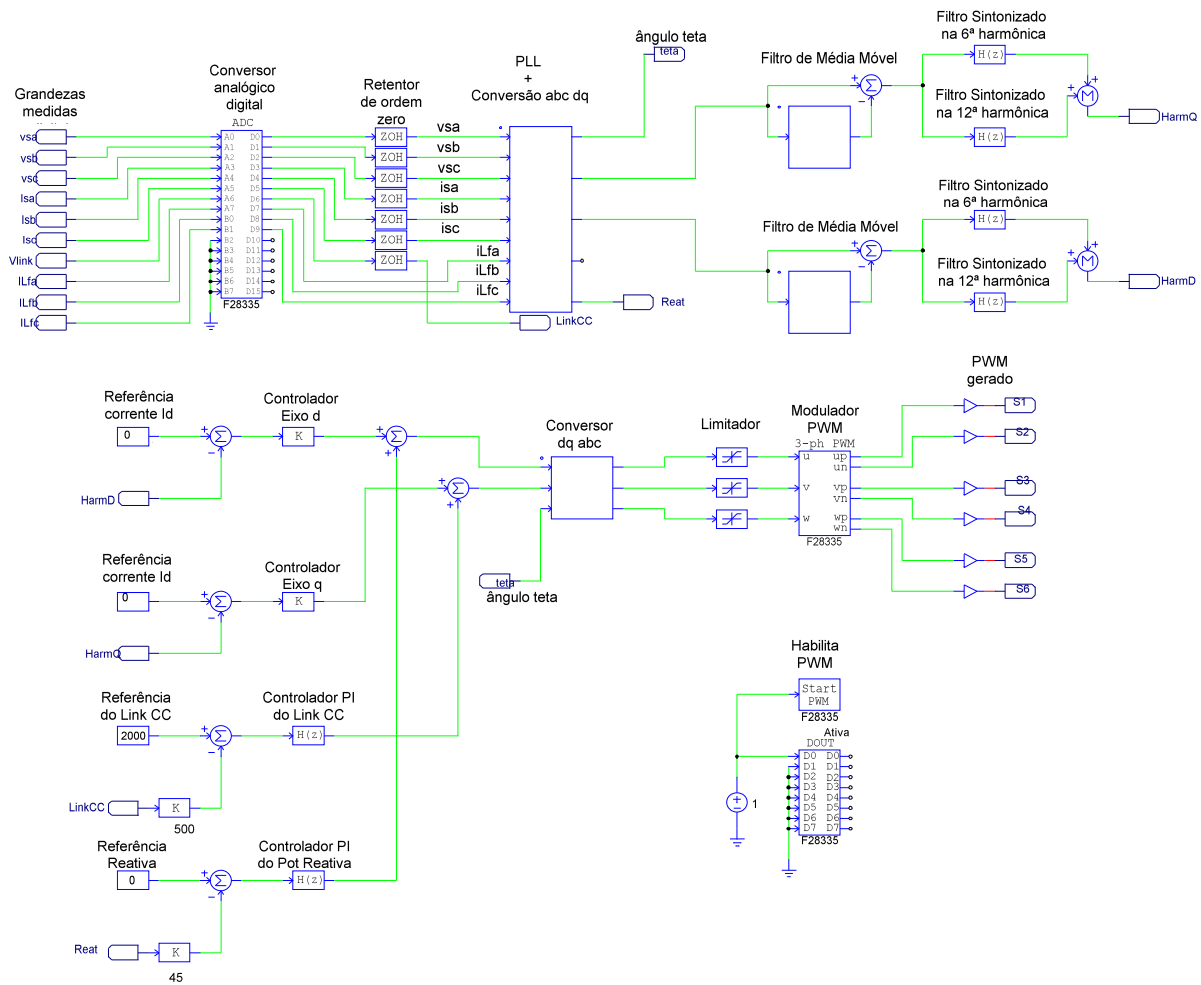


Figura 5.1: Diagrama utilizado para geração automática do código e para as simulações.

5.2 CENÁRIO 1: DESSINTONIA DO FILTRO PASSIVO

Neste cenário, será considerado que o filtro passivo está sintonizado na 4,9ª harmônica. A Figura 5.2 apresenta o diagrama simplificado do cenário 1. O circuito simulado encontra-se no Apêndice C. As formas de ondas apresentadas estão referenciadas de acordo com as referências apresentadas nesta figura. As tensões estão referenciadas ao ponto n .

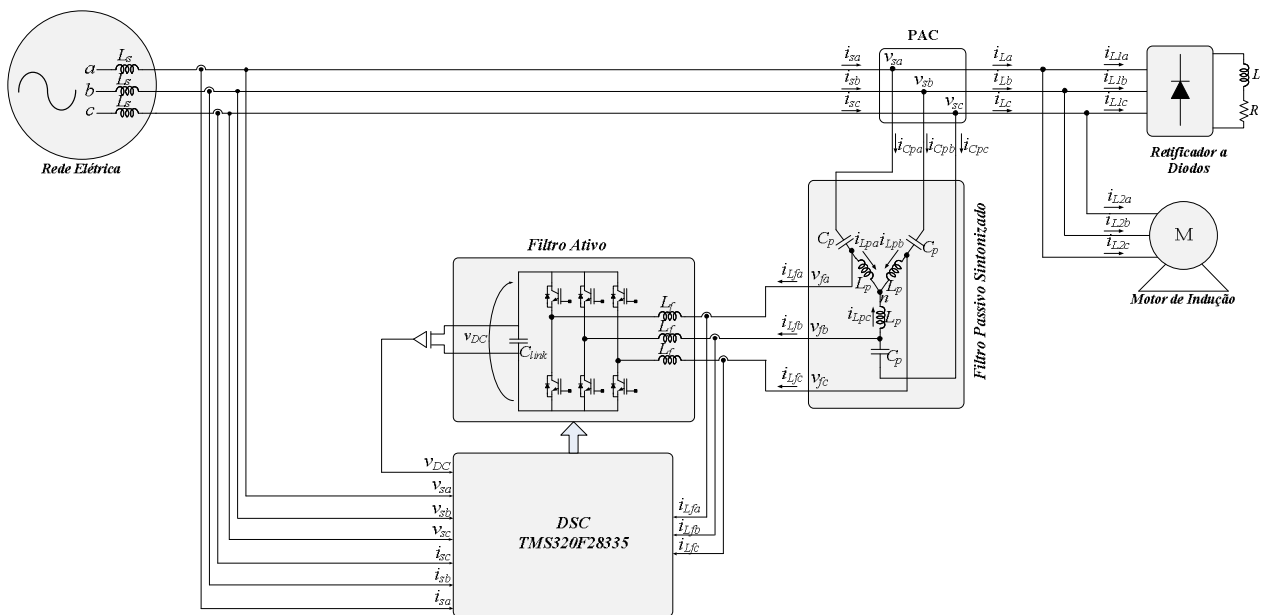


Figura 5.2: Diagrama simplificado do cenário 1.

A tensão da rede elétrica para este cenário é senoidal. Existe um indutor entre a saída da fonte e o sistema estudado. A Figura 5.3 apresenta a forma de onda da tensão no PAC e seu respectivo espectro.

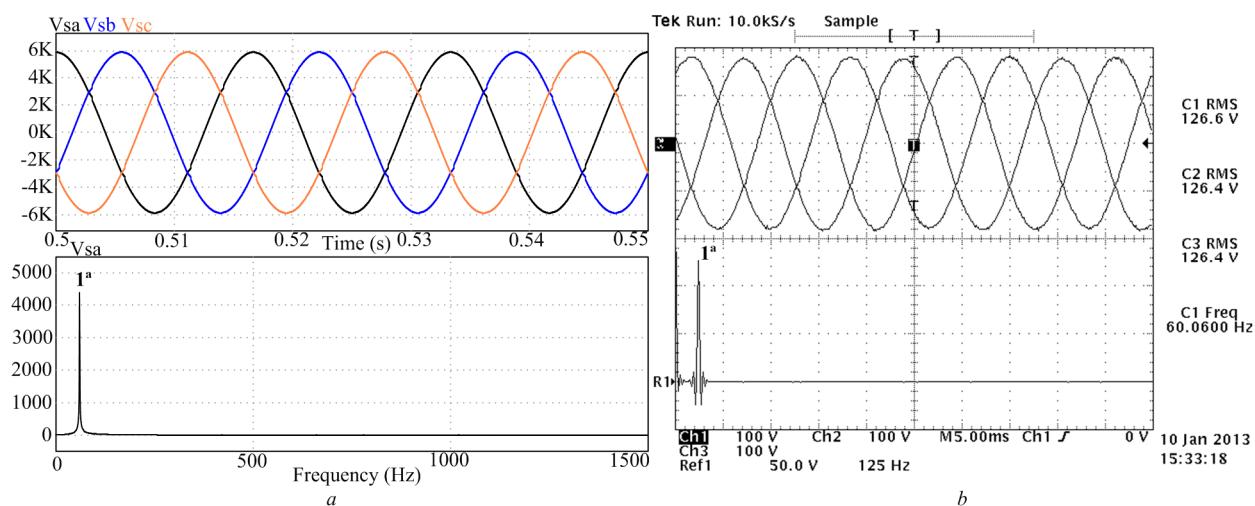


Figura 5.3: Tensão de fase no PAC e espectro. (a) simulação; (b) experimental.

A Figura 5.4 apresenta a corrente na carga retificador trifásico e seu respectivo espectro.

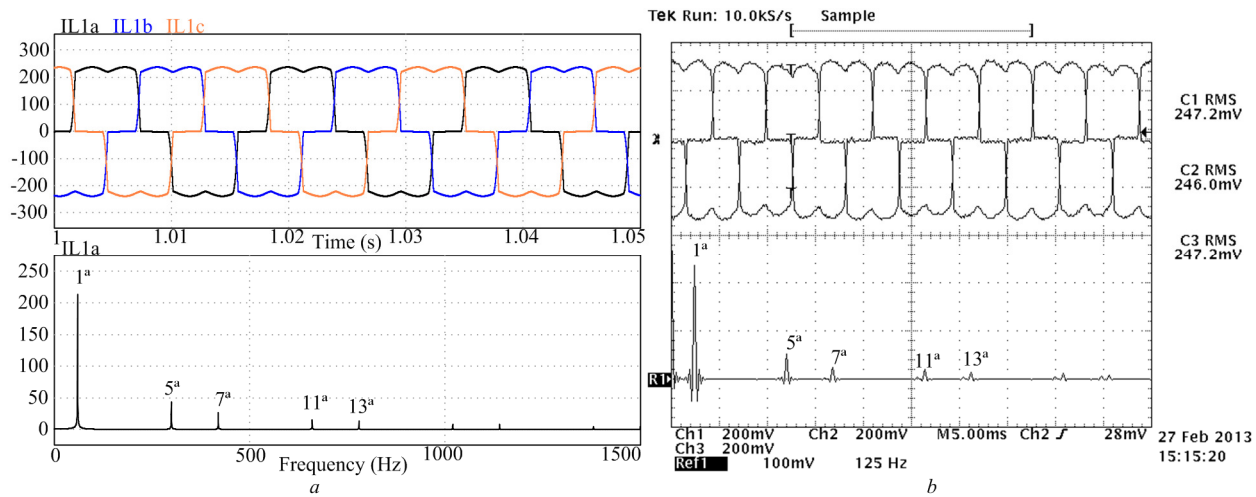


Figura 5.4: Corrente na carga retificador e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)

A Figura 5.5 apresenta a corrente na carga motor de indução trifásico e seu respectivo espectro.

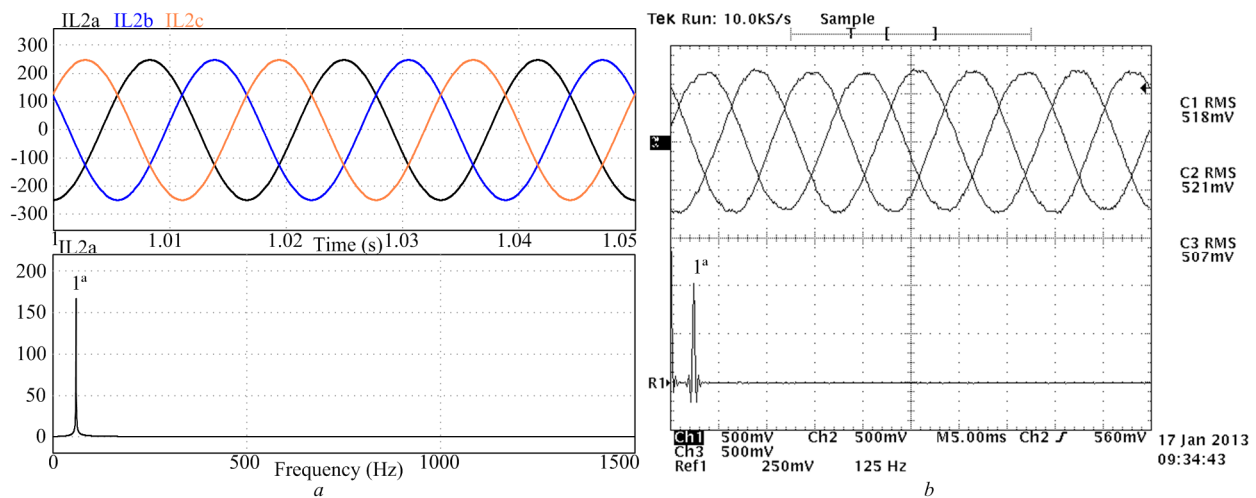


Figura 5.5: Corrente na carga motor e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)

A Figura 5.6 apresenta a corrente total das cargas e espectro.

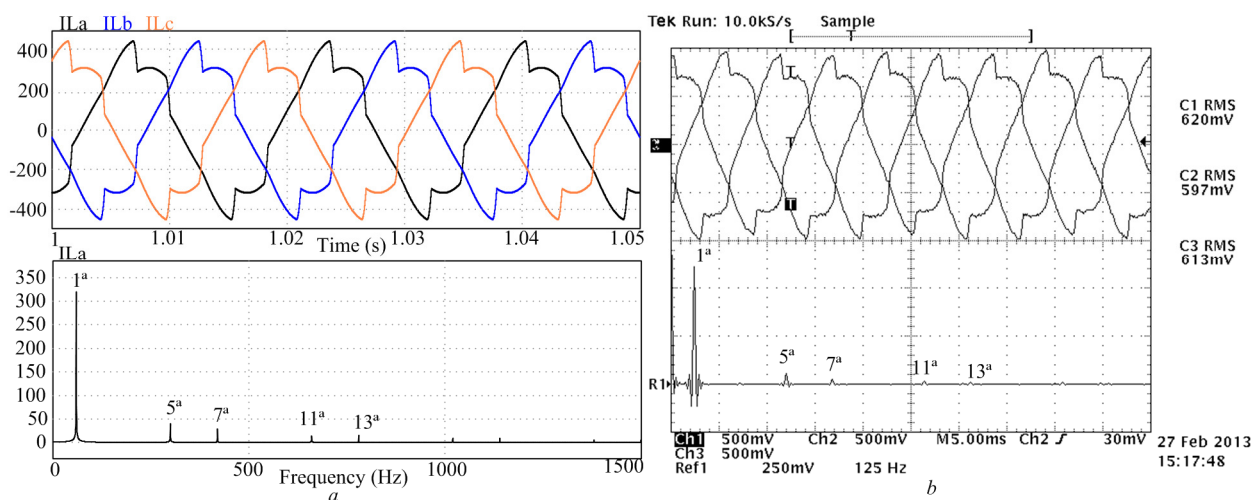


Figura 5.6: Corrente total das cargas e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)

A Figura 5.7 apresenta as correntes de linha e espectro sem o filtro ativo. Verifica-se a existência de corrente de 5^a harmônica, evidenciando a parcela que não é desviada pelo filtro passivo devido à dissintonia. As demais harmônicas é consequente da inexistência de solução para suas eliminações.

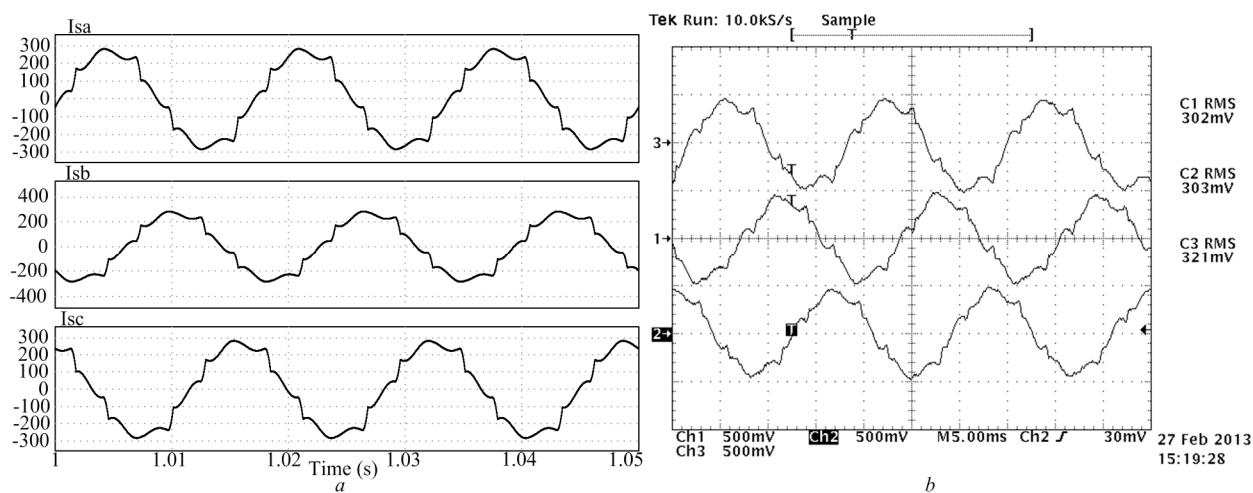


Figura 5.7: Correntes de linha e espectro sem o filtro ativo. (a) simulação; (b) experimental (Ch1, Ch2, Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.8 apresenta o espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando.

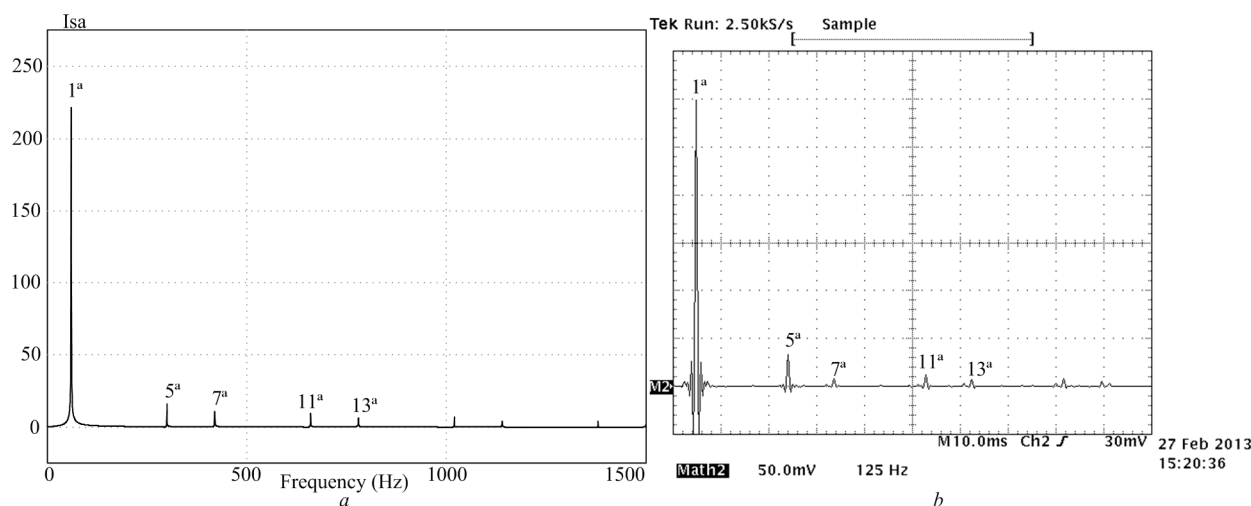


Figura 5.8: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.9 apresenta as correntes de linha e espectro com o filtro ativo atuando. Verifica-se que as correntes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônica foram eliminadas e a forma de onda é aproximadamente senoidal, evidenciando a eficácia do controle das correntes harmônicas.

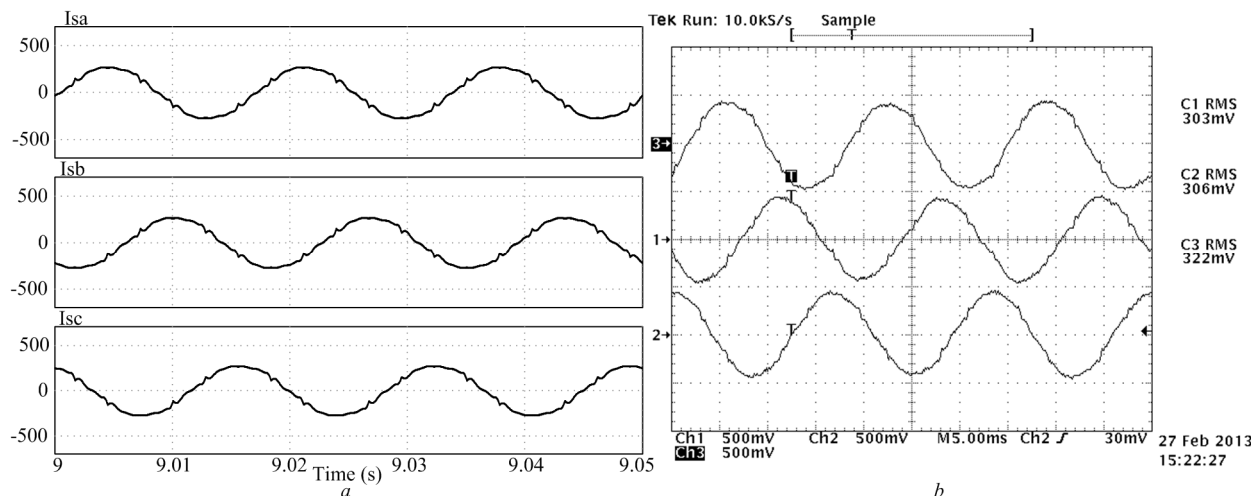


Figura 5.9: Correntes de linha e espectro com a solução explorada instalada. (a) simulação; (b) experimental (Ch1, Ch2, Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.10 apresenta o espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. As parcelas não compensadas nas harmônicas 5^a, 7^a, 11^a e 13^a são devidas ao erro de regime permanente.

