

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**



**ESTUDO E PROJETO DE FILTROS PASSIVOS PARA
ATENUAÇÃO DE HARMÔNICOS EM INSTALAÇÕES
ELÉTRICAS INDUSTRIAIS**

Ernande Eugenio Campelo Moraes

Fortaleza
Junho de 2011

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

**ESTUDO E PROJETO DE FILTROS PASSIVOS PARA
ATENUAÇÃO DE HARMÔNICOS EM INSTALAÇÕES
ELÉTRICAS INDUSTRIAIS**

Trabalho Final de Curso submetido à
Universidade Federal do Ceará como parte dos
requisitos para obtenção do grau de Graduado
em Engenharia Elétrica.

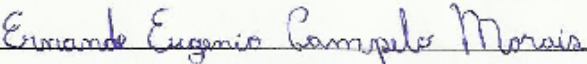
Orientador: Prof. MSc. Carlos Gustavo Castelo
Branco

Fortaleza
Maio de 2011

ERNANDE EUGENIO CAMPELO MORAIS

**ESTUDO E PROJETO DE FILTROS PASSIVOS PARA
ATENUAÇÃO DE HARMÔNICOS EM INSTALAÇÕES
ELÉTRICAS INDUSTRIAIS**

Este trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do título de Graduação em Engenharia Elétrica, e aprovado em sua forma final pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.


Ernande Eugenio Campelo Moraes

Banca Examinadora:


Prof. Carlos Gustavo Castelo Branco, MSc.


Prof. Demercil de Souza Oliveira Jr., Dr.


Prof. Rene Torrico Bascopé, Dr.

Fortaleza, Junho de 2011

*"Educação torna as pessoas fáceis de liderar, mas difíceis de manipular, fáceis de governar,
mas impossíveis de escravizar." Henry P. Brougham*

*A Deus,
Aos meus pais, Ernande e Silvia,
E a minha noiva, Adriana Negreiros.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pelo dom da vida e pela chance que me foi concedida.

Ao professor MSc. Carlos Gustavo Castelo Branco, pela sua orientação, amizade e disponibilidade durante todo este tempo. Agradeço-o pela oportunidade de trabalhar e aprender.

A professora Ruth Pastora Saraiva Leão, pela disponibilidade nos momentos de dificuldades, pela experiência e pelos conhecimentos transmitidos. Obrigado pela paciência.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, Francisco Kleber, Sérgio Daher e Cícero Cruz; ao professor Michael Souza e ao técnico Pedro.

Aos meus amigos Dalton, Carlos Alberto, Willamy, Wellington Avelino, Ronny pelo companheirismo durante toda graduação.

A meu pai Ernande Eugenio e minha mãe Silvia Mary, sem eles minha vida não seria possível.

A minha noiva Adriana Negreiros, pelo companheirismo ao longo desses seis anos. Obrigado por todo amor, carinho, compreensão e dedicação.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

Morais, E. E. C. “Estudo e projeto de implementação de filtros passivos para atenuação de harmônicos em instalações elétricas industriais”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2011, 137p.

Este trabalho apresenta análises de causas e efeitos das harmônicas em um sistema elétrico devido às cargas não-lineares. Foram abordados métodos aplicados na prática para mitigação de harmônicas e, também, desenvolvido o estudo detalhado de modelagem de filtros passivos. Neste projeto foram utilizadas ferramentas computacionais como, por exemplo, o *MatLab*, *MathCad* e *PSPICE*, para que fosse possível melhorar o processo de determinação dos componentes constituintes dos filtros. Ao final do trabalho foi constatado que a topologia tradicional de filtros passivos RLC série em derivação com a carga era inviável de ser implementada para o estudo de caso analisado. Por fim, desenvolveu-se uma topologia híbrida composta por filtros RLC série *shunt*, combinados com um filtro duplamente sintonizado, para melhor satisfação dos resultados quanto as normas vigentes para distorções harmônicas.

Palavras-Chave: Harmônicas, cargas não-lineares, mitigação, filtros passivos, topologia híbrida, filtros RLC série *shunt* e filtros duplamente sintonizados.

Morais, E. E. C. “Study design and implementation of passive filters for harmonic mitigation in industrial electrical installations”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2011, 137p.

This work presents analysis of causes and effects of harmonics on an electrical system due to nonlinear loads. Approached the methods applied in practice to mitigate harmonics and also undertaken a detailed study of modeling of passive filters. This project were used as computational tools, eg *MatLab*, *MathCad* and *PSPICE*, so we could expedite the process of determining the constituent components of the filters. At the end of the study was found that the traditional passive filter topology RLC series with the load shunt was not feasible to be implemented for the case study analyzed. Finally developed a hybrid topology composed of RLC series shunt filters, combined with a double tuned filter for better results and satisfaction of the standards for harmonic distortion.