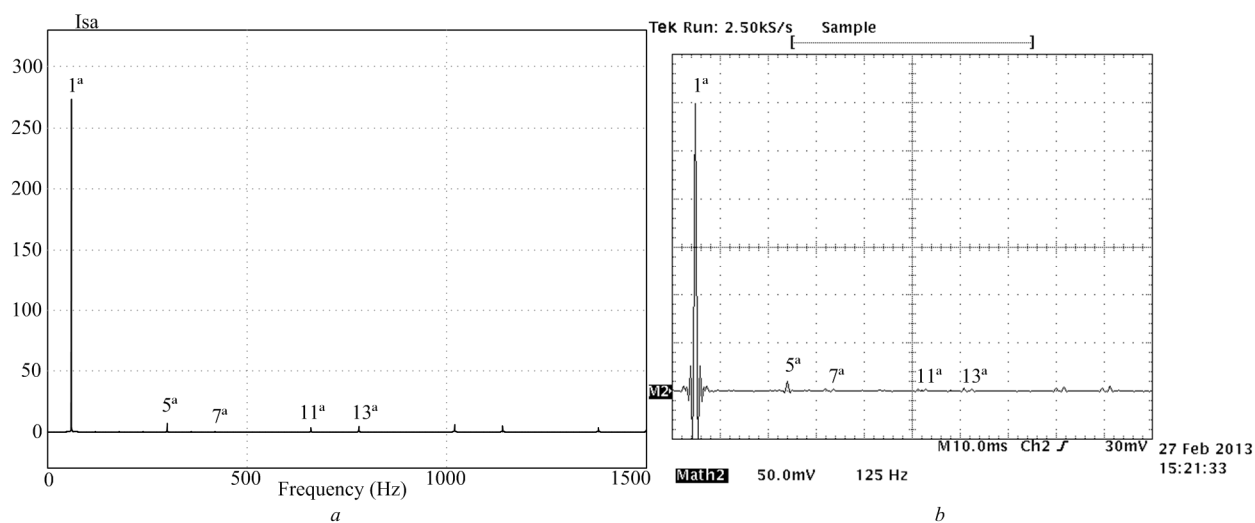


Figura 5.10: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.11 apresenta a tensão e a corrente para uma fase. Verifica-se que as grandezas estão em fase, evidenciando o equilíbrio da potência reativa das cargas com a do filtro passivo sintonizado. Ressalta-se que não existe controle para o ângulo de deslocamento entre as componentes fundamentais da tensão e corrente.

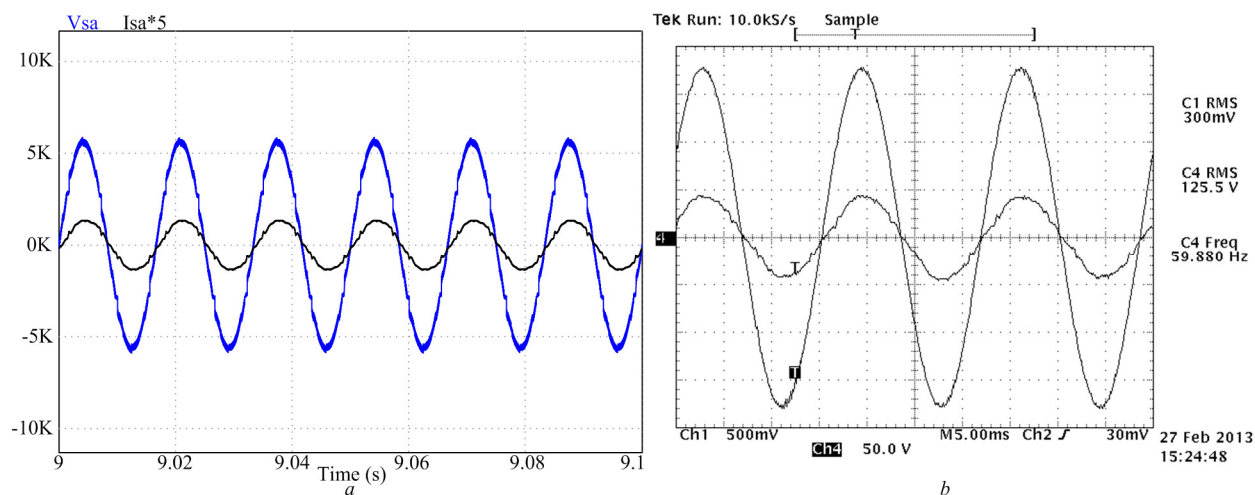


Figura 5.11: Tensão e corrente para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.12 apresenta as correntes pelos capacitores do filtro passivo sintonizado. Verifica-se que as correntes de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª são desviadas da rede elétrica através do filtro híbrido.

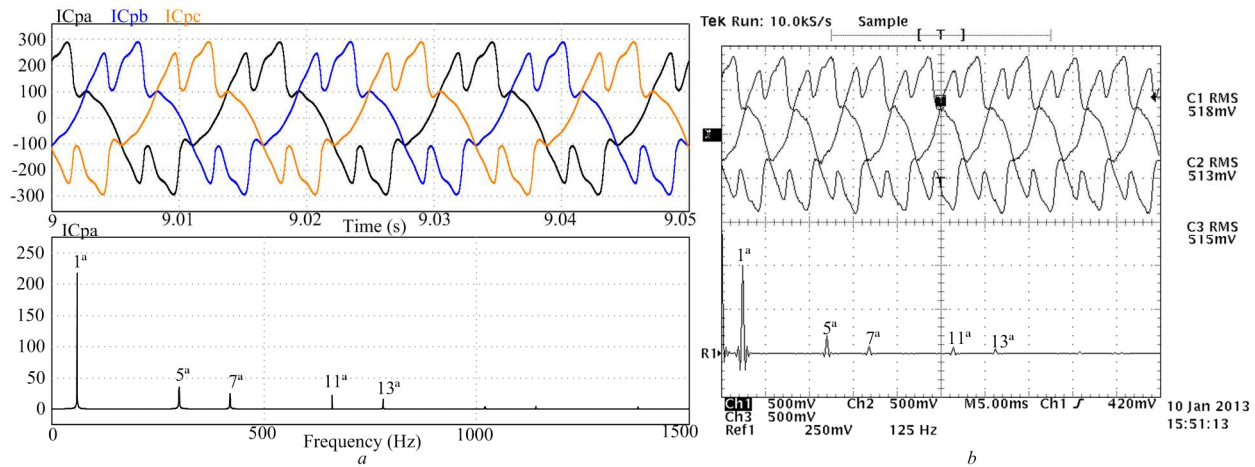


Figura 5.12: Correntes pelos capacitores do filtro passivo sintonizado. (a) simulação; (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.13 apresenta as correntes pela parte passiva do filtro híbrido. Verifica-se predominância da corrente de 5^a harmônica. A corrente de 7^a harmônica é dividida igualmente entre as partes passiva e ativa.

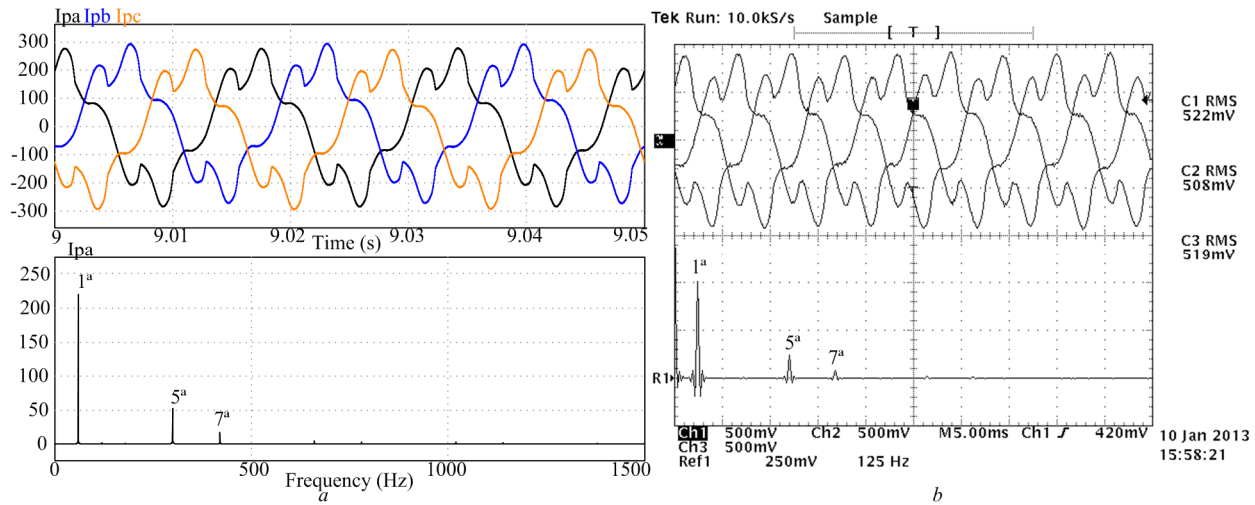


Figura 5.13: Corrente pela parte passiva do filtro híbrido. (a) simulação; (b) experimental. (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.14 apresenta a corrente pela parte ativa do filtro híbrido. Verifica-se que a corrente de 5^a harmônica é relativamente baixa. Sua existência é somente para compensar o desvio de sintonia do filtro passivo. Comportamento similar ocorreria caso houvesse aumento de carga e uma parcela da corrente de quinta harmônica circulasse pela rede. Nesse caso, o filtro

Figure 1 consists of two panels, (a) and (b). Panel (a) shows three vertically stacked time series plots of IL signals labeled ILfa, ILfb, and ILfc. The x-axis is Time (s) from 9.00 to 9.05, and the y-axis ranges from -50 to 50. Below these is a power spectrum plot with Frequency (Hz) on the x-axis (0 to 1500) and power on the y-axis (0 to 20). Peaks are labeled 1^a, 5^a, 7^a, 11^a, and 13^a. Panel (b) shows a comparison of IL signals with a reference signal. The top part shows three IL signals (ILfa, ILfb, ILfc) and a reference signal (R1) over a time interval from 9.00 to 9.05 s. The bottom part shows a zoomed-in view of the reference signal (R1) and the IL signals (ILfa, ILfb, ILfc) over a time interval from 9.00 to 9.05 s. The x-axis is Time (s) from 9.00 to 9.05, and the y-axis ranges from -50 to 50. The reference signal (R1) is shown in black, and the IL signals are shown in red. The zoomed-in view shows the reference signal (R1) and the IL signals (ILfa, ILfb, ILfc) over a time interval from 9.00 to 9.05 s. The x-axis is Time (s) from 9.00 to 9.05, and the y-axis ranges from -50 to 50. The reference signal (R1) is shown in black, and the IL signals are shown in red. The zoomed-in view shows the reference signal (R1) and the IL signals (ILfa, ILfb, ILfc) over a time interval from 9.00 to 9.05 s. The x-axis is Time (s) from 9.00 to 9.05, and the y-axis ranges from -50 to 50. The reference signal (R1) is shown in black, and the IL signals are shown in red.

O Quadro 5.1 apresenta o resumo da divisão das correntes no filtro híbrido em valores aproximados.

Diagrama simplificado do Filtro híbrido

Divisão das correntes

% da corrente i_{Cp} a partir do ponto A:

Corrente	Parte ativa i_{Lf}	Parte passiva i_{Lp}
1ª	5%	95%
5ª	3%	97%
7ª	50%	50%
11ª	95%	5%
13ª	98%	2%

A Figura 5.15 apresenta a potência reativa na frequência fundamental do filtro ativo para o caso simulado. No instante 0,5 segundos é o momento em que o filtro ativo começa a operar. Verifica-se que após o estado transitório, a potência reativa é aproximadamente nula.

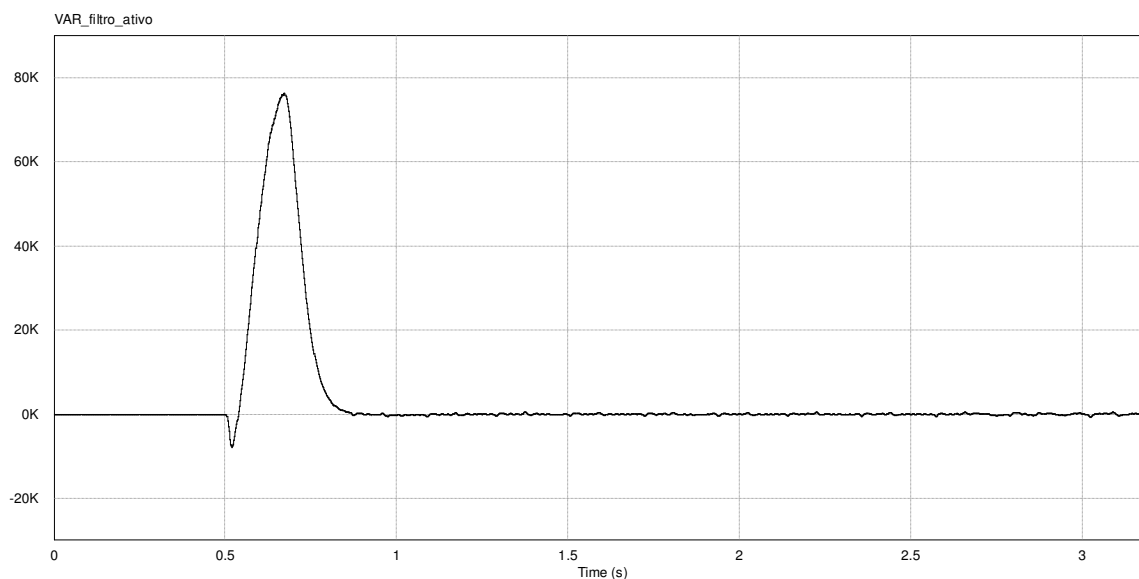


Figura 5.15: Potência reativa do filtro ativo para o caso simulado.

A Figura 5.16 apresenta a tensão no ponto de acoplamento entre o filtro passivo e o ativo para uma fase. Verifica-se a existência de componentes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a devido à corrente filtrada.

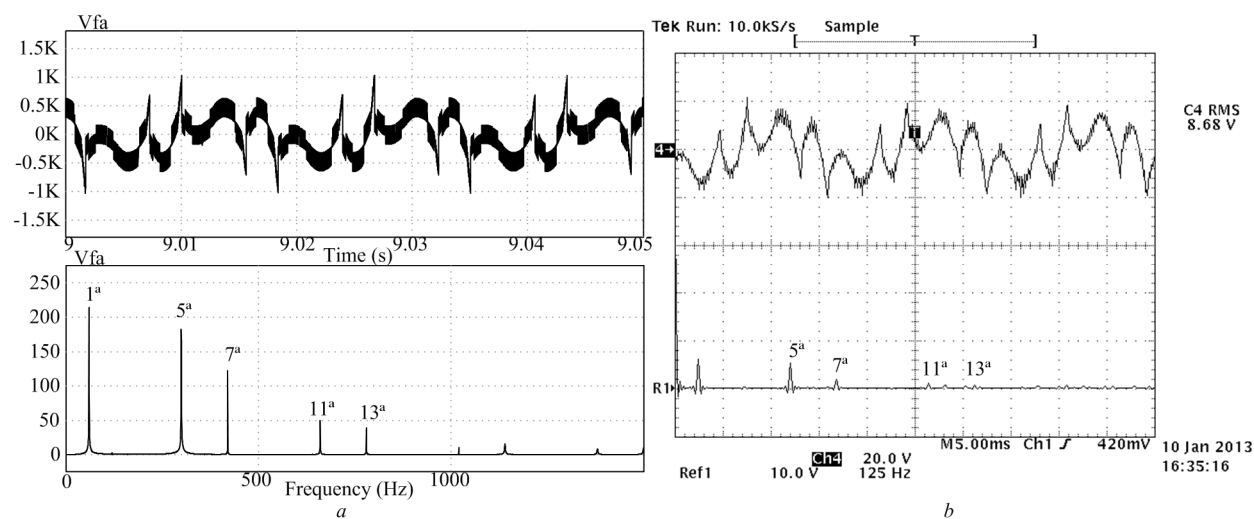


Figura 5.16: Tensão no ponto de acoplamento entre o filtro passivo e o ativo. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.17 apresenta a tensão no *Link* DC. Verifica-se que a tensão está de acordo com o valor projetado de 2kV para o caso simulado e 60V para o experimental. Ambas correspondem a um terço da respectiva tensão de pico da rede elétrica.

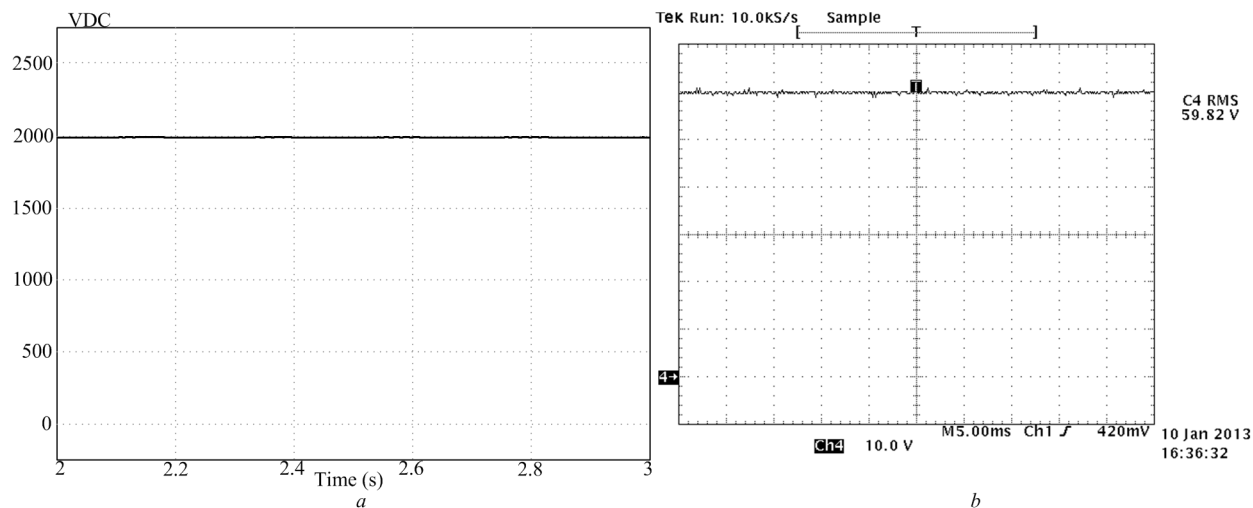


Figura 5.17: Tensão no *Link* DC. (a) simulação. (b) experimental.

5.2.1 Comportamento dinâmico do Cenário 1.

Este cenário apresenta o comportamento dinâmico do sistema com o filtro híbrido. Assume-se que filtro ativo está atuando e a carga é inicialmente composta somente pelo motor de indução. Será apresentado o comportamento do sistema no momento em que o retificador a diodos entra em condução. A Figura 5.18 apresenta o diagrama simplificado do Cenário 1 evidenciando a chave que fará o ligamento do retificador.

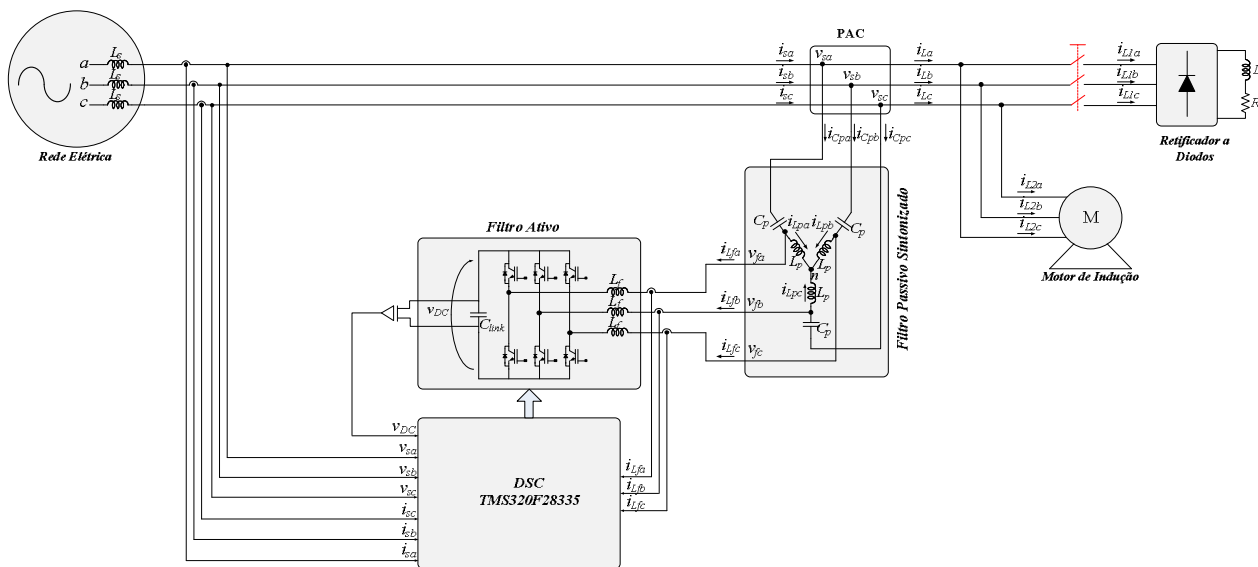


Figura 5.18: Diagrama simplificado do cenário 1 evidenciando a chave que ligará o retificador.

A Figura 5.19 apresenta a corrente do retificador e a corrente total das cargas durante a entrada em condução do retificador.

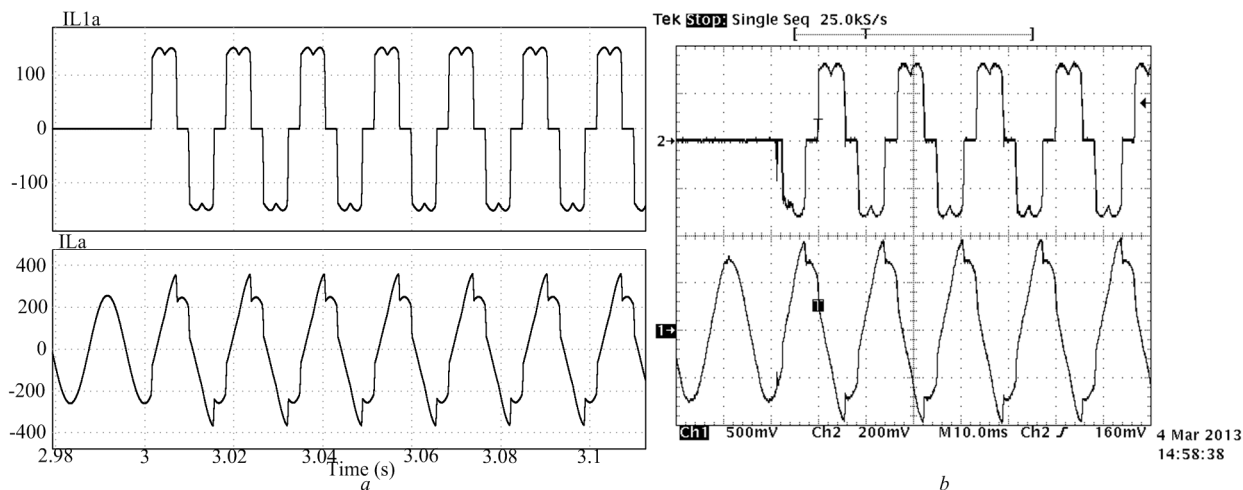


Figura 5.19: Corrente no retificador e total das cargas. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1,Ch2: 0,1V/A).

A Figura 5.20 apresenta a corrente pela parte ativa do filtro híbrido durante a entrada em condução do retificador. Verifica-se que a corrente pelo filtro ativo apresenta uma oscilação predominantemente em 300Hz instantes após a entrada em condução do retificador. Tal oscilação é causada pelo atraso na resposta do filtro ativo ao “perceber” aumento das amplitudes das correntes harmônicas na linha. Após alguns ciclos, a corrente pelo filtro ativo atinge o regime

permanente. Verifica-se ainda que a oscilação está sobreposta a um comportamento exponencial, mais visível no resultado de simulação. Os picos nas correntes instantes após a entrada da carga não linear é causada por ação do controlador do *link* DC. No degrau de carga, a tensão do *link* DC é reduzida. Isso faz com que o controlador atue e aumente seu sinal de saída. Por sua vez, esse aumento faz com que a corrente pelo filtro ativo se eleve com o objetivo de compensar a redução na tensão e assim mantê-la em seu valor de referência. O tempo de resposta do controlador do *link* DC, o qual está diretamente relacionado com o ganho proporcional, influencia nos picos das correntes do filtro ativo. Reduzindo-se o ganho, reduzem-se os valores máximos dos picos. Portanto, a diferença na proporção dos picos, em relação aos seus valores em regime permanente, para os casos simulado e experimental, se da pela diferença nos tempos de repostas dos controladores do *link* DC nos respectivos casos. Na simulação, o ganho proporcional desse controlador é relativamente maior que no experimental.

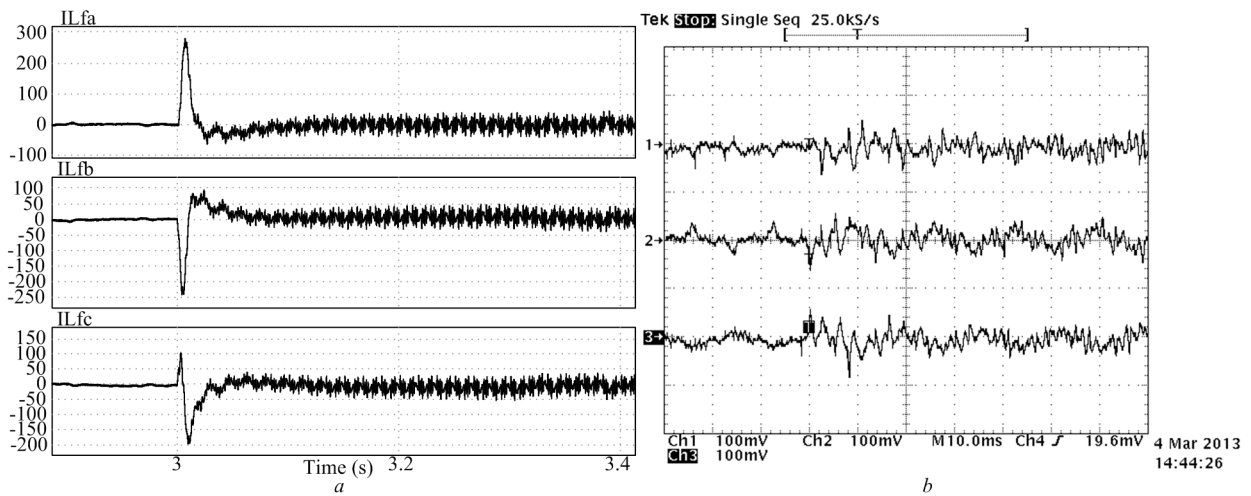


Figura 5.20: Corrente pelo filtro ativo. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.21 apresenta a tensão do *link* DC em regime permanente. Verifica-se que não ocorreu transitório significativo.

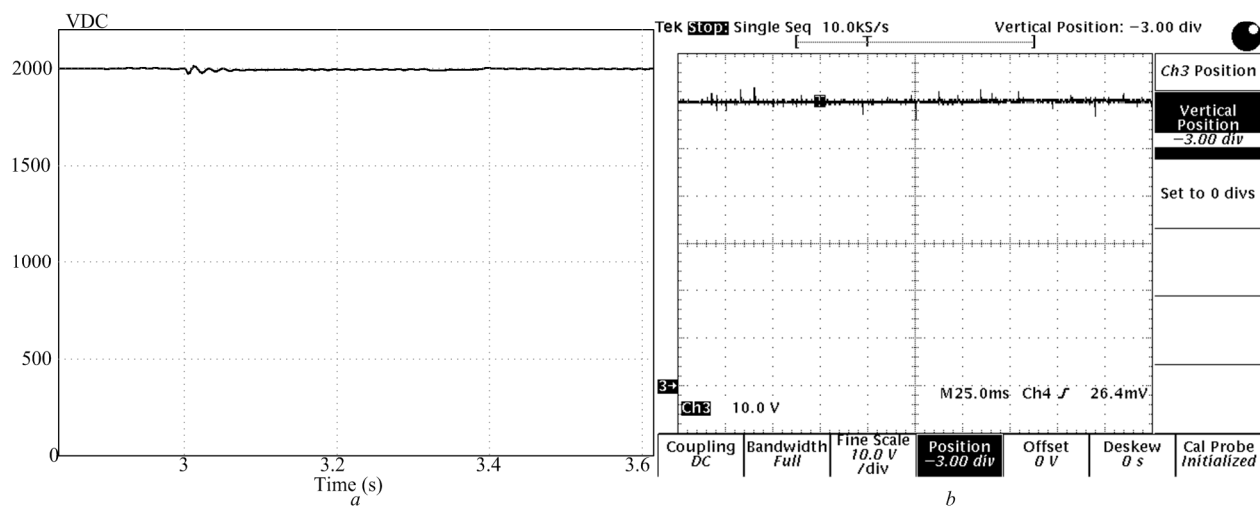


Figura 5.21: Tensão do link DC.

A Figura 5.22 apresenta a tensão no ponto de acoplamento entre os filtros. Verifica-se que não ocorre pico no transitório. Os resultados de simulação e experimental apresentaram formas de onda similares.

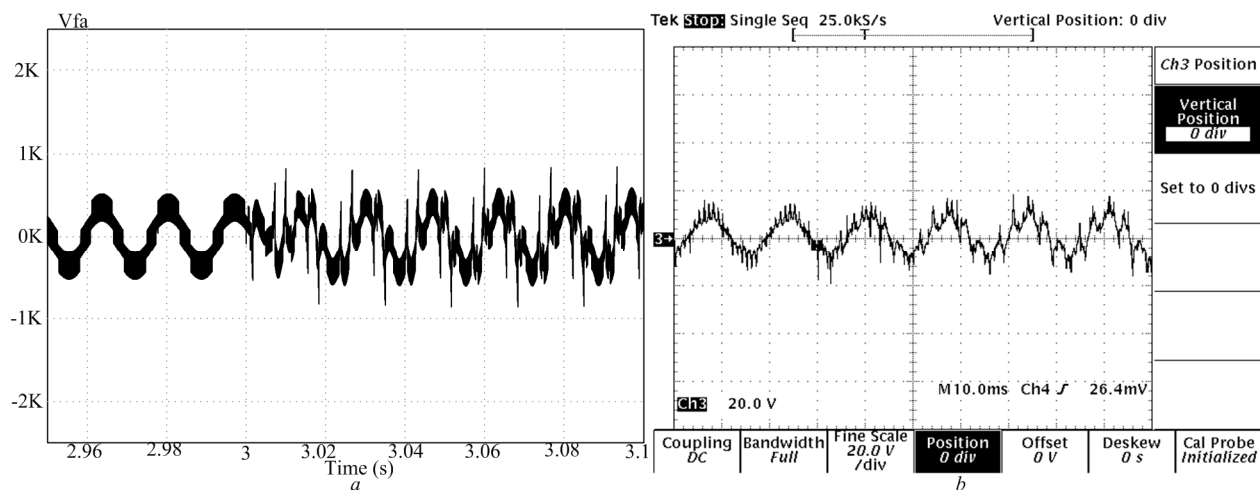


Figura 5.22: Tensão no ponto de acoplamento entre os filtros. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.23 apresenta as correntes de linha em um intervalo de tempo maior. As correntes de linha atingem o regime permanente em aproximadamente cinco ciclos e não apresentam comportamento oscilatório.

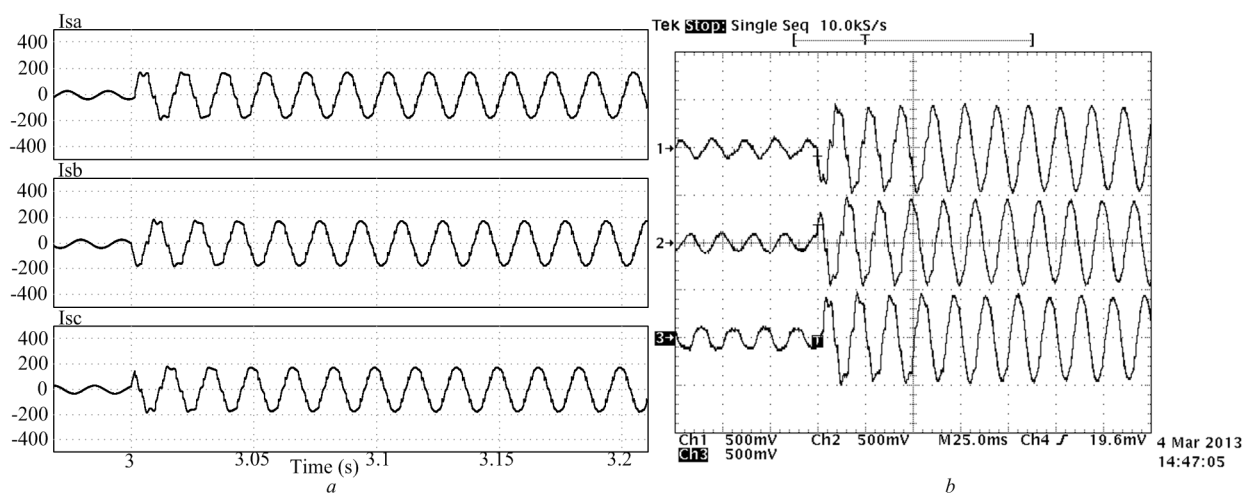


Figura 5.23: corrente de linha. (Ch2: 0,1V/A).

A entrada em condução da carga não linear não fez com que a corrente de linha apresentasse comportamento oscilatório e instável.

5.3 CENÁRIO 2: REDE DISTORCIDA

Neste cenário será considerado que a tensão da rede apresenta 3% de distorção na 5^a harmônica. O diagrama simplificado deste cenário é o mesmo do cenário 1. Este cenário apresenta o sistema com a ressonância série.

A Figura 5.24 apresenta as tensões de fase. Verifica-se a existência da componente de 5^a harmônica, evidenciando a distorção.

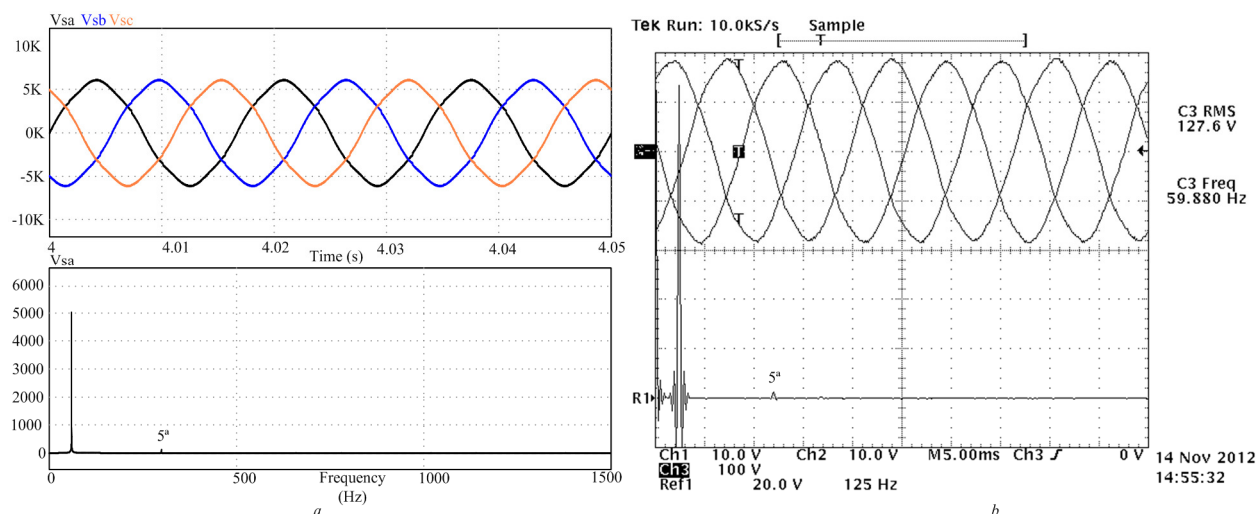


Figura 5.24: Tensões de fases. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.25 apresenta a corrente de linha sem o filtro ativo instalado. Situação real similar a essa, sem dispositivos de proteção, comprometeria o comportamento normal do filtro passivo. Ainda, esse é o cenário típico de explosões de filtros passivos sintonizados.

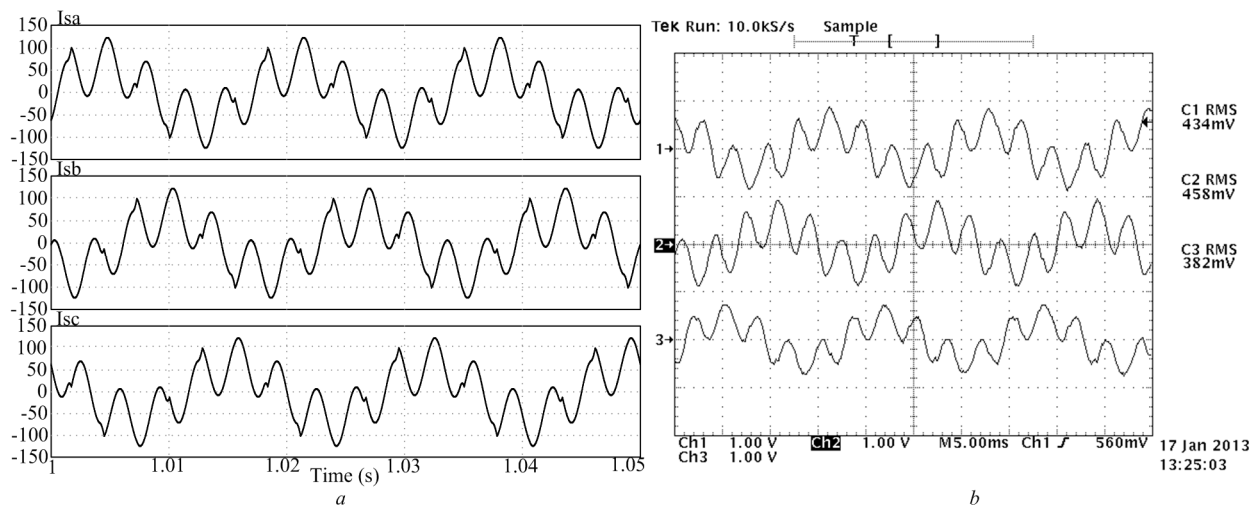


Figura 5.25: Correntes de linha sem filtro ativo instalado. (a) simulação. (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A)

A Figura 5.27 apresenta o espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. Verifica-se a elevada amplitude na 5ª harmônica, evidenciando a ressonância série.

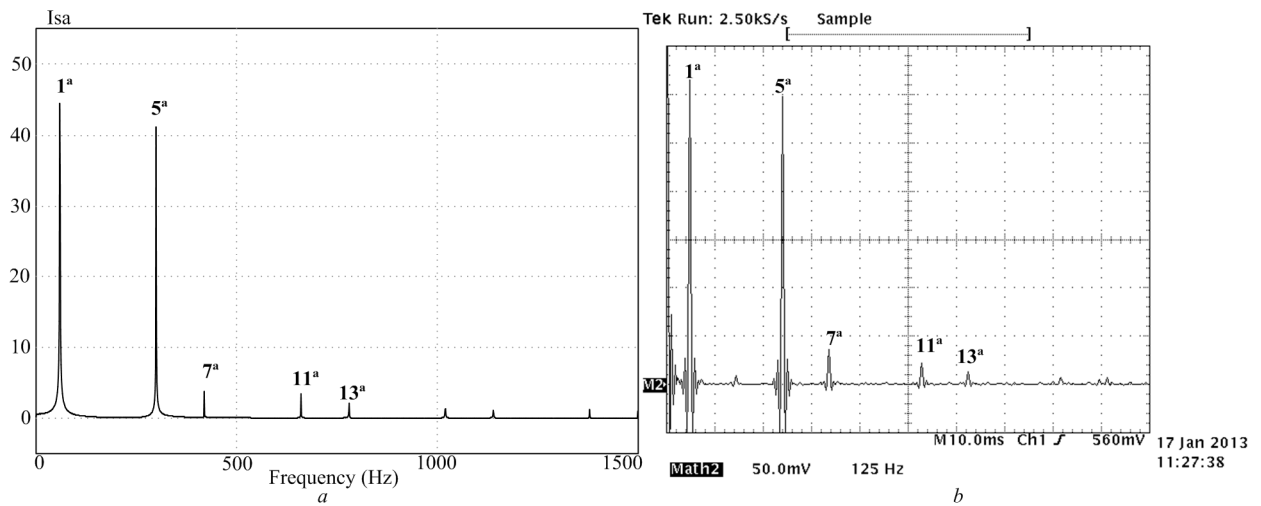


Figura 5.26: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.27 apresenta as correntes de linha com o filtro ativo. Verifica-se que a ressonância série está controlada. As componentes de 7^a, 11^a e 13^a também foram compensadas.

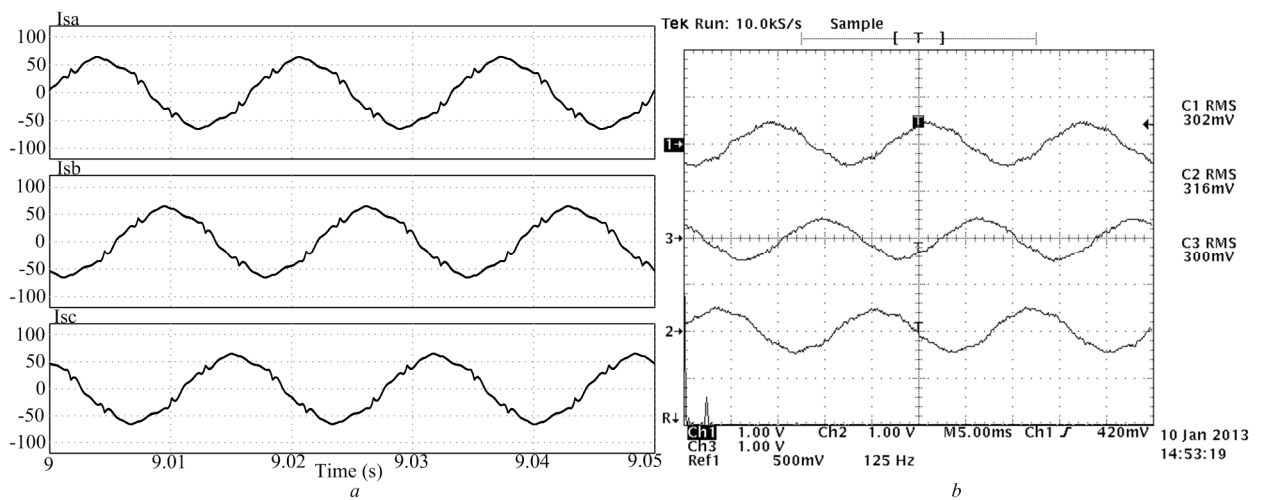


Figura 5.27: Correntes de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação, (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.28 apresenta o espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. Novamente, as parcelas remanescentes são causadas pelo erro de regime permanente.