Keywords: harmonics, nonlinear loads, mitigation, passive filters, hybrid topology, filters, RLC series and shunt filters tuned twice.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE TABELAS	xiv
CAPÍTULO 1	1
CAPÍTULO 2	7
ANÁLISE DE CAUSAS, EFEITOS E MEIOS PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS ...	7
2.1 - ESTADO DA ARTE	7
2.2 – PRINCIPAIS CAUSAS DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS INDUSTRIAIS E FORMAS PARA MITIGAR ESTE PROBLEMA	15
2.3 – ABORDAGEM SOBRE FILTROS PASSIVOS E ATIVOS	19
2.4 – DEFINIÇÃO DO MÉTODO A SER UTILIZADO PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS: FILTRO PASSIVO <i>SHUNT</i> RLC SÉRIE	25
2.5 – CONCLUSÃO.....	26
CAPÍTULO 3	27
MODELAGEM DO SISTEMA	27
3.1 – INTRODUÇÃO.....	27
3.2 – DEFINIÇÃO E MODELAGEM DO PROBLEMA.....	27
3.3 – ESTUDO E MODELAGEM DO SISTEMA.....	28
3.3.1 – ANÁLISE DA CARGA NÃO-LINEAR.....	28
3.3.2 – MODELAGEM DA IMPEDÂNCIA DA LINHA.....	33
3.4 – ESTUDO E MODELAGEM DO FILTRO PASSIVO.....	43
3.4.1 - ESTUDO E MODELAGEM DO FILTRO PASSIVO RLC SÉRIE <i>SHUNT</i>	44
3.4.2 - ESTUDO E MODELAGEM DO FILTRO PASSIVO DUPLAMENTE SINTONIZADO	49
3.4.2.1 – MODELO PROPOSTO PARA UTILIZAÇÃO DOS REATORES DE LINHA EM CONJUNTO COM O DTF E OS BANCOS DE FILTROS RLC SÉRIE <i>SHUNT</i> ...	55
3.5 – CONCLUSÃO.....	58
CAPÍTULO 4	59
PROJETO DO FILTRO PASSIVO	59
4.1 – INTRODUÇÃO.....	59
4.1.1 – PROJETO DO FILTRO PASSIVO RLC SÉRIE <i>SHUNT</i>	60

4.1.1.1 – CONCLUSÕES DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO PROJETO DE FILTROS RLC SÉRIE SHUNT	73
4.1.2 – PROJETO DO FILTRO PASSIVO RLC SÉRIE <i>SHUNT</i> COMBINADO COM O FILTRO DUPLAMENTE SINTONIZADO (DTF)	76
4.1.2.1 – CONCLUSÕES DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO PROJETO DE FILTROS RLC SÉRIE SHUNT COMBINADOS COM O FILTRO DUPLAMENTE SINTONIZADO (DTF)	95
CONCLUSÃO	101
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	103
APÊNDICE A	106
APÊNDICE B	115
APÊNDICE C	119
ANEXO	121

LISTAS DE FIGURAS

Figura 2.1 – Defasamento de corrente em relação à tensão.	7
Figura 2.2 – Forma de onda da corrente distorcida.....	9
Figura 2.3 – Onda senoidal fundamental e quinta harmônica.	10
Figura 2.4 – Soma das ondas da Figura 2.3.....	10
Figura 2.5 – Curva $B \times H$ do núcleo magnético de um transformador [2].....	16
Figura 2.6 – Multiplicação de fases através de transformadores [5].	18
Figura 2.7 – Implementação de reatores de auto-saturação [5].....	19
Figura 2.8 – Filtros passivos em série.....	20
Figura 2.9 – Filtros passivos em paralelo.	20
Figura 2.10 – a) Filtro sintonizado, b) Filtro amortecido.	21
Figura 2.11 – Filtro ativo paralelo.....	22
Figura 2.12 – Filtro ativo série.	23
Figura 2.13 – Filtro ativo série-paralelo.	23
Figura 2.14 – Diagrama de Bode da impedância do filtro.....	25
Figura 3.1 – Sistema em estudo.	27
Figura 3.2 – Tensão no PCC (VPCC) e corrente no PCC (IPCC).	30
Figura 3.3 – Componentes harmônicas de tensão em % da fundamental.	32
Figura 3.4 – Componentes harmônicas de corrente em % da fundamental.	32
Figura 3.5 – Forma de onda da corrente no neutro do sistema em estudo.	33
Figura 3.6 – Topologia do filtro RLC série <i>shunt</i>	44
Figura 3.7 – Diagrama unifilar do filtro em uma planta industrial simples [2].	46
Figura 3.8 - Diagrama unifilar do filtro em uma planta industrial simples simplificado [2]. ...	47
Figura 3.9 – Filtro duplamente sintonizado (DTF).....	49
Figura 3.10 – Circuito equivalente de Thevenin do sistema [21].	51
Figura 3.11 – Aplicação de busca <i>simplex</i> ao ponto inicial estipulado [22].	53
Figura 3.12 – Configurações possíveis para conexão dos bancos de filtro RLC em combinação com o DTF e os reatores de linha.....	56
Figura 3.13 – Diagrama de força do conjunto de reatores de linha e banco de filtros.	57
Figura 3.14 – Diagrama de controle do conjunto de reatores de linha e banco de filtros.	57
Figura 4.1 – Sistema em estudo.	59
Figura 4.2 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC sem os bancos de filtros.....	60