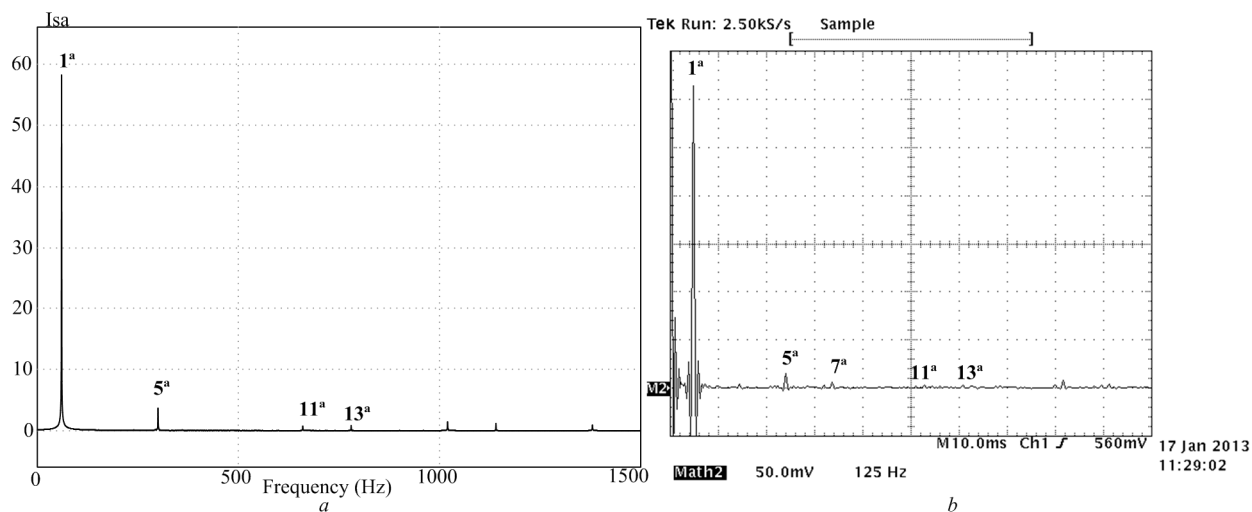


Figura 5.28: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) s simulação. (b) experimental.

A Figura 5.29 apresenta a tensão e corrente para uma fase.

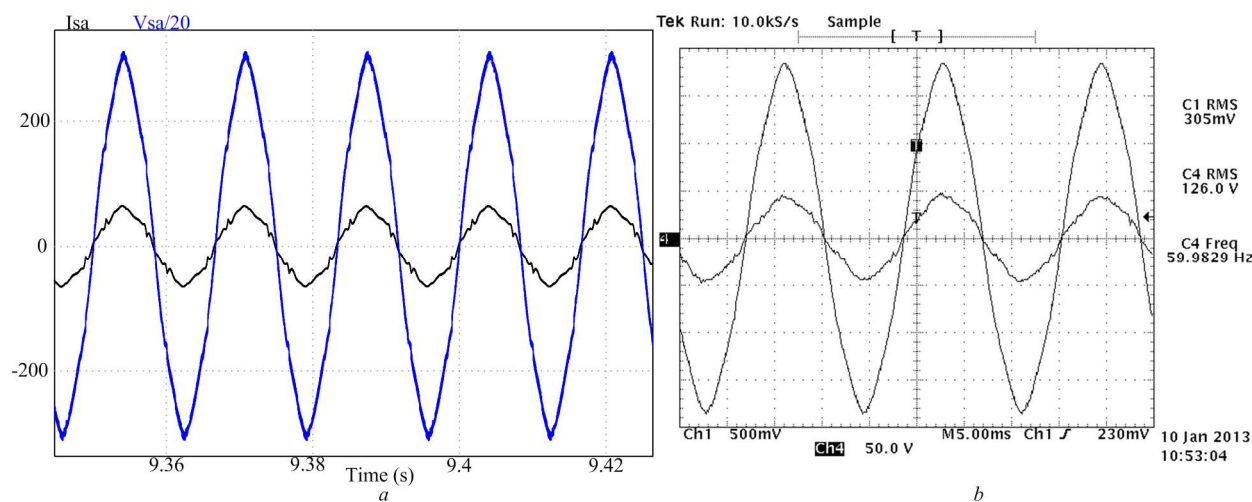


Figura 5.29: Tensão e corrente para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch1: 0,1V/A).

A Figura 5.30 apresenta as correntes de uma fase pelo capacitor do filtro passivo sintonizado. Novamente, verifica-se que as correntes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a são desviadas da rede elétrica através do filtro híbrido.

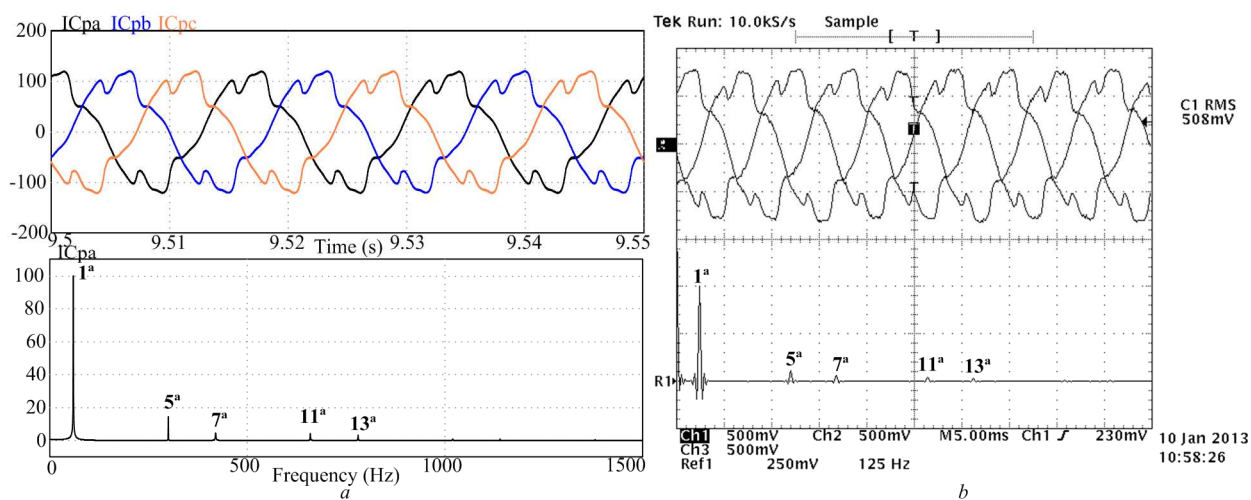


Figura 5.30: Correntes pelos capacitores do filtro passivo sintonizado. (a) simulação; (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.31 apresenta as correntes pela parte passiva do filtro híbrido. Verifica-se predominância da corrente de 5ª harmônica.

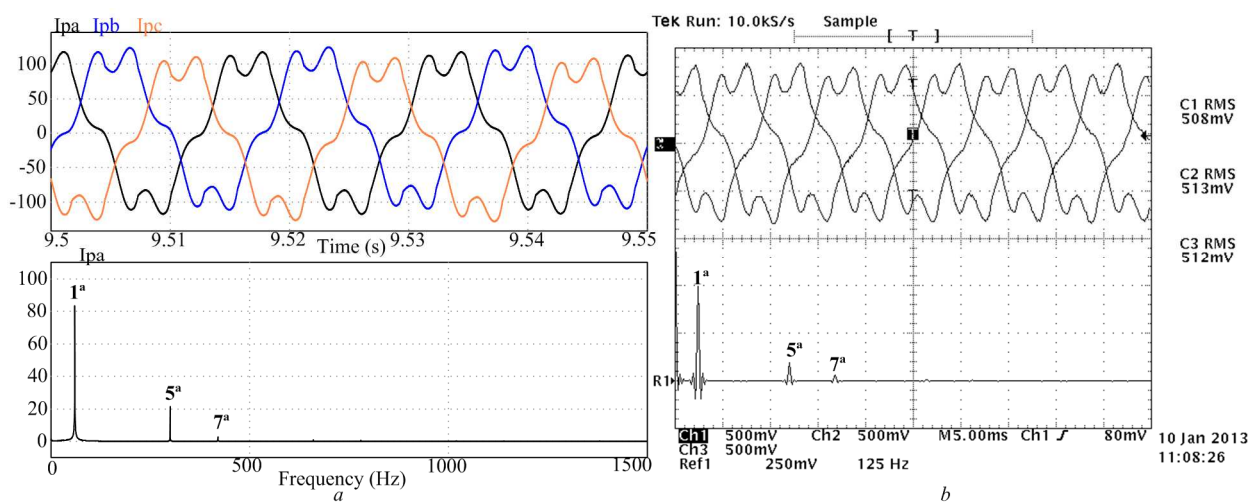


Figura 5.31: Correntes pela parte passiva do filtro híbrido. (a) simulação. (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.32 apresenta as correntes pela parte ativa do filtro híbrido. Neste caso, a existência da componente de 5ª harmônica é para compensar a ressonância série.

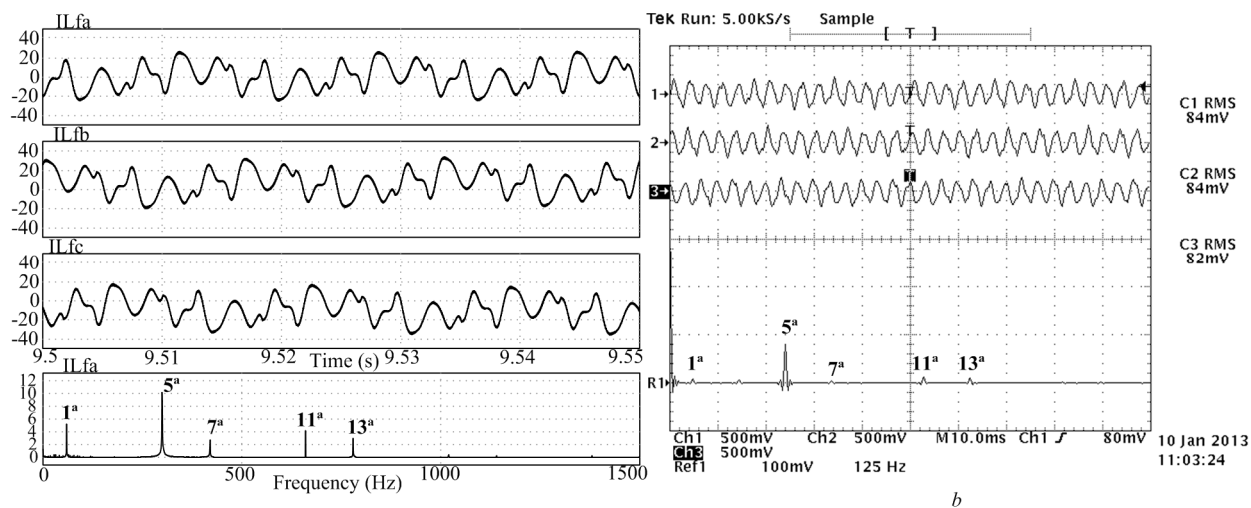
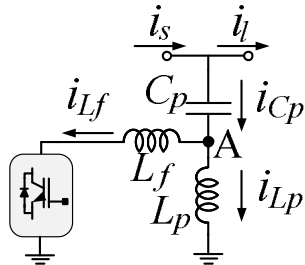


Figura 5.32: Correntes pela parte ativa do filtro híbrido. (a) simulação. (b) experimental (Ch1,Ch2,Ch3: 0,1V/A).

O Quadro 5.2 apresenta o resumo da divisão das correntes no filtro híbrido.

Quadro 5.2: Resumo da divisão das correntes.

Diagrama simplificado do Filtro híbrido	Divisão das correntes																		
	% da corrente i_{Cp} a partir do ponto A: <table><tr><th>Corrente</th><th>Parte ativa i_{Lf}</th><th>Parte passiva i_{Lp}</th></tr><tr><td>1ª</td><td>7%</td><td>93%</td></tr><tr><td>5ª</td><td>35%</td><td>65%</td></tr><tr><td>7ª</td><td>50%</td><td>50%</td></tr><tr><td>11ª</td><td>98%</td><td>2%</td></tr><tr><td>13ª</td><td>98%</td><td>2%</td></tr></table>	Corrente	Parte ativa i_{Lf}	Parte passiva i_{Lp}	1ª	7%	93%	5ª	35%	65%	7ª	50%	50%	11ª	98%	2%	13ª	98%	2%
Corrente	Parte ativa i_{Lf}	Parte passiva i_{Lp}																	
1ª	7%	93%																	
5ª	35%	65%																	
7ª	50%	50%																	
11ª	98%	2%																	
13ª	98%	2%																	

A Figura 5.33 apresenta a tensão no ponto de acoplamento entre o filtro passivo e o ativo. Verifica-se a existência de componentes de 5ª, 7ª, 11ª e 13ª devido à corrente filtrada e a eliminação da ressonância série.

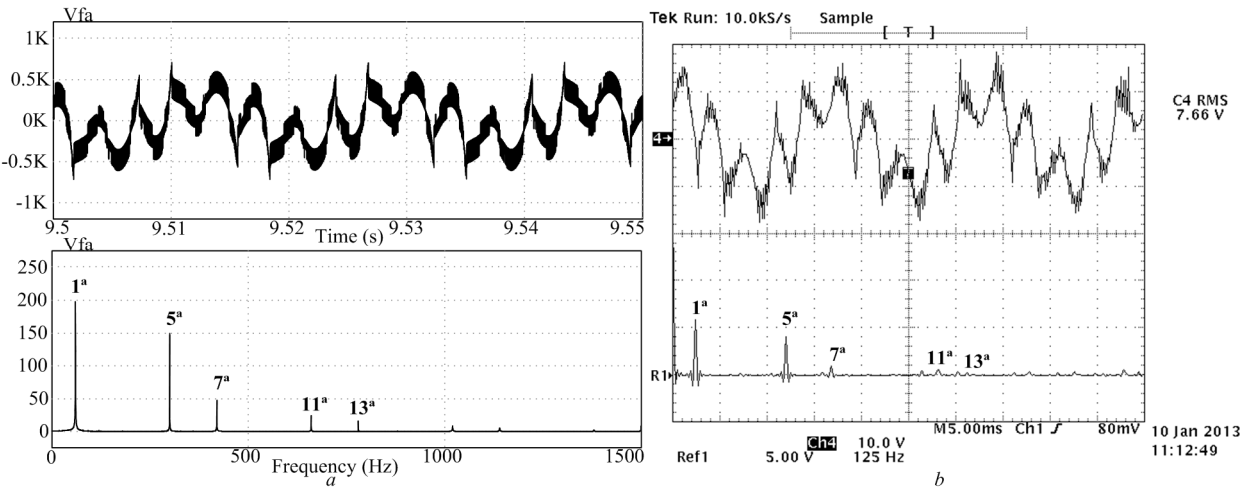


Figura 5.33: Tensão no ponto de acoplamento entre os filtros. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.34 apresenta a tensão do *Link* DC. Verifica-se que a tensão está estabilizada no valor de referência.

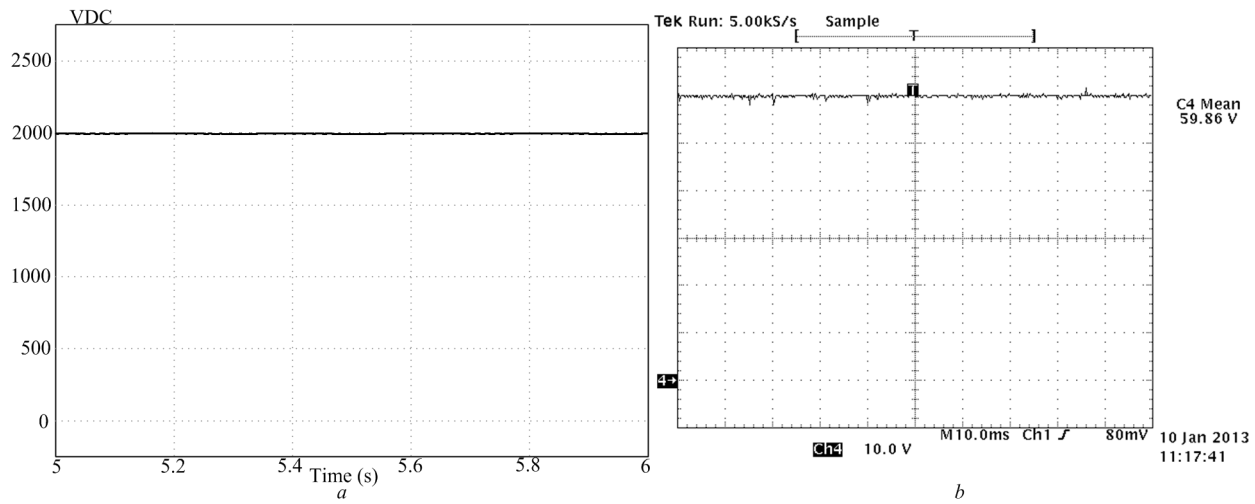


Figura 5.34: Tensão do *Link* DC. (a) simulação. (b) experimental.

5.4 CENÁRIO 3: FILTROS PASSIVOS SINTONIZADOS NA 5ª E NA 7ª HARMÔNICA. TENSÃO DISTORCIDA NA 7ª HARMÔNICA.

Uma vez que a estratégia de controle da solução explorada objetiva eliminar correntes harmônicas da linha, é de se esperar que estas, sejam quais forem suas fontes geradoras, sejam impedidas de “circularem” pela rede elétrica. Este cenário apresenta uma situação em que existem inicialmente dois filtros passivo sintonizado, um na 5ª e outro na 7ª harmônica. O filtro ativo está instalado normalmente no filtro de 5ª harmônica, conforme até agora realizado. O filtro de 7ª não possui solução própria para prevenção da ressonância série. A Figura 5.35 apresenta o diagrama simplificado deste cenário.

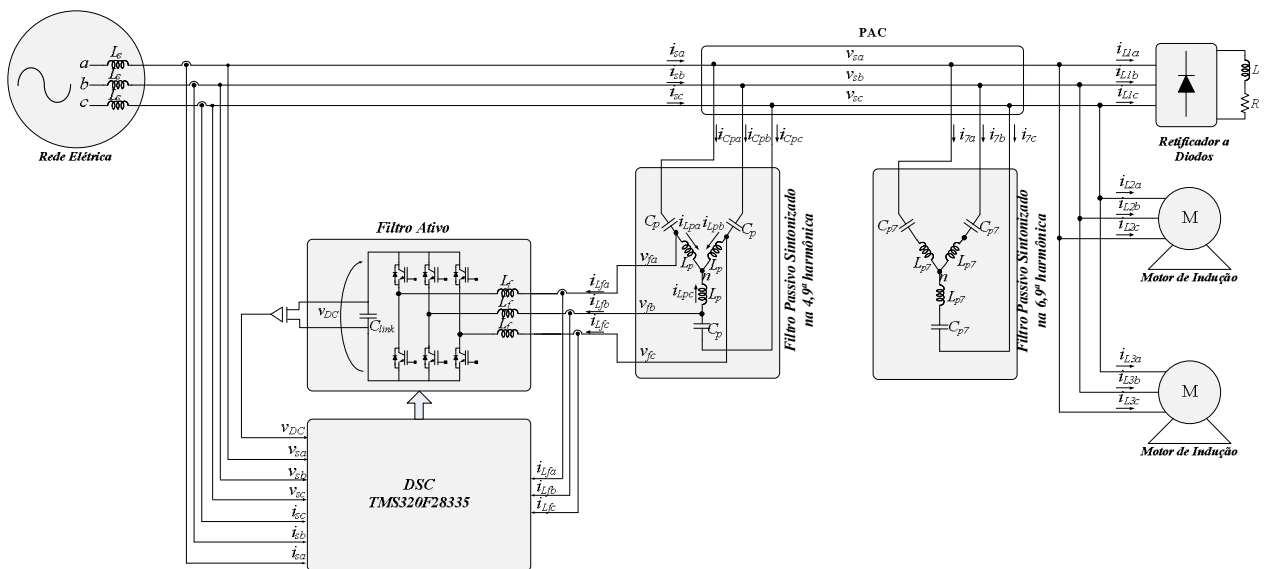


Figura 5.35: Diagrama simplificado do cenário 3.

O objetivo deste cenário é apresentar a capacidade da solução explorada em atenuar a ressonância série de 7ª harmônica, mesmo estando instalada no filtro de 5ª harmônica. Para tal, as tensões de fase apresentam 1,5% de distorção na 7ª harmônica. A Figura 5.36 apresenta as tensões de fase e espectro no PAC.

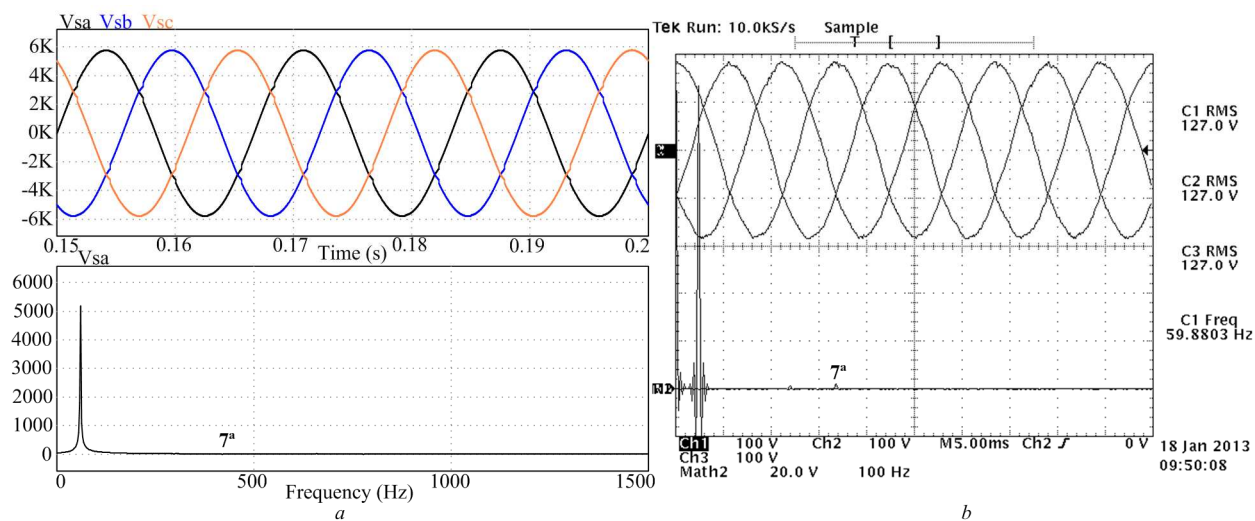


Figura 5.36: Tensões de fase do PAC. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.37 apresenta a corrente total das cargas e seu respectivo espectro. Neste caso, dois motores de indução foram utilizados.