Figura 4.3 – Espectro de corrente no PCC sem aplicação de filtros.....	61
Figura 4.4 – Espectro de tensão no PCC sem aplicação de filtros.....	61
Figura 4.5 – Sistema em estudo com banco trifásico de filtros para 3º harmônica.	64
Figura 4.6 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC com o banco de filtros de 3ª harmônica.	65
Figura 4.7 – Espectro de corrente no PCC com aplicação do filtro de 3ª harmônica.	65
Figura 4.8 – Espectro de tensão no PCC com aplicação do filtro de 3ª harmônica.	66
Figura 4.9 - Sistema em estudo com bancos trifásicos de filtros para 3º e 5º harmônicas.	68
Figura 4.10 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC com os bancos de filtros de 3ª e 5ª harmônicas.	69
Figura 4.11 – Espectro de corrente no PCC com aplicação dos filtros de 3ª e 5ª harmônicas.	70
Figura 4.12 – Espectro de tensão no PCC com aplicação dos filtros de 3ª e 5ª harmônicas.	70
Figura 4.13 – Detalhe do <i>notch</i> do sinal de tensão no PCC.	73
Figura 4.14 – Sistema com filtro duplamente sintonizado (DTF) inserido no neutro.	77
Figura 4.15 – Sistema em estudo com filtro duplamente sintonizado e reatores de linha.....	78
Figura 4.16 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC do circuito da Figura 4.15.	79
Figura 4.17 – Espectro de corrente no PCC da Figura 4.15.....	79
Figura 4.18 – Espectro de tensão no PCC da Figura 4.15.....	80
Figura 4.19 – Sistema em estudo com filtro duplamente sintonizado, reatores de linha e banco de filtros de 5ª harmônica.	82
Figura 4.20 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC do circuito da Figura 4.19.	83
Figura 4.21 – Espectro de corrente no PCC com filtros de 5ª harmônica.	84
Figura 4.22 – Espectro de tensão no PCC com filtros de 5ª harmônica.	84
Figura 4.23 - Sistema em estudo com filtro duplamente sintonizado, reatores de linha e bancos de filtros de 5ª e 7ª harmônicas.	87
Figura 4.24 – Formas de onda de tensão e corrente do circuito da Figura 4.23.....	88
Figura 4.25 - Espectro de corrente no PCC com filtros da Figura 4.23.....	88
Figura 4.26 - Espectro de tensão no PCC com filtros da Figura 4.23.....	89
Figura 4.27 – Detalhe do <i>notch</i> do sinal de tensão no PCC.	91
Figura 4.28 – Indicação do PCC para avaliação final do projeto.....	93
Figura 4.29 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC considerado na Figura 4.28.	93
Figura 4.30 – Espectro de tensão no PCC da Figura 4.28.....	94
Figura 4.31 – Detalhe do <i>notch</i> do sinal de tensão no PCC da Figura 4.28.....	95
Figura 4.32 – Curva de custo para o filtro passivo.	100

Figura A.1 – Percurso considerado para a impedância de linha de fase.....	107
---------------------------------------------------------------------------	-----

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Dados da carga obtidos no PCC por simulação no PSPICE.	30
Tabela 3.2 - Componentes Fourier da tensão no PCC.	31
Tabela 3.3 - Componentes Fourier da corrente no PCC.	31
Tabela 3.4 – Comparação das impedâncias de linha do sistema em estudo com o sistema modelado em [17].	34
Tabela 3.5 - Dados característicos de transformadores trifásicos em óleo para instalação interior ou exterior – classe 15kV – primário em estrela ou triângulo e secundário em estrela – 60Hz [19].	37
Tabela 4.1 - Limites de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120V à 69kV eficaz) [5].	59
Tabela 4.2 – Classificação dos sistemas de baixa tensão e limites de distorção [5].	60
Tabela 4.3 - Componentes Fourier de corrente no PCC sem filtros.	62
Tabela 4.4 - Componentes Fourier de tensão no PCC sem filtros.	62
Tabela 4.5 - Componentes Fourier de corrente no PCC com filtro de 3ª harmônica.	66
Tabela 4.6 - Componentes Fourier de tensão no PCC com filtro de 3ª harmônica.	67
Tabela 4.7 – Componentes Fourier de corrente no PCC com filtros de 3ª e 5ª harmônicas. ...	71
Tabela 4.8 – Componentes Fourier de tensão no PCC com filtros de 3ª e 5ª harmônicas.	71
Tabela 4.9 – Dados da carga obtidos no PCC por simulação no PSPICE.	74
Tabela 4.10 – Perdas nos filtros RLC série shunt de 3ª e 5ª harmônicas.	76
Tabela 4.11 – Tensão e corrente eficaz nos componentes dos filtros.	76
Tabela 4.12 – Valores de componentes dos filtros.	76
Tabela 4.13 – Componentes Fourier de corrente no PCC da Figura 4.15.	80
Tabela 4.14 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.15.	81
Tabela 4.15 – Componentes Fourier de corrente no PCC da Figura 4.19.	85
Tabela 4.16 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.19.	85
Tabela 4.17 – Componentes Fourier de corrente no PCC da Figura 4.23.	89
Tabela 4.18 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.23.	90
Tabela 4.19 - Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.28.	94
Tabela 4.20 – Dados da carga obtidos no PCC por simulação no PSPICE.	96
Tabela 4.21 – Perdas no filtro duplamente sintonizado (DTF) e nos filtros RLC série <i>shunt</i> de 5ª e 7ª harmônicas.	98

Tabela 4.22 – Tensão e corrente eficaz nos componentes dos filtros.....	98
Tabela 4.23 - Valores de componentes dos filtros.....	99
Tabela I.1 - Valores máximos e mínimos de tensões e correntes.....	122
Tabela I.2 - Valores máximos e mínimos de potências trifásicas.....	122
Tabela I.3 - Valores máximos e mínimos de fator de potência total trifásico, frequência, e distorções de corrente e tensão.	122

CAPÍTULO 1

Atualmente é notório o grande crescimento do uso de equipamentos e dispositivos eletrônicos em instalações elétricas residenciais, comerciais e, principalmente, industriais. Nesse contexto, a eletrônica de potência adquire um papel de grande importância no processamento eficiente da energia elétrica, tendo em vista o alto índice de utilização de energia e o impacto ambiental que isso pode causar, vinculado aos processos de geração [1].

Em [2], é citado, para efeitos quantitativos, o aumento do uso da eletrônica no processamento da energia elétrica, que nos Estados Unidos da América (EUA) 15% da energia elétrica consumida no país é eletronicamente processada e estima-se um aumento para 50% nos próximos 10 anos.

Com o aumento do número de equipamentos eletrônicos ligados a rede elétrica de uma determinada instalação, tem-se observado o aumento concomitante de distúrbios nos sinais de corrente elétrica da rede e, conseqüentemente, de tensão. Esses equipamentos são conectados a rede por intermédio de circuitos especiais e conversores eletrônicos, que possuem em sua natureza de funcionamento a característica de distorcer as grandezas elétricas, corrente e tensão [1].

Esses distúrbios, inerentes aos equipamentos eletrônicos, são ocasionados pelo aparecimento de harmônicas. As harmônicas são sinais de amplitudes e frequências diferenciadas do sinal principal, conhecido como fundamental. Devido a estes fatores de amplitudes e frequências variadas, as harmônicas injetadas na rede elétrica por esses equipamentos eletrônicos, causam inconveniências aos consumidores conectados a rede e, principalmente, às concessionárias de energia elétrica. Tais inconvenientes como, por exemplo, baixo fator de potência da instalação, distorções harmônicas da tensão da rede e ruídos que interferem no funcionamento de outros equipamentos ligados as redes, comprometem a qualidade da energia nas instalações elétricas de uma maneira geral [3].

Embora os distúrbios devidos a esses harmônicos sejam crescentes na rede elétrica de distribuição, seus efeitos não são tão evidentes em instalações residenciais quanto em instalações comerciais e industriais [1].

Nas indústrias, que são os locais de maior interesse para aplicação do presente trabalho, as harmônicas já existiam nas instalações antes do advento, em massa, dos circuitos eletrônicos no processamento de energia. E as principais fontes de geração desses harmônicos eram os transformadores e motores, que são as cargas de maior peso nas instalações

industriais. As lâmpadas de descarga (fluorescentes, por exemplo) também tinham e ainda têm seu peso na geração de harmônicas. Outra carga muito específica, porém uma fonte muito importante de harmônicas, são os fornos a arco, no caso das siderúrgicas.

Essas cargas eletromecânicas, até as décadas finais do século passado, eram as principais fontes de harmônicos presentes nas indústrias. No entanto, a necessidade de tornar a produção mais eficiente, trouxe para as indústrias o conceito de automação bem como a premência de um maior controle da produção. E atrelado a estes fatores, a gama de dispositivos eletrônicos utilizados em fontes de computadores para automação e monitoramento da produção, acionamento e controle da operação de máquinas elétricas, aumentou vertiginosamente nos últimos anos [4].

Como citado em [2], a mitigação das harmônicas geradas pelas cargas não-lineares, cargas que criam correntes não senoidais quando submetidas a uma fonte de tensão senoidal, [5], pode ser conseguida através de configurações especiais de transformadores, como a utilização de um transformador de interface de linha (LIT) ou configurações tipo ZIG-ZAG. No entanto, este método precisa ser analisado e adotado durante a fase de definição do sistema de alimentação da indústria.