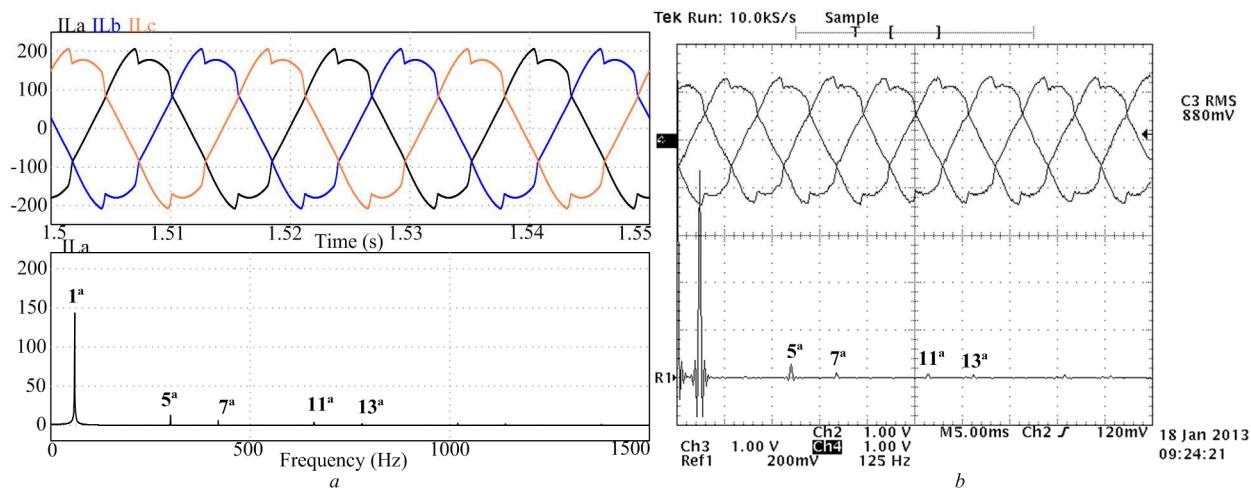


Figura 5.37: Corrente total das cargas e espectro. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).

A Figura 5.38 apresenta a corrente de linha sem o filtro ativo. Verifica-se que a componente de 7^a harmônica é a predominante devido à ressonância série nessa harmônica.

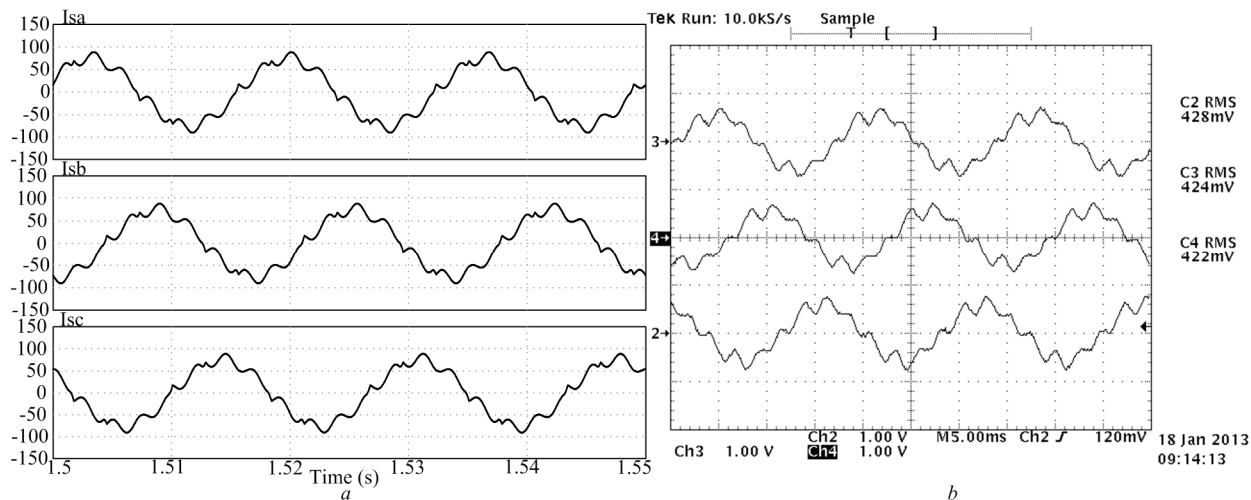


Figura 5.38: Corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).

A Figura 5.39 apresenta o espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando.

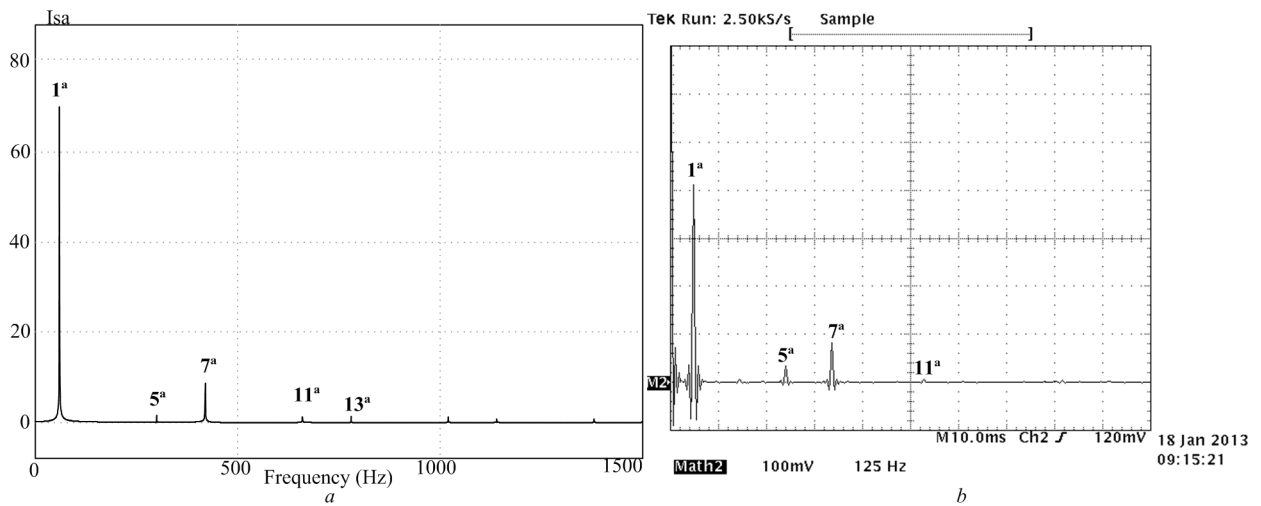


Figura 5.39: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.40 apresenta a corrente de linha com o filtro ativo atuando. Verifica-se que a corrente de linha foi compensada. Evidencia-se a capacidade da solução em atenuar correntes harmônicas de outras fontes geradoras. Essa capacidade é relevante, pois no contexto de uma micro rede inteligente (*micro smart-grid*), correntes harmônicas oriundas de ressonâncias distantes da instalação da solução explorada podem ser atenuadas por sua ação.

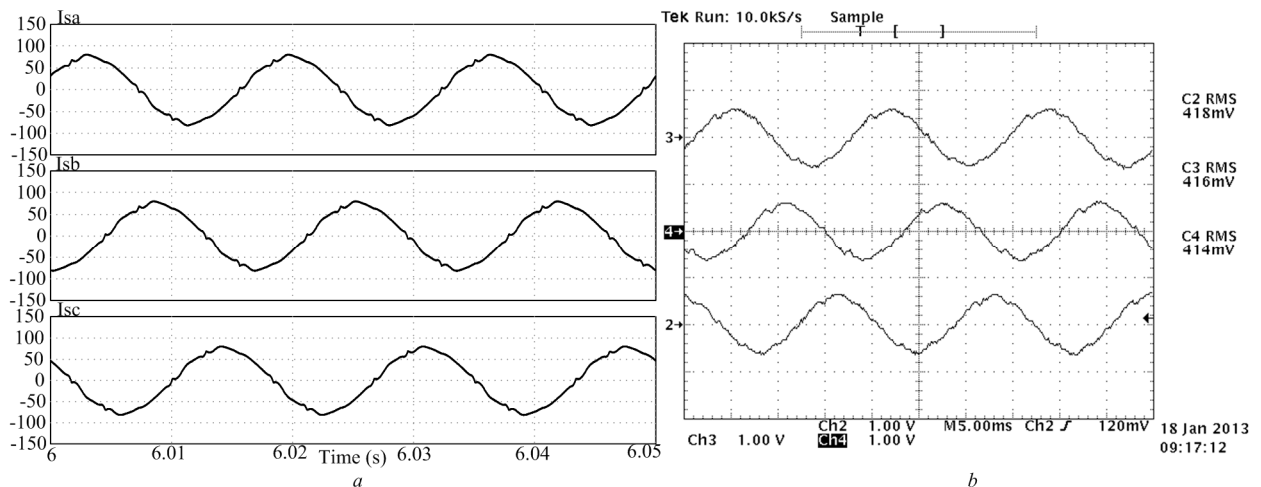


Figura 5.40: Corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).

A Figura 5.41 apresenta o espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. Verifica-se a compensação das componentes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas.

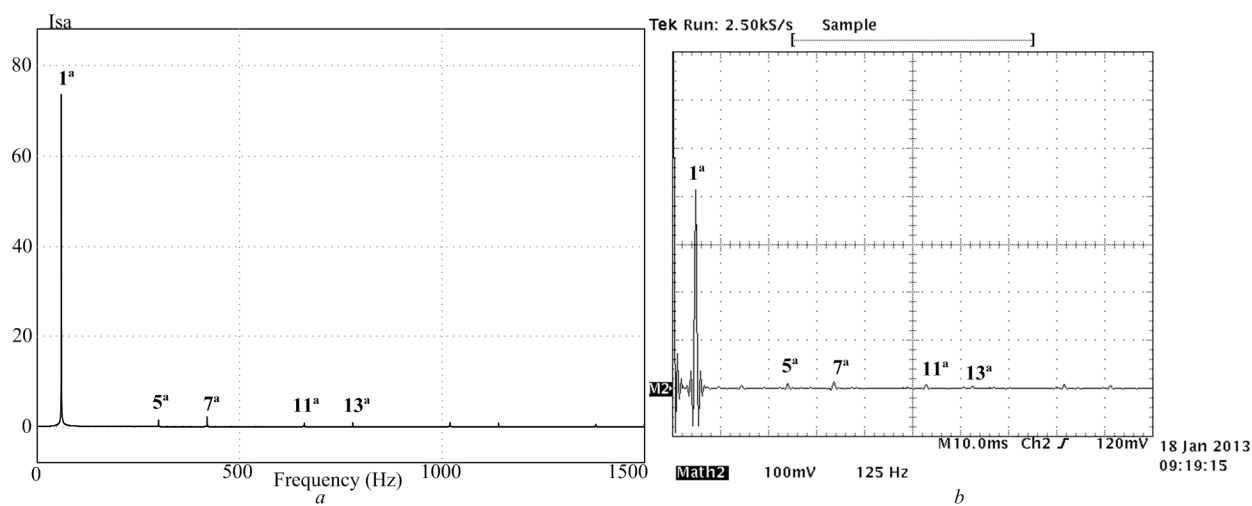


Figura 5.41: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.44 apresenta a tensão e corrente para uma fase.

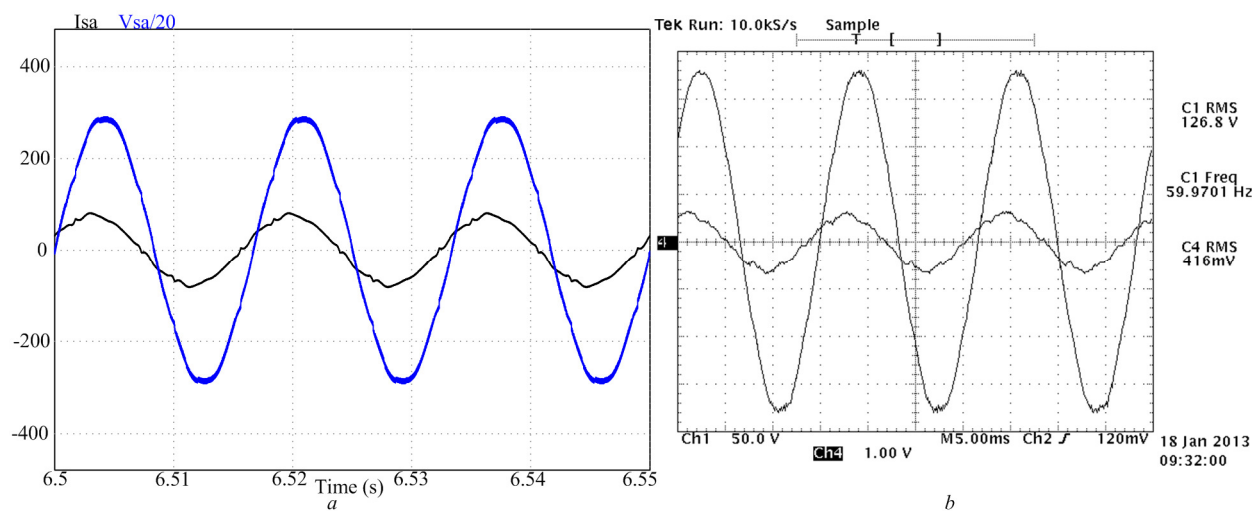


Figura 5.42: Tensão e corrente para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch4: 0,1V/A).

A Figura 5.43 apresenta a corrente e espectro pelo capacitor do filtro híbrido para uma fase.

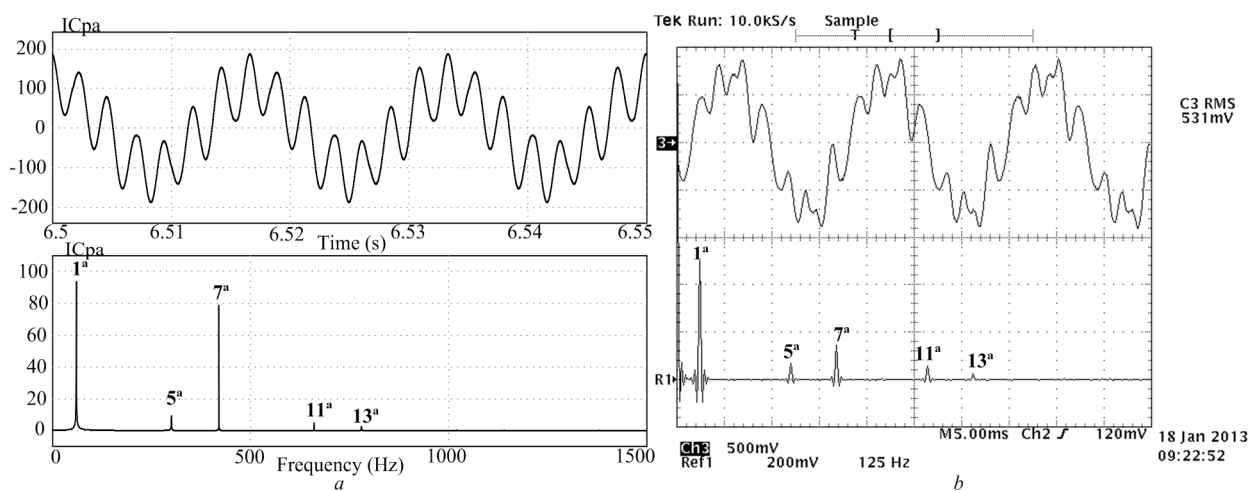


Figura 5.43: Corrente e espectro pelo capacitor do filtro híbrido para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.44 apresenta a corrente e espectro da parte passiva do filtro híbrido para uma fase.

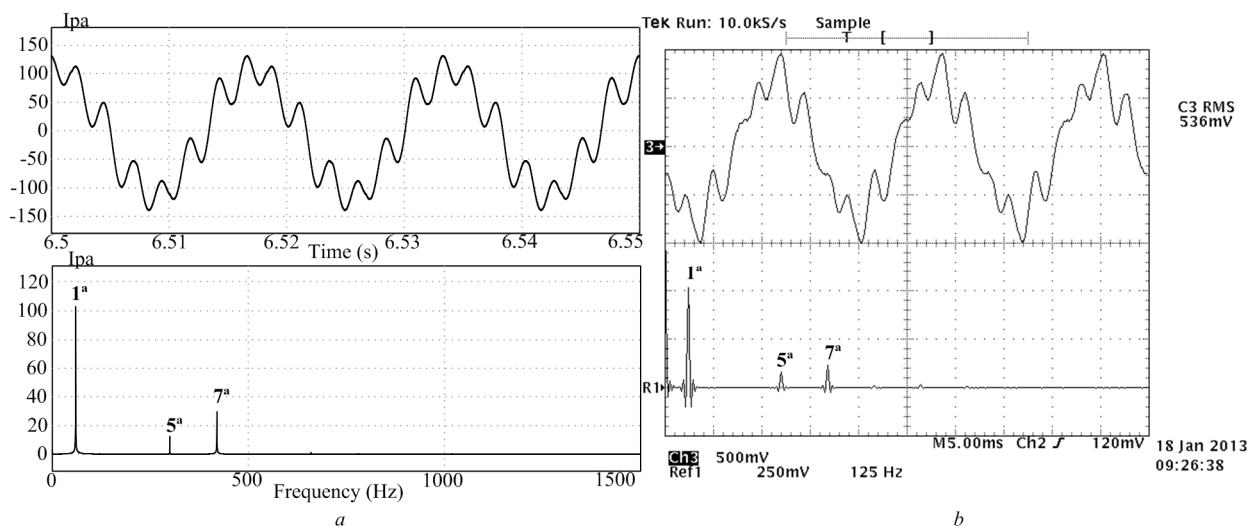


Figura 5.44: Corrente e espectro da parte passiva do filtro híbrido para uma fase. (a) simulação. (b) experimental. (Ch3: 0,1V/A).

A Figura 5.45 apresenta a corrente e o espectro da parte ativa do filtro híbrido. Verifica-se predominância da corrente de 7ª harmônica, evidenciando que o filtro ativo é quem está compensando a ressonância série.

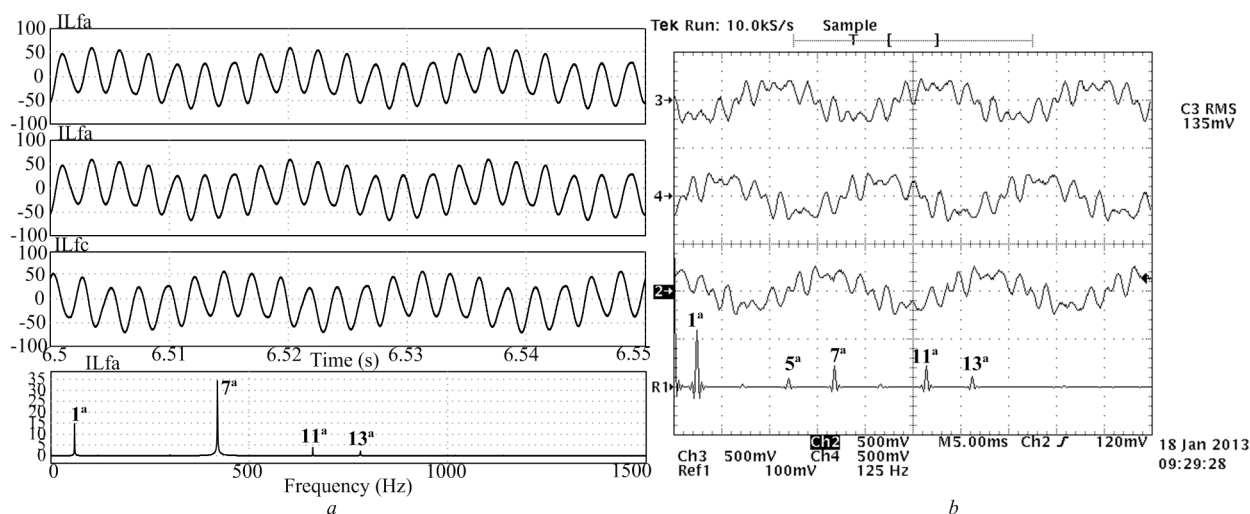


Figura 5.45: Corrente e espectro da parte ativa do filtro híbrido. (a) simulação. (b) experimental. (Ch2,Ch3,Ch4: 0,1V/A).

Analisando as correntes pela parte ativa e passiva do filtro híbrido, verifica-se que a corrente de 7ª harmônica se divide igualmente entre eles. A corrente de 5ª harmônica pelo filtro ativo é praticamente nula. As correntes de 11ª e 13ª harmônica passam exclusivamente pelo filtro ativo. O Quadro 5.3 apresenta o resumo da divisão das correntes pelo filtro híbrido.

Quadro 5.3: Resumo da divisão da corrente pelo filtro híbrido.

Diagrama simplificado do Filtro híbrido	Divisão das correntes																		
The diagram shows a voltage source connected in series with an inductor L_f. This is followed by a node A. From node A, a capacitor C_p is connected to ground, and an inductor L_p is connected to ground. The current entering node A is i_L. The current through C_p is i_{Cp}. The current through L_p is i_{Lp}. The current through L_f is i_{Lf}. The current entering the filter is i_s.	% da corrente i_{Cp} a partir do ponto A: <table><thead><tr><th>Corrente</th><th>Parte ativa i_{Lf}</th><th>Parte passiva i_{Lp}</th></tr></thead><tbody><tr><td>1ª</td><td>6%</td><td>94%</td></tr><tr><td>5ª</td><td>1%</td><td>99%</td></tr><tr><td>7ª</td><td>62%</td><td>38%</td></tr><tr><td>11ª</td><td>99%</td><td>1%</td></tr><tr><td>13ª</td><td>99%</td><td>1%</td></tr></tbody></table>	Corrente	Parte ativa i_{Lf}	Parte passiva i_{Lp}	1ª	6%	94%	5ª	1%	99%	7ª	62%	38%	11ª	99%	1%	13ª	99%	1%
Corrente	Parte ativa i_{Lf}	Parte passiva i_{Lp}																	
1ª	6%	94%																	
5ª	1%	99%																	
7ª	62%	38%																	
11ª	99%	1%																	
13ª	99%	1%																	

A Figura 5.46 apresenta a tensão e espectro para uma fase no ponto de acoplamento entre os filtros. Verifica-se predominância da componente de 7ª harmônica.

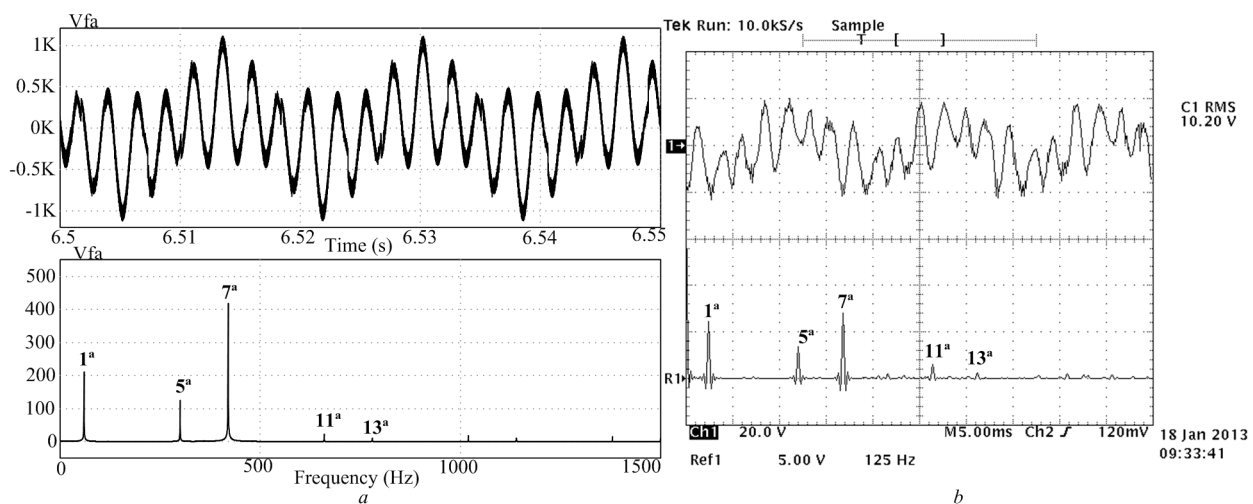


Figura 5.46: Tensão e espectro para uma fase do ponto de acoplamento entre os filtros. (a) simulação. (b) experimental.

A Figura 5.47 apresenta a tensão do *Link* DC. Verifica-se que a tensão está estabilizada no valor de referência.

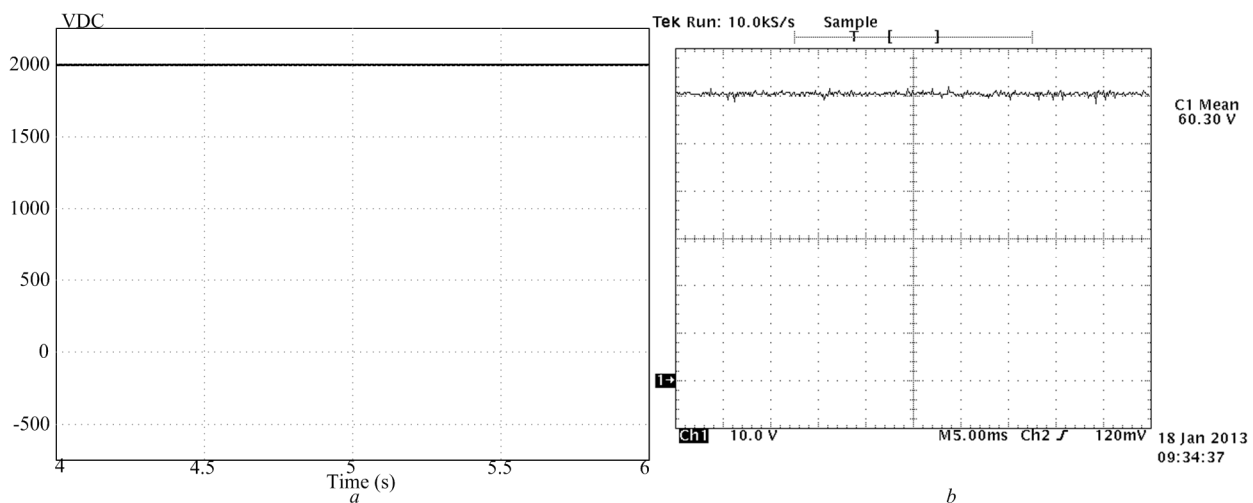


Figura 5.47: Tensão do *Link* DC. (a) simulação. (b) experimental.

5.5 TAXAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA (THD)

A Tabela 5.2 apresenta as taxas de distorção harmônica das correntes de linha com e sem o filtro ativo para o caso simulado. Os valores da THD foram obtidos no simulador.

Tabela 5.2: Taxa de distorção harmônica da corrente de linha.

Cenário	THD da corrente de linha	
	Sem filtro ativo	Com filtro ativo
1	21,45%	3,92%
2	87,99%	4,21%
3	20,74%	4,82%

A Tabela 5.3 apresenta as taxas de distorção harmônica das correntes de linha com e sem o filtro ativo para o caso experimental. Foi considerada até a 19ª harmônica para o cálculo da THD.

Tabela 5.3: Taxa de distorção harmônica da corrente de linha.

Cenário	THD da corrente de linha	
	Sem filtro ativo	Com filtro ativo
1	18,20%	3,74%
2	93,21%	4,53%
3	21,42%	4,86%

5.6 COMPARAÇÃO COM A RECOMENDAÇÃO IEEE519-1992

As correntes de linha apresentadas nos resultados de simulações e experimentais serão comparadas com a recomendação IEEE519-1192. Tal recomendação estipula limites de correntes harmônicas de acordo com a tensão da rede e com a relação entre a corrente de curto-circuito e a corrente nominal da carga. Para a simulação, essa relação é dada pela equação (5.1).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{11793}{216} = 54,59 \quad (5.1)$$

A relação entre a corrente de curto-circuito e a corrente nominal da carga para o protótipo experimental é dada pela equação (5.2).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{580,8}{7,07} = 82,14 \quad (5.2)$$

Uma vez que os resultados obtidos no protótipo serão comparados com os valores da IEEE519-1992 no intervalo $50 < I_{sc}/I_L < 100$.

5.6.1 Resultados de simulações

A Tabela 5.4 apresenta as componentes espectrais da corrente de linha que violavam a recomendação IEEE519-1992 quando o filtro ativo não está atuando. O campo marcado com “X” indica que a determinada harmônica violava a recomendação. As componentes pares e múltiplas de três não foram analisadas por se tratar de um sistema trifásico equilibrado.

Tabela 5.4: Harmônicas que violavam a recomendação IEEE519-1992 sem o filtro ativo.

Cenário	5 ^a	7 ^a	11 ^a	13 ^a	17 ^a	19 ^a	23 ^a	25 ^a	29 ^a	31 ^a	35 ^a	37 ^a
1	X											
2	X	X										
3		X										

A Figura 5.48 apresenta o gráfico comparativo entre as componentes espectrais das correntes de linha compensada nos cenários abordados para os resultados de simulação.

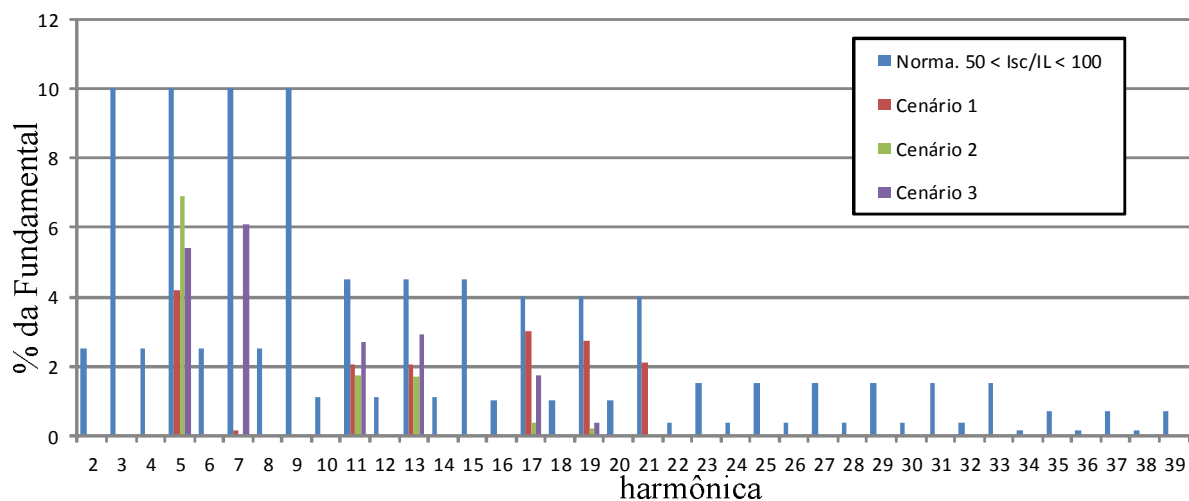


Figura 5.48: gráfico comparativo entre as componentes espectrais das correntes de linha compensada nos cenários abordados para os resultados de simulação.

5.6.2 Resultados experimentais

A Tabela 5.5 apresenta as componentes espectrais da corrente de linha que violavam a recomendação IEEE519-1992 quando o filtro ativo não está atuando.

Tabela 5.5: Harmônicas que violavam a recomendação IEEE519-1992 sem o filtro ativo.

Cenário	5 ^a	7 ^a	11 ^a	13 ^a	17 ^a	19 ^a	23 ^a	25 ^a	29 ^a	31 ^a	35 ^a	37 ^a
1	X											
2	X	X										
3		X										

A Figura 5.49 apresenta o gráfico comparativo entre as componentes espectrais das correntes de linha compensada nos cenários abordados para os resultados de simulação.

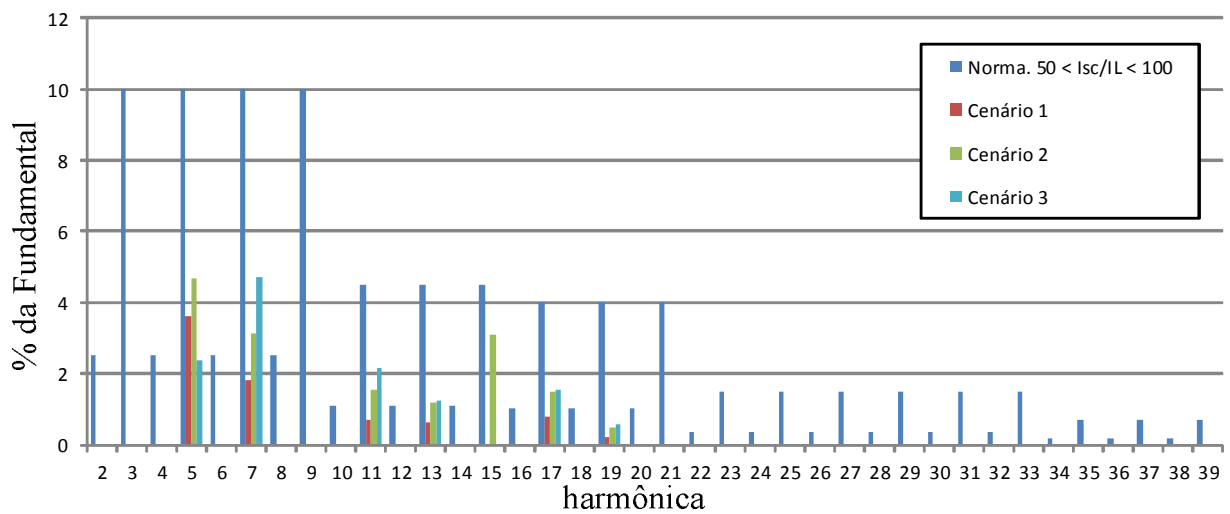


Figura 5.49: gráfico comparativo entre as componentes espectrais das correntes de linha compensada nos cenários abordados para os resultados experimentais.

Verifica-se que os resultados de simulação e experimentais estão em conformidade com a recomendação IEEE519-1992.

6 CONCLUSÕES

Partindo da necessidade de adaptação de um sistema com filtros passivo propenso a ressonância série e com presença de correntes harmônicas, essa dissertação apresentou o projeto e realização de uma solução que reduz a necessidade de processamento de potência pelo filtro ativo. Garantiu-se operação em níveis de qualidade de energia em conformidade com a recomendação 519-1992 da IEEE. A corrente de linha e a tensão do *link* DC foram as grandezas controladas pela solução explorada. Distorção das tensões e variações nas cargas foram consideradas no desenvolvimento projeto com o objetivo de garantir comportamento eficaz frente a essas circunstâncias. A metodologia de especificação de parâmetros do filtro ativo e do controle foram apresentadas detalhadamente. Resultados de simulação em rede de média tensão industrial e de um protótipo de baixa potência comprovaram a eficácia da solução projetada. Quatro cenários distintos foram explorados com o objetivo de avaliar o comportamento do filtro híbrido, o qual demonstrou comportamento satisfatório.

Portanto, concluiu-se que a solução explorada nessa dissertação, junto com a estratégia de controle proposta, é uma solução atrativa para adaptação de sistemas com filtros passivos sintonizados propensos as inconveniências mencionadas. Ressonância série e correntes harmônicas são compensadas por ação do filtro ativo. Ainda, o filtro ativo possui capacidade de compensar imperfeições do filtro passivo sintonizado, quando este, por exemplo, altera sua sintonia devido ao envelhecimento. Apresentado o modo como a corrente no filtro híbrido se divide, verificou-se que a parte ativa processa parcialmente a corrente filtrada, evidenciando menor necessidade de dimensionamento do inversor comparada com um filtro ativo *shunt*. Mesmo no caso do filtro híbrido série, que é a solução mais próxima da explorada nesta dissertação, houve redução da potência processada devido à predominância de condução da corrente filtrada pela parte passiva do filtro híbrido.

Foi avaliado um cenário com dois filtros passivos sintonizados. Verificou-se a capacidade do filtro ativo em atenuar a ressonância série formada com o segundo filtro. Um cenário com controle da potência reativa do filtro ativo também foi avaliado, o qual evidenciou maior redução na potência processada.

O modelo matemático de pequenos sinais obtido auxiliou na análise da estabilidade do filtro híbrido e no projeto dos controladores. Uma vez obtido, é possível utilizá-lo em outras estratégias de controle.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Alguns conceitos que podem ser explorados em trabalhos futuros:

- implementação de controle para a potência reativa no PAC;
- provar matematicamente que os termos acoplados entre os eixos dq podem ser desprezados;
- eliminar a componente de sexta harmônica que apareceu nos resultados experimentais;
- considerar no projeto a existência do filtro passivo sintonizado na 7ª harmônica;
- operação com rede desbalanceada;
- operação com cargas desequilibradas;
- estudar o comportamento da parte ativa com frequência de comutação baixa, compatível com IGBT e IGCT de alta tensão;
- análise detalhada do pico de corrente no filtro ativo durante transitório de carga.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Dedução da Equação (3.1)

A frequência angular de sintonia do filtro passivo é dada pela equação A.1.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_p}} \quad (\text{A.1})$$

A frequência angular da sintonia do filtro passivo “adicional” é dada pela equação A.2.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_e \cdot C_p}} \quad (\text{A.2})$$

Onde L_e é a indutância equivalente da associação paralela entre os indutores, dada por A.3.

$$L_e = \frac{L_p \cdot L_f}{L_p + L_f} \quad (\text{A.3})$$

Isolando a variável C_p nas equações A.1 e A.2 e igualando-as, chega-se a equação A.4.

$$\frac{\omega_p}{\omega_r} = \sqrt{\frac{L_f}{L_p + L_f}} \quad (\text{A.4})$$

A frequência angular de sintonia do filtro em função da frequência angular fundamental é dada pela equação A.5.

$$\omega_p = k \cdot \omega_o \quad (\text{A.5})$$

Onde k é o harmônico de sintonia do filtro passivo sintonizado.

A frequência angular de sintonia do filtro “adicional” em função da frequência angular fundamental é dada pela equação A.6.

$$\omega_r = x \cdot \omega_o \quad (\text{A.6})$$

Onde x é o harmônico do filtro passivo sintonizado “adicional”.

Substituindo as equações A.5 e A.6 em A.4, chega-se a equação A.7.

$$\frac{k \cdot \omega_o}{x \cdot \omega_o} = \sqrt{\frac{L_f}{L_f + L_p}} \quad (\text{A.7})$$

Logo, simplificando a equação A.7 chega-se a equação de interesse dada por A.8.

$$L_f(h) = \frac{k^2}{h^2 - k^2} \cdot L_p \quad (\text{A.8})$$

APÊNDICE B – Dedução da Equação (4.39)

A equação diferencial temporal vetorial do filtro é dada por B.1.

$$\frac{VDC}{2} \cdot [2\overrightarrow{D(t)} - 1] = \overrightarrow{v_f(t)} \left(1 + \frac{L_f}{L_p} \right) + \frac{L_f}{R_f} \frac{d\overrightarrow{v_f(t)}}{dt} + L_f C_p \frac{d^2 \overrightarrow{v_f(t)}}{dt^2} - L_f C_p \frac{d^2 \overrightarrow{v_1(t)}}{dt^2} \quad (\text{B.1})$$

As equações B.2, B.3 e B.4 representam a transformação abc $\rightarrow$ dq.

$$\overrightarrow{D(t)} = \overrightarrow{D_{dq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.2})$$

$$\overrightarrow{v_f(t)} = \overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.3})$$

$$\overrightarrow{v_1(t)} = \overrightarrow{v_{1dq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.4})$$

Substituindo em B.1 chega-se a equação B.5.

$$\begin{aligned} \frac{VDC}{2} \cdot [2\overrightarrow{D_{dq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} - 1] &= \overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} \cdot \left(1 + \frac{L_f}{L_p} \right) + \frac{L_f}{R_f} \underbrace{\frac{d[\overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)}]}{dt}}_{\text{termo I}} + \\ &L_f C_p \underbrace{\frac{d^2 [\overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)}]}{dt^2}}_{\text{termo II}} - L_f C_p \underbrace{\frac{d^2 [\overrightarrow{v_{1dq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)}]}{dt^2}}_{\text{termo III}} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Resolvendo o termo I pela regra de derivada da cadeia:

$$\frac{d[\overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)}]}{dt} = \frac{d\overrightarrow{v_{fdq}(t)}}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + \overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot \frac{de^{j \cdot E(t)}}{dt} \quad (\text{B.6})$$

$$\therefore \frac{d[\overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)}]}{dt} = \frac{d\overrightarrow{v_{fdq}(t)}}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}(t)} \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.7})$$

Resolvendo o termo II:

$$\frac{d^2 \left[\overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt^2} = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{d \left[\overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt} \right\} \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{d^2 \left[\overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt^2} = \frac{d}{dt} \left[\frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right] \quad (\text{B.9})$$

$$\frac{d^2 \left[\overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt^2} = \underbrace{\frac{d \left[\frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt}}_{\text{termoA}} + \underbrace{\frac{d \left[j \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt}}_{\text{termoB}} \quad (\text{B.10})$$

O termo A corresponde a:

$$\frac{d \left[\frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt} = \frac{d \left[\frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \right]}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot \frac{d e^{j \cdot E(t)}}{dt} \quad (\text{B.11})$$

Logo,

$$\frac{d \left[\frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt} = \frac{d^2 \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.12})$$

O termo B corresponde a:

$$\frac{d \left[j \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt} = j \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot \frac{d e^{j \cdot E(t)}}{dt} \quad (\text{B.13})$$

$$\therefore \frac{d \left[j \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt} = j \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} - \omega^2 \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.14})$$

Substituindo os termo A e B na equação B.10, chega-se a B.15.

$$\frac{d^2 \left[\overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt^2} = \frac{d^2 \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot 2 \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} - \omega^2 \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.15})$$

O termo III da equação é semelhante ao termo II, mudando apenas a variável v_f por v_l . Logo,

$$\frac{d^2 \left[\overrightarrow{v_{ldq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \right]}{dt^2} = \frac{d^2 \overrightarrow{v_{ldq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot 2 \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{ldq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} - \omega^2 \cdot \overrightarrow{v_{ldq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \quad (\text{B.16})$$

Substituindo B.7, B.15 e B.16 obtém-se a equação de interesse, dada por B.17.

$$\begin{aligned} \frac{VDC}{2} \cdot [2 \overrightarrow{D_{dq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} - 1] &= \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \cdot \left(1 + \frac{L_f}{L_p} \right) + \frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} + \\ & j \cdot \frac{L_f}{R_f} \cdot \omega \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} + L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2 \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + \\ & j \cdot 2 \cdot L_f \cdot C_p \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{fdq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} - \omega^2 \cdot L_f \cdot C_p \cdot \overrightarrow{v_{fdq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} - (\text{B.17}) \\ & L_f \cdot C_p \cdot \frac{d^2 \overrightarrow{v_{ldq}}(t)}{dt^2} \cdot e^{j \cdot E(t)} + j \cdot 2 \cdot L_f \cdot C_p \cdot \omega \cdot \frac{d \overrightarrow{v_{ldq}}(t)}{dt} \cdot e^{j \cdot E(t)} - \\ & \omega^2 \cdot L_f \cdot C_p \cdot \overrightarrow{v_{ldq}}(t) \cdot e^{j \cdot E(t)} \end{aligned}$$

APÊNDICE C – Circuito Simulado

A Figura C.1 apresenta o circuito simulado. Este circuito foi utilizado nos três cenários, com a ressalva de inclusão e exclusão de alguns elementos.