Outra possibilidade de diminuir a presença de harmônicas na rede elétrica de uma instalação, ainda utilizando transformadores, seria a alimentação de diversos grupos de cargas da instalação por transformadores individualizados para cada grupo. Ao conectar cada um desses transformadores à rede, através de seus enrolamentos primários na configuração delta, eles terão a capacidade de aprisionar harmônicas de terceira ordem, e suas múltiplas ímpares, de seus respectivos grupos de cargas [2].

A utilização de transformadores para a redução dos distúrbios elétricos da rede, causados pelos harmônicos, aumenta, também, a confiabilidade do sistema. Contudo, a utilização de transformadores representa maiores custos, visto que deverão ser utilizadas mais subestações, ou seja, mais transformadores e, consequentemente, mais dispositivos para sua proteção e seccionamento [2].

A mitigação de harmônicos por meio de filtros passivos, arranjos compostos por capacitores, indutores e resistores, é a forma mais comum e barata. Os filtros podem ser usados para barrar o fluxo de harmônicos das cargas não-lineares [5] para rede, usando uma topologia de filtro série, ou podem oferecer um caminho de menor impedância para a terra para as harmônicas, usando uma topologia filtro *shunt* [6].

Quando os filtros são compostos apenas por capacitores, indutores e resistores, elementos passivos, diz-se que são filtros passivos. Porém, quando possuem elementos ativos,

como dispositivos semicondutores controlados, injetando na rede, harmônicos opostos aos que são gerados pela carga não-linear, esses são ditos filtros ativos [6].

Um dos efeitos mais observados, quando há uma distorção harmônica muito elevada na rede elétrica da instalação, é o baixo fator de potência. E esse baixo fator de potência representa um valor eficaz de corrente elevado, fluindo entre a carga e a fonte de alimentação da mesma, pelos barramentos e transformadores.

Caso um projeto de bancos de capacitores, para compensação dos reativos, não levassem em conta a presença de harmônicas, problemas com a ressonância paralela poderiam surgir, levando ao aparecimento de altos índices de tensão e corrente no sistema. Por esta razão, quando instalados em sistemas com alto índice de distorção harmônica, os bancos de capacitores devem ser dessintonizados, colocando uma indutância série com cada célula capacitiva do banco, para que o banco possa se comportar como uma carga capacitiva na frequência fundamental de alimentação. No entanto, mesmo os bancos de capacitores sendo dessintonizados, estes podem apresentar ressonância para uma determinada componente harmônica da rede. Nesse caso, as quedas de tensões em cima de cada elemento, indutor e capacitor, podem se tornar elevadas, mesmo que a queda de tensão resultante vista da rede seja zero, tornando o banco problemático nessa situação danosa a ele [7]. Por esta razão, os filtros são a melhor opção para mitigar os harmônicos.

Em [14] verifica-se que a compensação de harmônicos através de filtros significa injetar potência reativa no sistema na frequência fundamental.

Em [5], a norma IEEE 519 estabelece limites percentuais admissíveis para as componentes harmônicas de corrente e tensão da rede. Tais limites são adotados em [2], onde se faz uma medição dos níveis de harmônicos da rede no ponto de conexão comum (PCC). São coletados os dados para a construção de uma tabela, contendo os níveis de tensões e correntes harmônicas.

Através da análise dessa tabela [2], é executado o projeto de um filtro passivo sintonizado em derivação com a carga. Verifica-se a escolha da harmônica mais intensa e passa a dimensionar o primeiro filtro para essa harmônica. Utilizando a constante de distorção harmônica (K) máxima de corrente em percentagem da corrente de carga na frequência fundamental [5], é determinada a resistência do filtro a partir da qual se encontra a indutância do filtro, através de um fator de qualidade que se estima entre 20 e 50 [2]. Por fim, a capacitância é determinada para a indutância encontrada.

Ao encontrar os valores de resistência, indutância e capacitância, é feita a simulação do comportamento da tensão e corrente, com o filtro conectado a rede, através do programa

computacional ORCAD. Então, é verificado se os limites percentuais encontrados na IEEE [5] foram atendidos. Caso não sejam atendidos, o filtro é descartado e uma nova constante de distorção harmônica e/ou fator de qualidade são escolhidos para o mesmo harmônico e, assim, o filtro é testado novamente no ORCAD. Caso o desempenho do filtro atenda a norma, é escolhida uma nova ordem harmônica que esteja fora dos limites da IEEE [5] e todo o procedimento é refeito para o novo filtro.

No trabalho desenvolvido em [8], é feito, também, um passo a passo no desenvolvimento de um filtro passivo sintonizado. No entanto, esse trabalho inclui uma análise de desempenho e suportabilidade do filtro. Verifica-se que o projeto do filtro começa com um objetivo a ser atingido: diminuir as distorções harmônicas a níveis pré-determinados ou corrigir o fator de potência a níveis, também, pré-determinados.