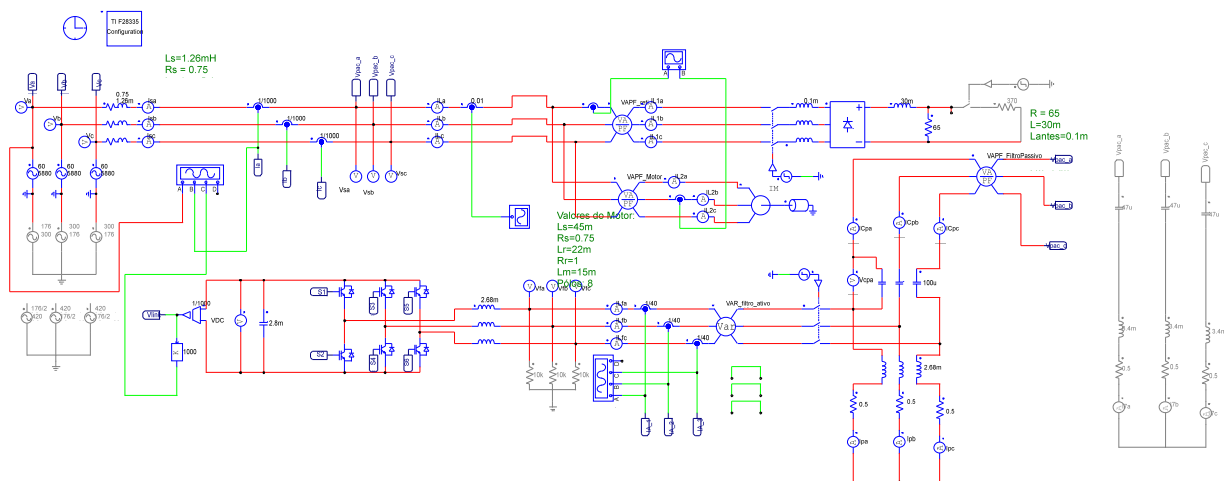


Figura C.1: Circuito simulado. Válido para os três cenários. Parte 1.

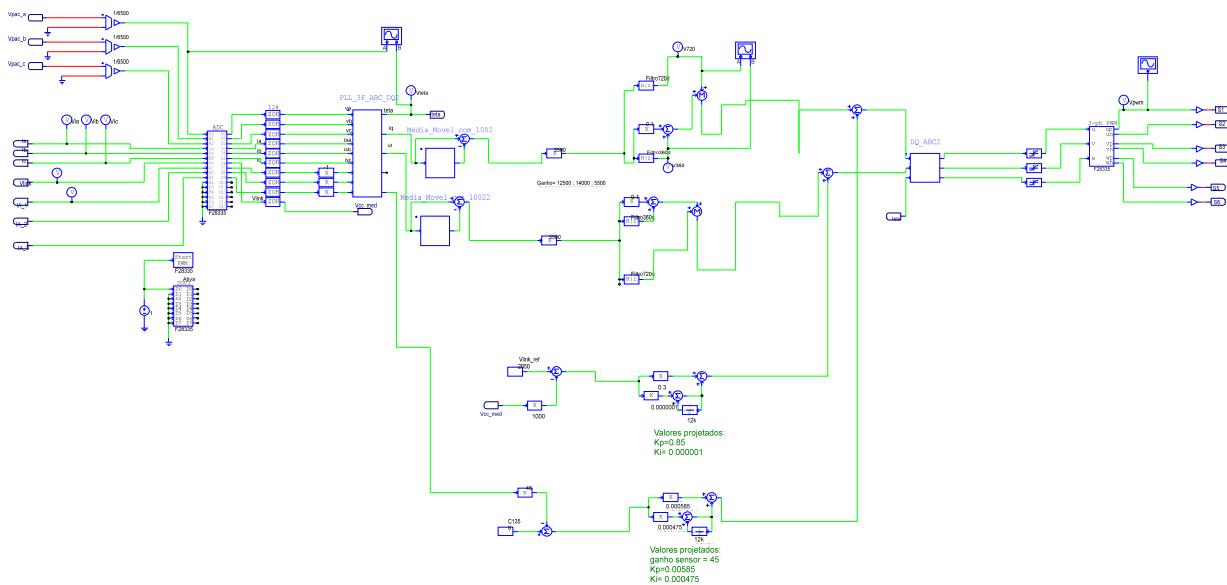


Figura C.2: Circuito simulado. Parte 2.

APÊNDICE D – Resultados de Simulação em Baixa Tensão

Este apêndice apresentará resultados de simulação em baixa tensão. Serão apresentados resultados do cenário 1 abordado no capítulo da implementação. Esta simulação foi realizada antes da confecção do protótipo. Os parâmetros do circuito simulado estão apresentados na Tabela 5.1

A Figura D-1 apresenta as tensões de fase.

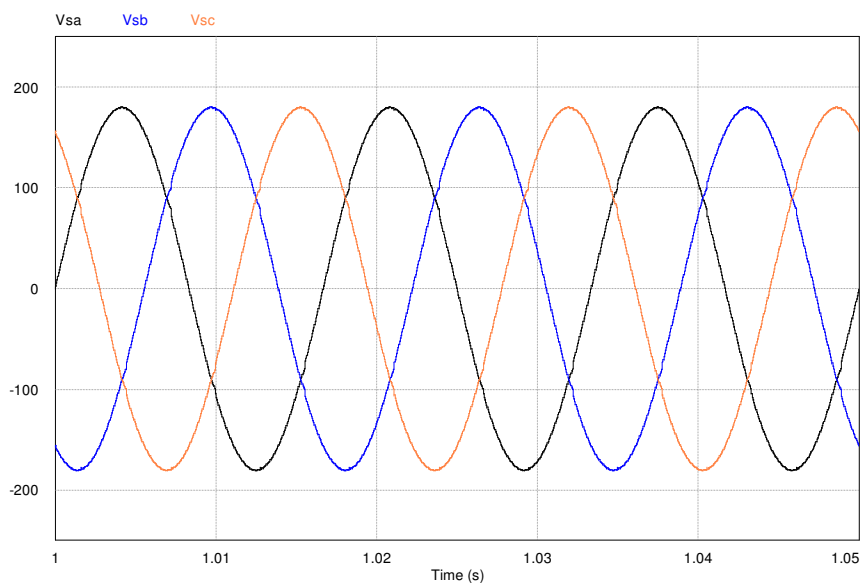


Figura D-1: Tensões no PAC.

A Figura D-2 apresenta as correntes pelas cargas e a corrente total das cargas.

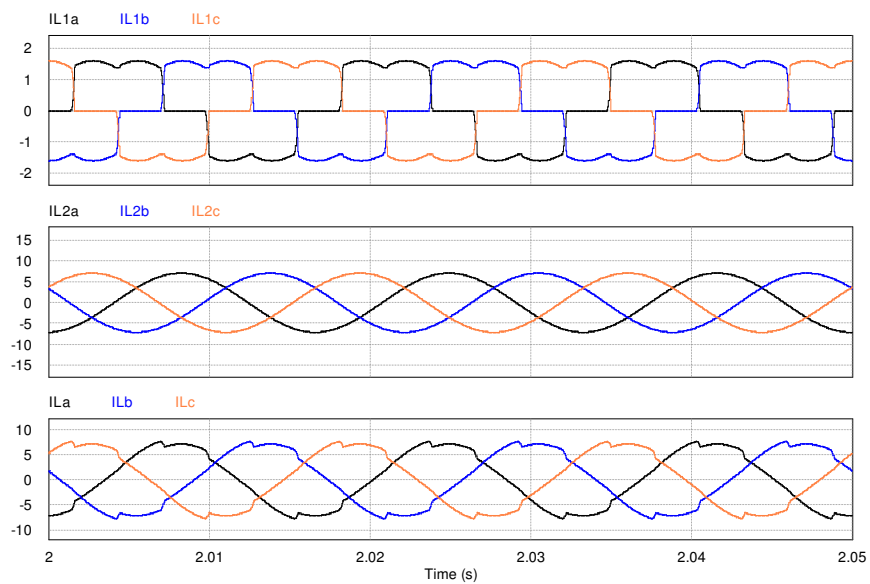


Figura D-2: Correntes nas cargas e total.

A Figura D-3 apresenta o espectro da corrente total das cargas.

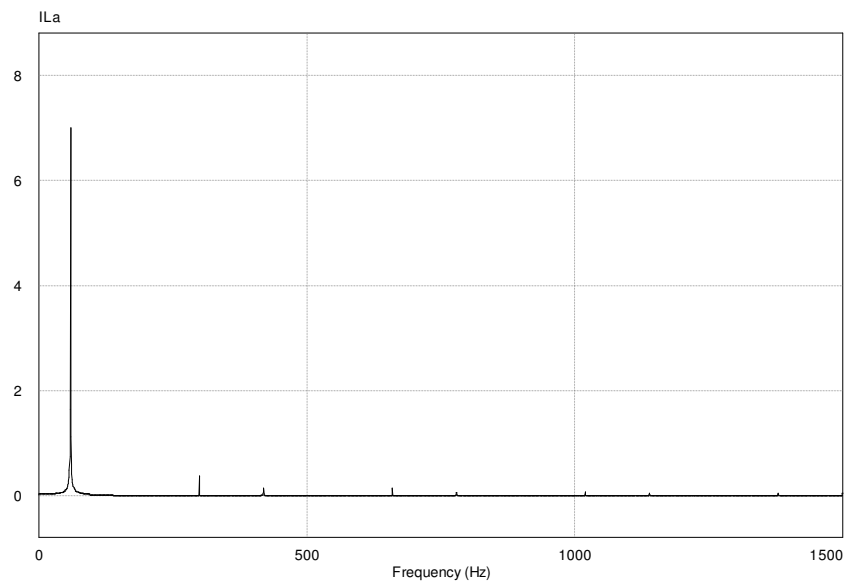


Figura D-3: Espectro da corrente total das cargas.

A Figura D-4 apresenta as correntes de linha sem o filtro ativo atuando.

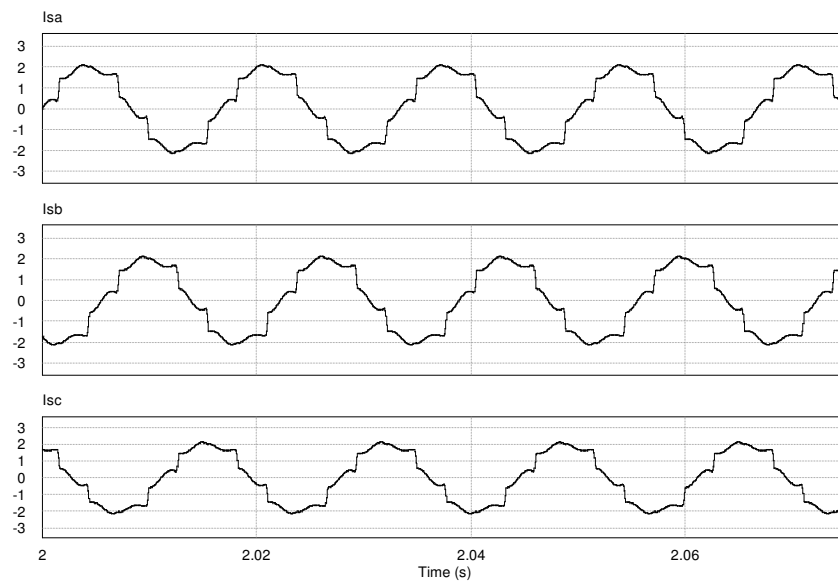


Figura D-4: Correntes de linha sem o filtro ativo atuando.

A Figura D-5 apresenta o espectro da corrente da linha sem o filtro ativo atuando.

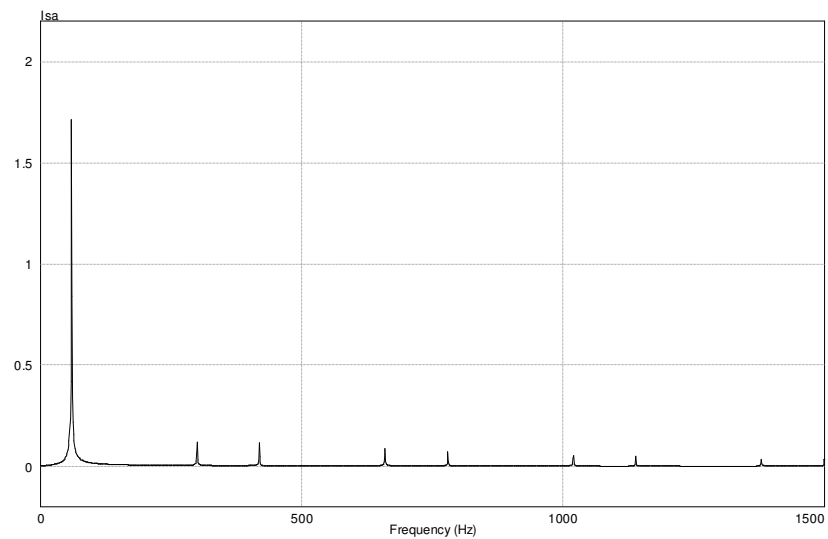


Figura D-5: Espectro da corrente de linha sem o filtro ativo atuando.

A Figura D-6 apresenta as correntes de linha com o filtro ativo atuando.

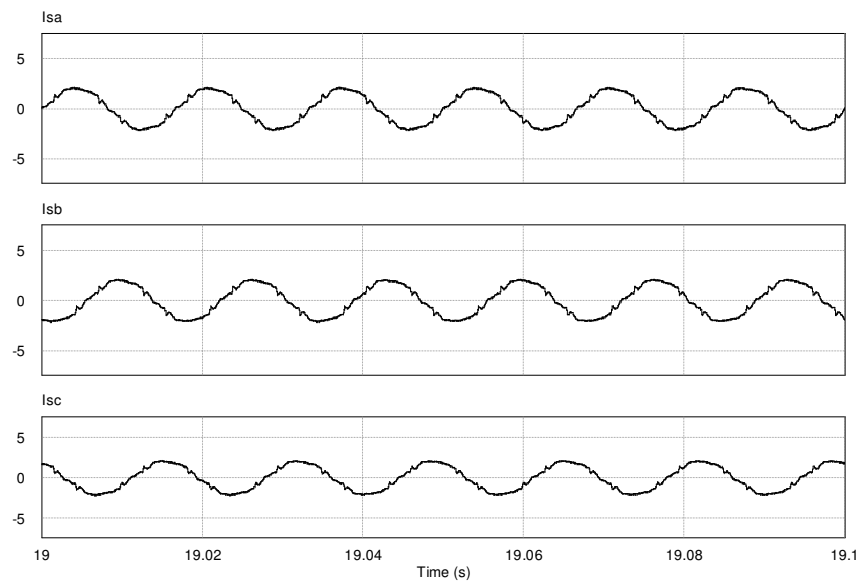


Figura D-6: Correntes de linha com o filtro ativo atuando.

A Figura D-7 apresenta o espectro da corrente da linha com o filtro ativo atuando.

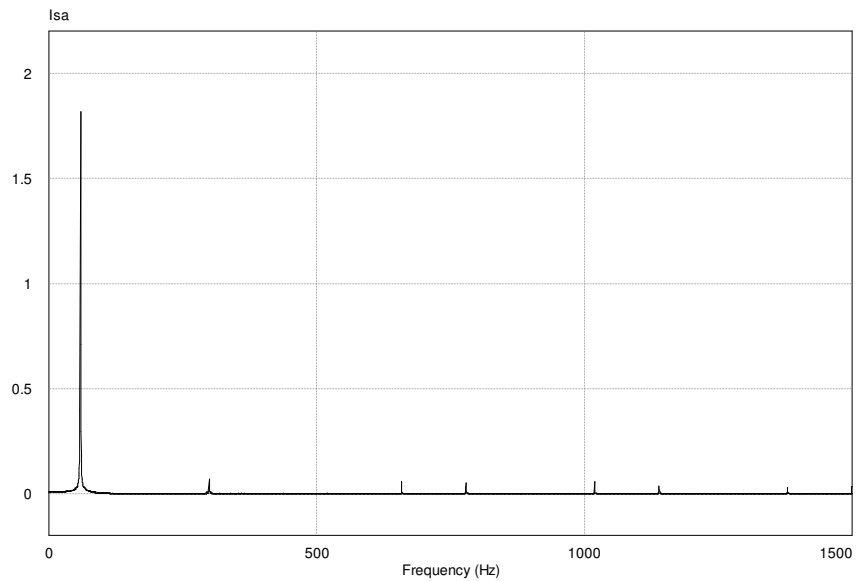


Figura D-7: Espectro da corrente de linha com o filtro ativo atuando.

A Figura D-8 apresenta a tensão e corrente para uma fase.

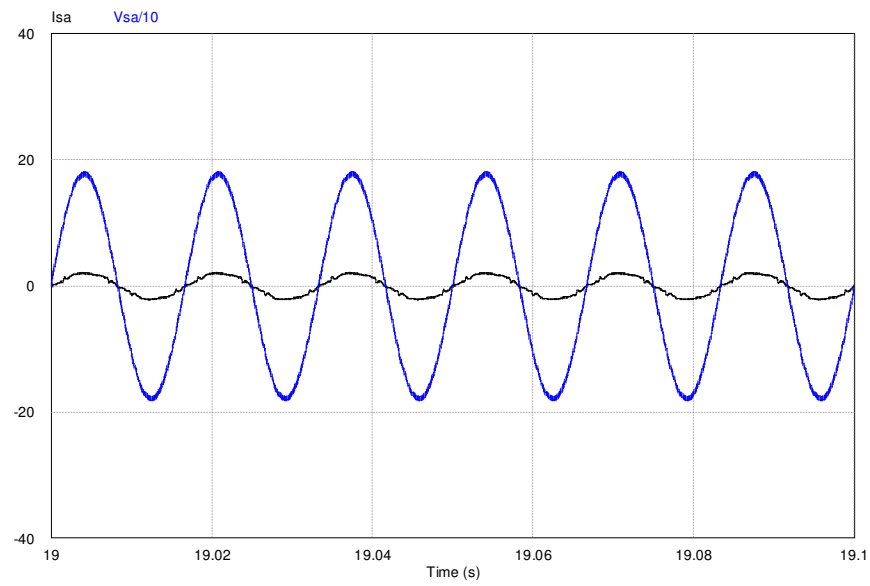


Figura D-8: Tensão e corrente de linha para uma fase.

A Figura D-9 apresenta as correntes pelos capacitores do filtro híbrido.

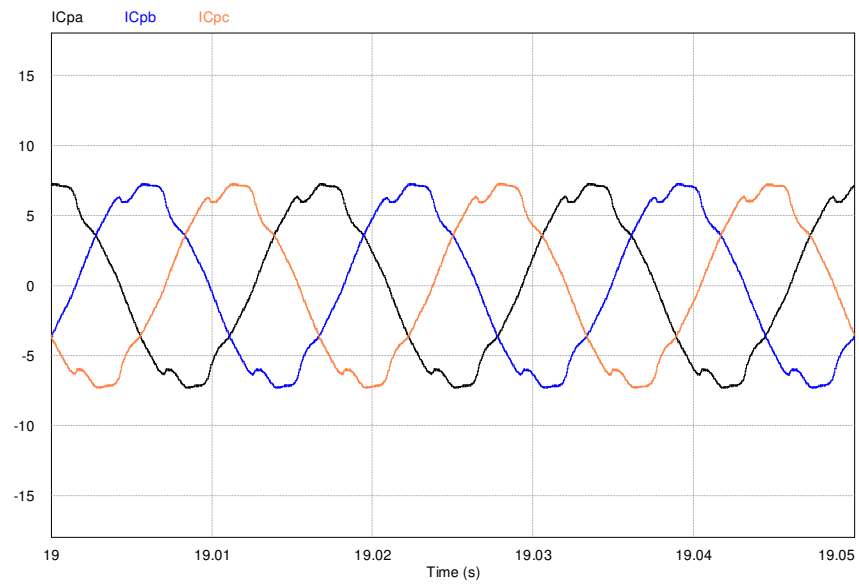


Figura D-9: Correntes pelos capacitores do filtro híbrido.

A Figura D-10 apresenta o espectro da corrente pelos capacitores do filtro híbrido.

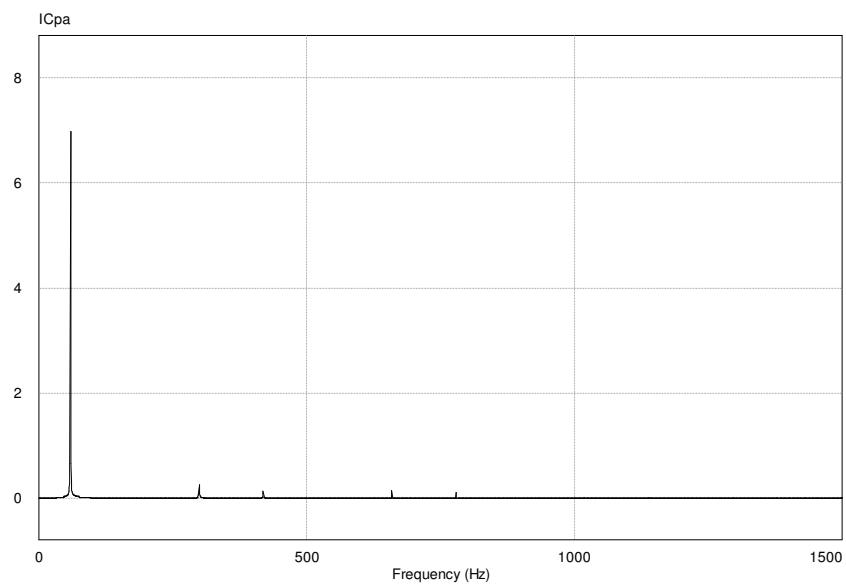


Figura D-10: Espectro da corrente pelo capacitor do filtro híbrido.