Após a escolha da meta a ser atingida pelo filtro, é adotada uma potência reativa inicial a ser fornecida pelo mesmo, na frequência fundamental, que atenda à meta de distorção harmônica pré-fixada. Se a meta não for atendida, a potência reativa do capacitor do filtro sofre um incremento e é testado novamente. Caso a meta seja atendida, os valores de capacitância e indutância do filtro são mantidos, e o processo iterativo agora se dá em cima da escolha do fator de qualidade, que modificará os valores de resistência do filtro, até que o filtro adquira a eficiência na mitigação dos harmônicos desejada.

Com o término do projeto dos filtros mínimos para as ordens de harmônicas mais intensas, o trabalho [8] executa os mesmos métodos iterativos para a verificação da suportabilidade do filtro, analisando os limites de tensão e corrente suportados pelo capacitor durante a operação. Estes limites são citados na norma IEEE 1531 [9]. Caso os filtros mínimos projetados não atendam os critérios de suportabilidade estabelecidos pela norma, todo o processo iterativo para determinação dos primeiros filtros é repetido para determinação de novos filtros de maior suportabilidade.

Por fim, em [8] cita-se o estudo de desempenho de cada um dos filtros, quando inseridos no sistema, em conjunto com os filtros que foram dimensionados para as outras harmônicas. Caso o desempenho de um filtro não seja satisfatório, apenas este sofrerá um redimensionamento através de todos os cálculos iterativos [8].

Em [10], há um estudo mais detalhado do filtro com relação a sua característica de resposta de frequência. É representado uma análise do filtro, considerando o efeito de sua dessintonia. Em [8] também existe essa preocupação com a dessintonia do filtro. Porém, somente em [10] é que a causa da dessintonia, bem como o seu efeito na eficiência do filtro, são mais claramente entendidos.

Vale ressaltar que, segundo a IEEE 519 [5], a eficiência de um filtro é determinada pelas relações de impedâncias que determinam a corrente por unidade, que fluirá na derivação do filtro e na fonte de energia. Ou seja, esta relação de impedância deve se aproximar da unidade, e a relação que determina a corrente por unidade deverá ser mínima para a frequência sintonizada.

Em [10], existe ainda uma discussão comparativa entre dessintonia e o fator de qualidade a ser adotado para o filtro. Nesta tese, conclui-se que a dessintonia e o fator de qualidade estão inversamente relacionados. Em [5], o fator de qualidade é definido como 2π vezes a razão máxima entre a energia armazenada e a dissipada por cada ciclo de uma frequência determinada. Assim, a dessintonia ou desvio equivalente de frequência [10], que é entendido como uma medida da largura da banda passante do filtro, determina a qualidade e a característica de resposta de frequência do filtro.

Quando o fornecimento de energia e aterramento garante a correta operação de todos os equipamentos eletro-eletrônicos conectados a rede, diz-se que o sistema elétrico atendeu aos critérios de qualidade de energia, solicitados pela norma IEEE 1159-1995 [11].

Segundo [11], o conceito de qualidade de energia pode ser dividido em qualidade de tensão, quando a tensão senoidal possui amplitude e frequências constantes; qualidade de corrente, quando a corrente senoidal possui amplitude e frequência constantes; qualidade de potência, determinado pela combinação da qualidade de tensão e corrente; qualidade de fornecimento, quando há qualidade de tensão e à boa interação entre a concessionária de energia e seus clientes, como os quesitos de atendimento, satisfação do cliente e etc.; e, por fim, a qualidade de consumo que depende basicamente da utilização correta de energia por conta do consumidor. Este último item é bastante influenciado pelas características harmônicas das cargas e da instalação elétrica de uma maneira geral do consumidor.

O Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (Procel) tem como objetivo racionalizar a produção e o consumo de energia elétrica, visando à diminuição dos desperdícios de energia elétrica e os custos e investimentos nas instalações por parte dos fornecedores e consumidores.

A atuação do Procel se tornou mais presente no dia-a-dia do povo brasileiro no ano de 2001, época do racionamento de energia. A partir dessa época, o programa de selos, que classificava a eficiência energética dos produtos eletro-eletrônicos, passou a ter maior importância para os consumidores brasileiros [11]. Tal notícia, citada em [11], motiva o projeto de filtros para compensação de harmônicos.

Compensar reativos sem atenuar os harmônicos com o uso de bancos de capacitores, em alguns casos, é impossível e até errado. Isso devido aos efeitos de ressonância dos bancos com a rede para determinadas frequências harmônicas [7]. Atenuar harmônicos diminui os problemas de operação dos circuitos eletrônicos chaveados, devido à variação de frequência, e o mau funcionamento de motores, devido às oscilações de amplitude e frequência da tensão [16]. Assim, compensar reativos e atenuar harmônicos, melhorando a qualidade de energia, através de um método de baixo custo, estimulou a elaboração desse trabalho no projeto de filtros.

Dentre os tipos de filtros citados, filtros passivos série e paralelo e filtro ativo, o filtro passivo, em derivação ou *shunt*, será a configuração analisada neste trabalho.

No capítulo 1 foi apresentada uma introdução contextualizando as causas e efeitos das distorções harmônicas em um sistema elétrico e a motivação para a escolha dos filtros passivos, como método para atenuação das harmônicas, a ser discorrido no presente trabalho. No capítulo 2 são apresentadas as principais causas de harmônicas em sistemas industriais, formas para mitigar este problema, abordagem sobre os filtros ativos *versus* filtros passivos e uma explanação sobre o método utilizado para a mitigação de harmônicas no presente trabalho, que é o filtro passivo sintonizado. No capítulo 3 será feita a definição e modelagem do sistema a ser analisado e o estudo e modelagem de duas topologias de filtro passivo. No capítulo 4 os procedimentos para o projeto dos filtros passivos serão executados passo a passo. No Capítulo 5 serão apresentados os resultados de simulação. E ao final da apresentação destes resultados são apresentadas as conclusões, tendo em vista o vasto conhecimento obtido através das simulações.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DE CAUSAS, EFEITOS E MEIOS PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS

2.1 - ESTADO DA ARTE

Este trabalho visa à melhoria da qualidade de energia elétrica em plantas industriais através da correção do fator de potência total da instalação elétrica, onde o fator de potência total é a razão entre a potência ativa total, em $[W]$, e a potência aparente, em $[VA]$, consumida pela carga, seja esta linear ou não-linear [5].

Uma carga é dita ser linear quando ela tem a capacidade de limitar a corrente elétrica, opondo-se a passagem da mesma, como é o caso do resistor. Ou quando a carga oferece uma oposição à variação de tensão ou corrente, defasando, com relação ao tempo (Figura 2.1), os sinais de corrente e tensão sobre a mesma, como é o caso do indutor e capacitor [2].

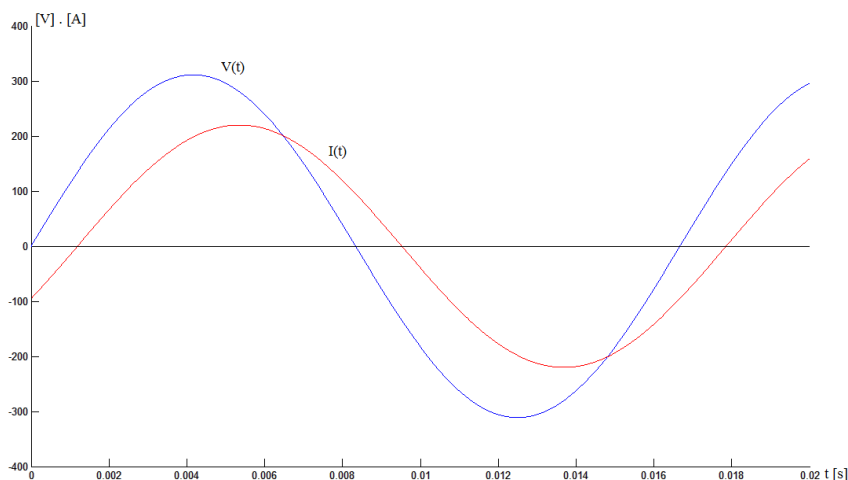


Figura 2.1 – Defasamento de corrente em relação à tensão.

No caso de cargas lineares que defasam correntes e tensões, o problema está nos excedentes reativos. Em instalações elétricas reais, a maioria das cargas apresenta característica indutiva predominante. Essas cargas lineares consomem dois tipos de energia: energia ativa e energia reativa. Destes dois tipos de energia apenas a ativa é totalmente consumida pela carga, não retornando mais para a fonte de alimentação. Desta forma, o sistema elétrico de atendimento à carga fica sobrecarregado com o fluxo de energia útil,

chamada de energia ativa, e com o fluxo de energia útil de forma indireta, porém de presença desnecessária no sistema, chamada de energia reativa [13].

Devido à presença desses dois tipos de energia, surge o conceito de fator de potência de deslocamento. O conceito de fator de potência de deslocamento é breve, porém bem objetivo, explicado na IEEE 519, [5]. Segundo a IEEE 519, [5], fator de potência de deslocamento é a razão entre a potência ativa, em $[W]$, e a potência aparente, em $[VA]$, ambas relativas à componente fundamental.

Segundo [13] as principais causas do baixo fator de potência são transformadores operando a vazio ou com sobrecarga, motores elétricos com baixo carregamento, e etc. E as principais consequências de uma baixo fator de potência são o aumento das perdas elétricas internas da instalação, afundamento de tensão, redução do aproveitamento da capacidade dos transformadores e condutores superaquecidos.

Quando o fator de potência é levado a valores próximos de um, ocorre à diminuição das variações de tensão, o aumento da vida útil dos equipamentos, a diminuição do aquecimento e, conseqüentemente, das perdas nos condutores, e a melhora, também, do aproveitamento da capacidade dos transformadores. Neste caso, a maneira mais geral e barata para correção do fator de potência, aproximação do fator de potência a um, é a colocação de bancos de capacitores paralelos as cargas [13].