A Figura D-11 apresenta as correntes pela parte passiva do filtro híbrido.

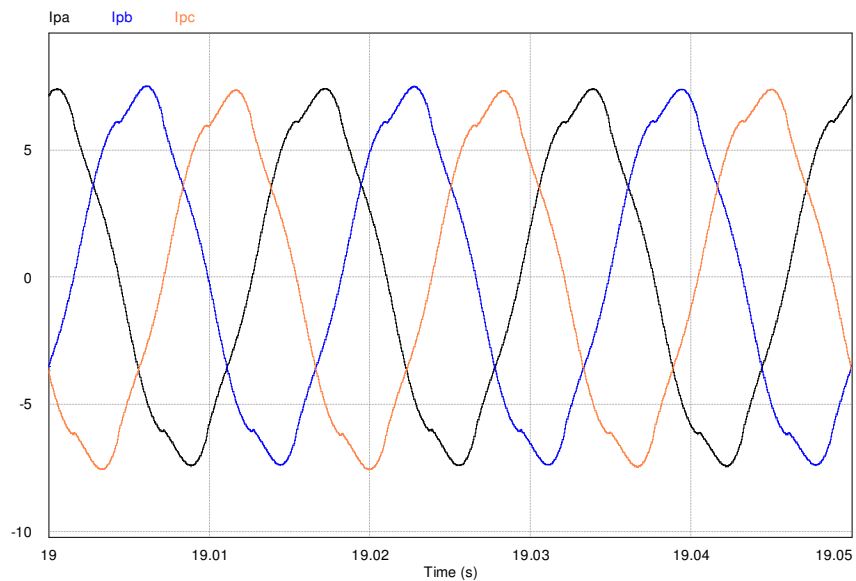


Figura D-11: Corrente pela parte passiva do filtro híbrido.

A Figura D-12 apresenta o espectro da corrente pela parte passiva do filtro híbrido.

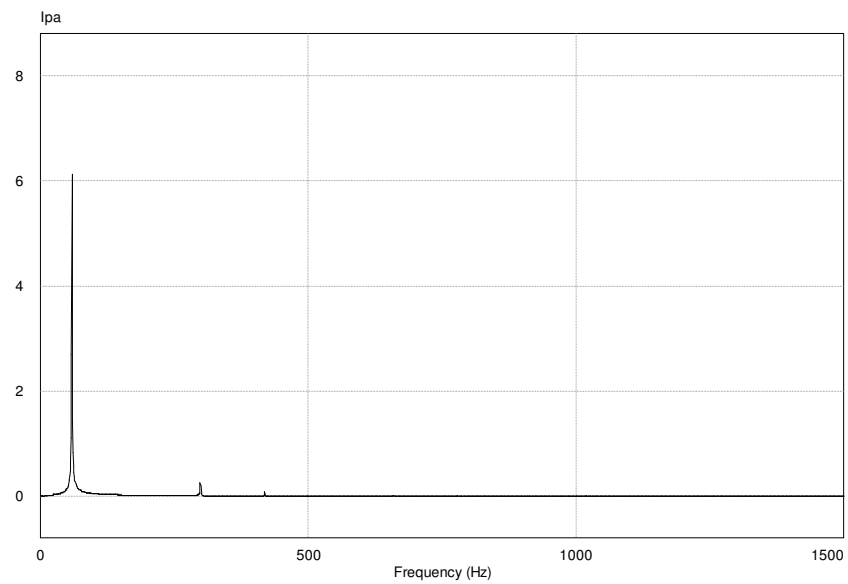


Figura D-12: Espectro da corrente pela parte passiva do filtro híbrido.

A Figura D-13 apresenta as correntes pela parte ativa do filtro híbrido.

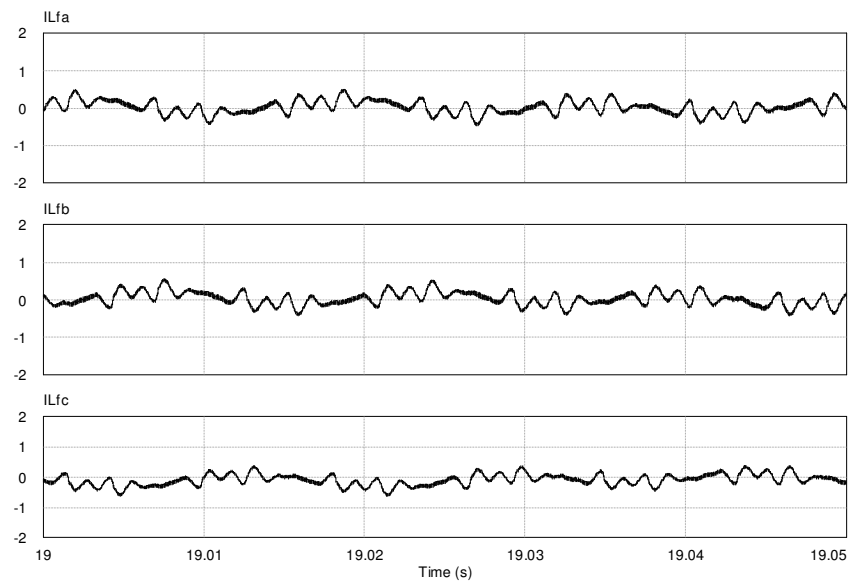


Figura D-13: Correntes pela parte ativa do filtro híbrido.

A Figura D-14 apresenta o espectro da corrente pela parte ativa do filtro híbrido.

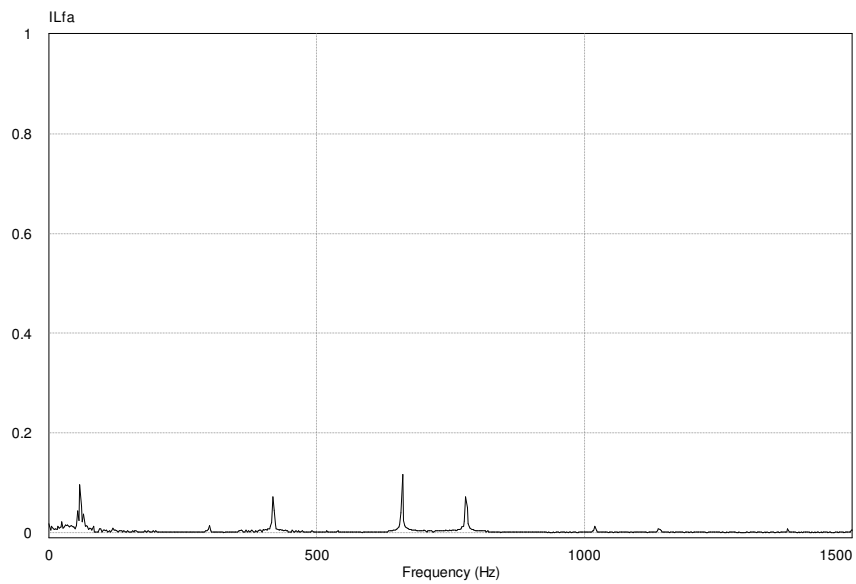


Figura D-14: Espectro da corrente pela parte ativa do filtro híbrido

A Figura D-15 apresenta a tensão no ponto de acoplamento entre os filtros.

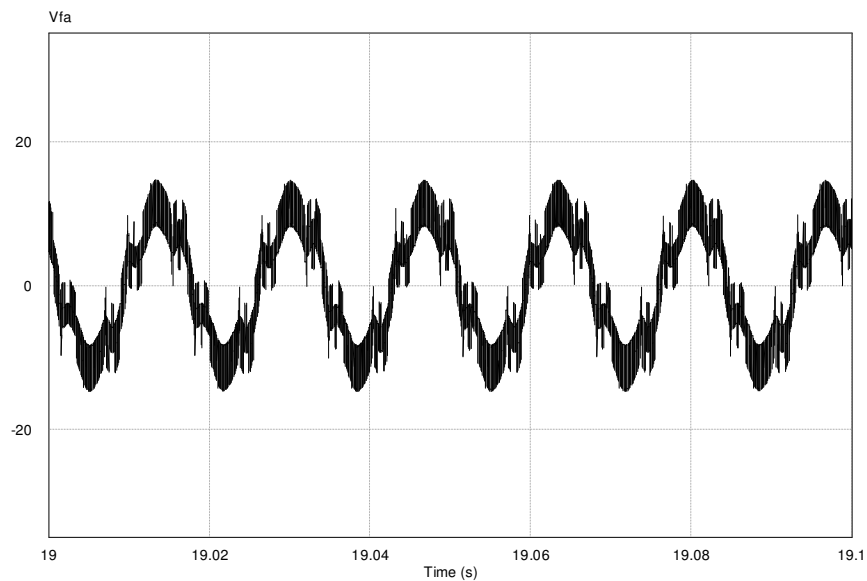


Figura D-15: Tensão no ponto de acoplamento entre os filtros.

A Figura D-16 apresenta o espectro da tensão no ponto de acoplamento entre os filtros.

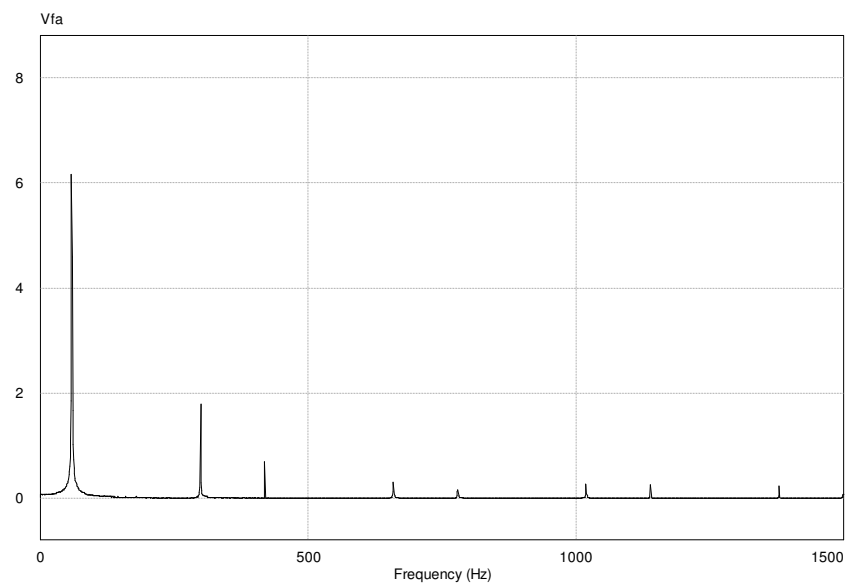


Figura D-16: Espectro da tensão no ponto de acoplamento entre os filtros.

APÊNDICE E – Protótipo Experimental

A Figura D.1 apresenta o protótipo experimental desenvolvido no laboratório para validação do projeto.

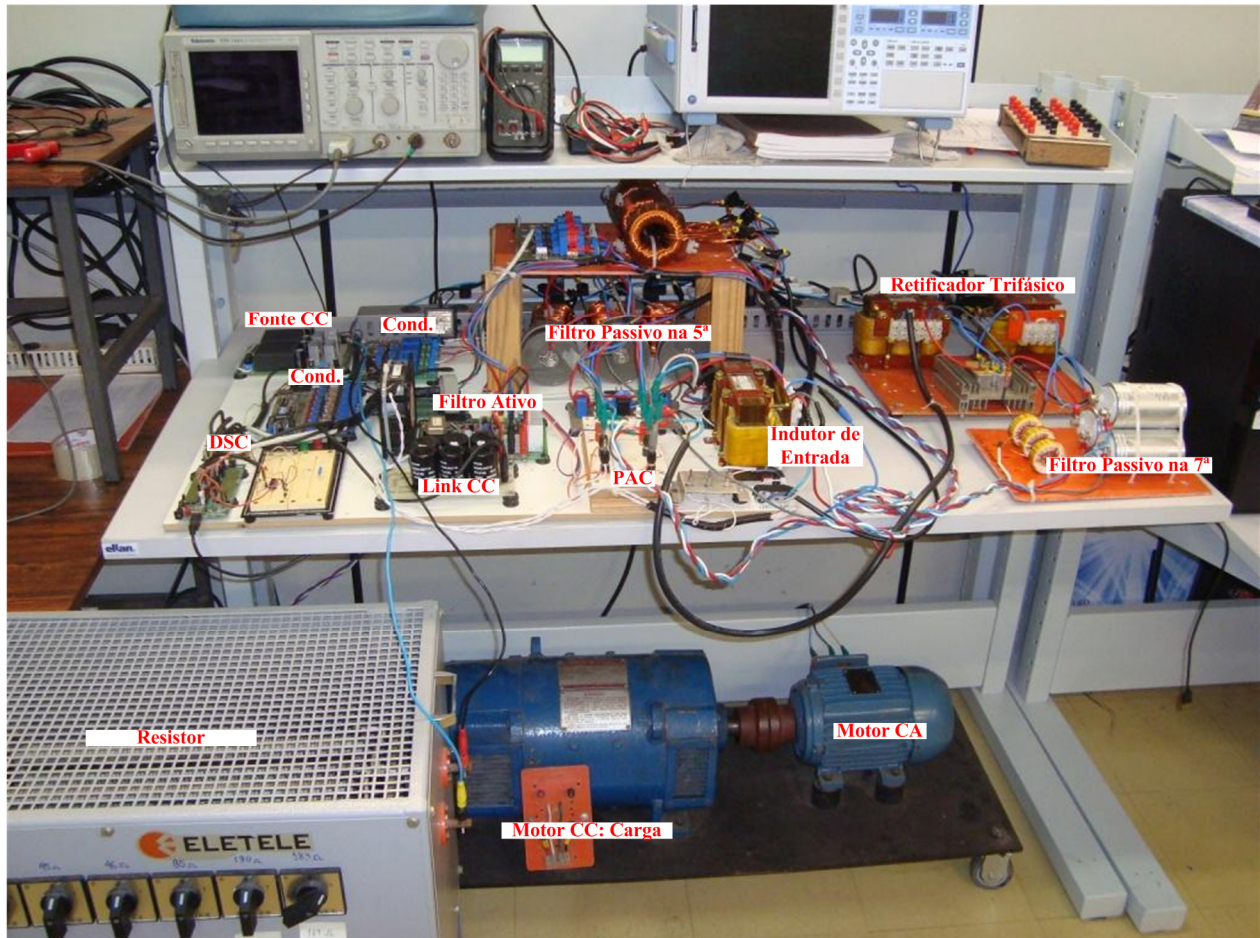


Figura E.1: Protótipo experimental.

APÊNDICE F – Artigos Científicos Publicados

BUSARELLO, TIAGO. D. C. ; SILVA, N. ; Vendrusculo, E. A. ; POMILIO, J. A. . A Control Approach based on Frequency Response for Line Harmonic Current Mitigation using Hybrid Active Power Filter. In: 2nd IEEE ENEGYCON Conference & Exhibition, 2012 / Advances in Energy Conversion Symp, 2012, Florença. Enegycon, 2012. p. 275-281.

SILVA, N. ; Vendrusculo, E. A. ; BUSARELLO, TIAGO. D. C. ; POMILIO, J. A. . Resonance Mitigation in Distorted Voltage Grid with Passive Filter by a Hybrid Active Power Filter. In: Power Electronics South America - An Event Sponsored by PCIM, 2012, São Paulo. Proceedings - Power Electronics South America, 2012.

BUSARELLO, TIAGO. D. C. ; SILVA, N. ; Vendrusculo, E. A. ; POMILIO, J. A. . Small-Signal Model for a Derivative Hybrid Power Filter: Implementation in a Distorted Voltage Grid. IEEE International Conference on Clean Electrical Power Renewable Energy Resources Impact. June 2013. Italy.

BUSARELLO, TIAGO. D. C. ; SILVA, N. ; Vendrusculo, E. A. ; POMILIO, J. A. . Analysis of a Derivative Hybrid Power Filter in Distorted Voltage Grid. IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies ISGT-LA, April 2013. São Paulo – Brazil.

REFERÊNCIAS

- [1] de La Rosa, F. “Harmonic and Power System”. 1st Edition. 2006.
- [2] Arrillaga, J. ; Watson, N.R. “Power System Harmonics” 2nd Edition. John Wiley & Sons. 2003.
- [3] Arrillaga, J. ; Smith, B.C., Watson, N.R. ; Wood, A.R. Power System Harmonic Analysis, John Wiley & Sons, Chichester. 1997.
- [4] Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. www.aneel.gov.br. Revisão 2008.
- [5] IEEE, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," IEEE Std 519-1992 , vol., no., pp.0_1, 1993
- [6] IEEE, "IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters," IEEE Std 1531-2003 , vol., no., pp.0_1-60, 2003.
- [7] Wu Jian; He Na; Xu Dianguo; , "A 10KV shunt hybrid active filter for a power distribution system," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE , vol., no., pp.927-932, 24-28 Feb. 2008.
- [8] Yi Tang; Poh Chiang Loh; Peng Wang; Fook Hoong Choo; Feng Gao; Blaabjerg, F.; , "Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.59, no.3, pp.1443-1452, March 2010.
- [9] Rahmani, S.; Mendalek, N.; Al-Haddad, K.; , "Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.10, pp.3364-3375, Oct. 2010.
- [10] Jintakosonwit, P.; Fujita, H.; Akagi, H.; , "Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.17, no.1, pp.132-140, Jan 2002.
- [11] Akagi, H. ; Watanabe, E. ; Aredes, M. ; “Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning”. Wiley-IEEE Press. 2007.
- [12] Massoud, A.M.; Finney, S.J.; Cruden, A.J.; William, B.W.; , "Three-Phase, Three-Wire, Five-Level Cascaded Shunt Active Filter for Power Conditioning, Using Two Different Space Vector Modulation Techniques," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.22. no.4, pp.2349-2361, Oct. 2007.

- [13] Asadi, M.; Jalilian, A.; , "An improved current control method of shunt active power filter based on state-space variables under asymmetrical and non-sinusoidal conditions," Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2011 5th International, vol., no., pp.285-290, 6-7 June 2011.
- [14] Buso, S.; Malesani, L.; Mattavelli, P.; , "Comparison of current control techniques for active filter applications," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.45, no.5, pp.722-729, Oct 1998.
- [15] Lopez, M.G.; Moran, L.T.; Espinoza, J.C.; Dixon, J.R.; , "Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high voltage active power filter applications," Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE , vol.2, no., pp. 1050- 1055 Vol.2, 2-6 Nov. 2003.
- [16] Rivas, D.; Moran, L.; Dixon, J.; Espinoza, J.; , "A simple control scheme for hybrid active power filter," Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings- , vol.149, no.4, pp. 485- 490, Jul 2002.
- [17] Fujita, H.; Yamasaki, T.; Akagi, H.; , "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.15, no.2, pp.215-222, Mar 2000.
- [18] da Silva, N.; Pomilio, J.A.; Vendrusculo, E.A.; , "Analysis of control strategy and dimensioning of Hybrid Active power filter with reduced inverter power rating," Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010.
- [19] da Silva, N.; "Contribuições ao Estudo, Projeto e Aplicação de Filtros Ativos Híbridos de Potência". Tese de Doutorado. Unicamp, Brasil. 2012.
- [20] Asiminoaei, L.; Wiechowski, W.; Blaabjerg, F.; Krzeszowiak, T.; Kedra, B.; , "A New Control Structure for Hybrid Power Filter to Reduce the Inverter Power Rating," IEEE Industrial Electronics, IECON - 32nd Annual Conference on , vol., no., pp.2712. 2006.
- [21] Valdez, A.A.; Escobar, G.; Martinez-Montejano, M.F.; , "A model-based controller for a hybrid power filter to compensate harmonic distortion in unbalanced operation," Power Electronics Specialists Conference., PESC 2008. IEEE, vol., no., pp.3861- June 2008.
- [22] Ogata, K. "Discrete-Time Control System" 2nd edition, Prentice Hall. 1994.
- [23] Lyons, R. G. "Understanding Digital Signal Processing" 3rd Edition. Prentice Hall. 2010.
- [24] TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232, Digital Signal Controllers (DSCs) Data Manual. www.ti.com.

- [25] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Loh, P.C.; , "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings* - , vol.153, no.5, pp.750-762, September 2006.
- [26] Barbi, I. "Conversores DC-DC Básicos Não-Isolados". Editora da UFSC.
- [27] Yazdani, A; Iravani, R. " Voltage-Sourced Converters in Power System " Wiley; 1st edition, 2010.
- [28] Erickson, R.W;Maksimovic, D. "Fundamentals of Power Electronics" Springer, 2nd edition, 2001.
- [29] Poitiers, F.; Machmoum, M.; Doeuff, R. Le; Zaim, M. E. "Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion Systems". *Australian Universities Power Engineering Conference - AUPEC Australia* – Sept 2001.
- [30] Haute, S. V.; Terörde, G.; Hameyer, K.; Belmans, R. "Modeling and Implementation of a Permanent MagnetS synchronous Motor Drive using a DSP Development Environment". 8th *International Power Electronics & Motion Control conference (PEMC)*. vol.4, pp.476-481, Czech Republic - September 1998.
- [31] Anton, H. A. ; Rorres, C. "Álgebra Linear com Aplicações". Bookman Companhia. 2001.
- [32] Nise, N S. "Control Systems Engineering" 5th edition. IE-Wiley. 2006.
- [33] Åström, K. J. ; Hagglund, T. "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning" ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society; 2 Sub edition 1995.
- [34] Marafão, F. P.; Deckman, S. M.; Pomilio, J. A.; Machado, R. Q.; , "Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL," *Revista Eletrônica de Potência* , vol.10, Jun. 2005.