Quando uma carga é dita não-linear significa que esta carga tem a capacidade de distorcer a forma do sinal de corrente, quando submetida a uma tensão senoidal [5]. Segundo [2], existem dois tipos de cargas não-lineares: as cargas não-lineares convencionais e as não-lineares chaveadas.

As cargas não-lineares convencionais geram uma corrente não-senoidal, quando são submetidas a uma tensão senoidal, e não há presença de chaves semicondutoras, diodos e tiristores, por exemplo. É o caso de motores e grandes transformadores que possuem não-idealidades. Nos motores, essas não-idealidades podem estar associadas ao sistema de comutação, para alguns tipos de máquinas, ou à reação de armadura, por exemplo. Nos transformadores, as não-idealidades podem está associadas ao comportamento magnético não-linear, devido à histerese do material, ou seja, relação não-linear entre permeabilidade magnética e a corrente que por ele passa.

As cargas não-lineares chaveadas distorcem a corrente em relação à tensão a elas aplicada, devido à presença de chaves semicondutoras em suas composições. Neste caso, as chaves semicondutoras presentes nestes tipos de carga têm a capacidade de controlar o fluxo

de corrente, independentemente da variação da tensão sobre elas aplicada. A Figura 2.2 traduz bem esta afirmação [2].

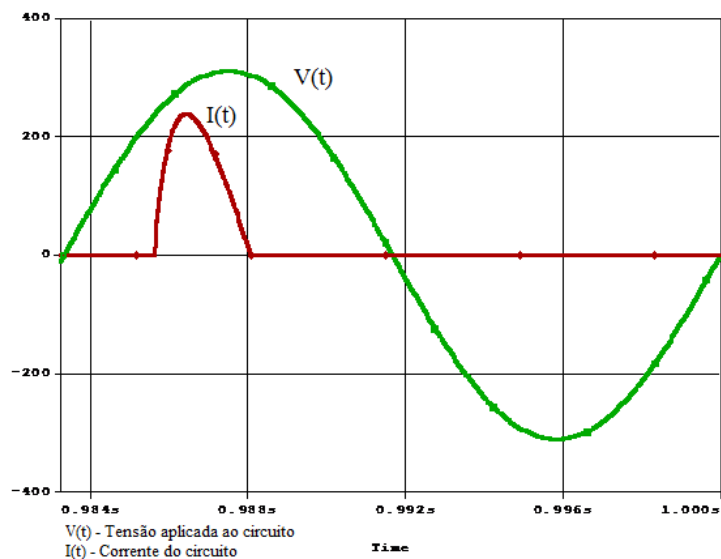


Figura 2.2 – Forma de onda da corrente distorcida.

Devido à presença das cargas não-lineares, surge o conceito de fator de distorção. Segundo [5], o fator de distorção, que é expresso como porcentagem, é a raiz quadrada da razão da soma dos quadrados das amplitudes de todas as harmônicas e o quadrado da amplitude da fundamental.

As harmônicas são sinais senoidais cujas frequências são múltiplas inteiras de um sinal senoidal de referência, chamado de fundamental [11]. A união de várias harmônicas pode gerar um sinal de formato qualquer. Desta forma sinais de corrente e tensão distorcidos podem ser analisados matematicamente através das harmônicas, por intermédio da ferramenta matemática de decomposição do sinal desenvolvida por Fourier. Um exemplo da composição das harmônicas em um sinal distorcido qualquer é mostrado nas Figuras 2.3 e 2.4 [10].

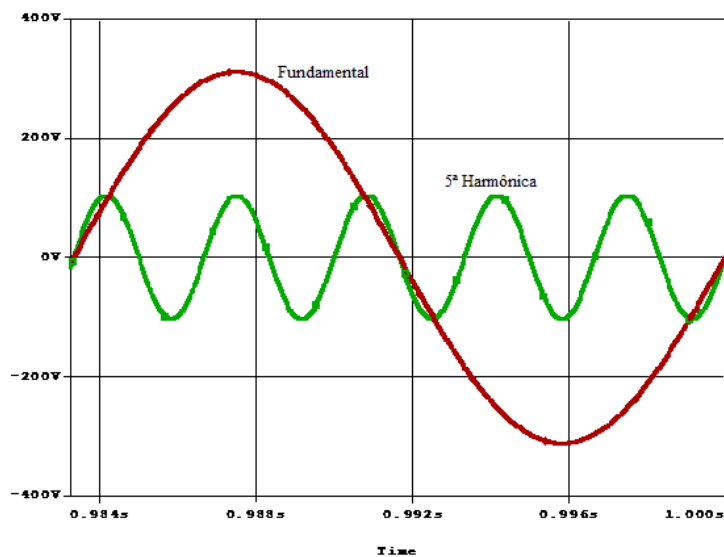


Figura 2.3 – Onda senoidal fundamental e quinta harmônica.

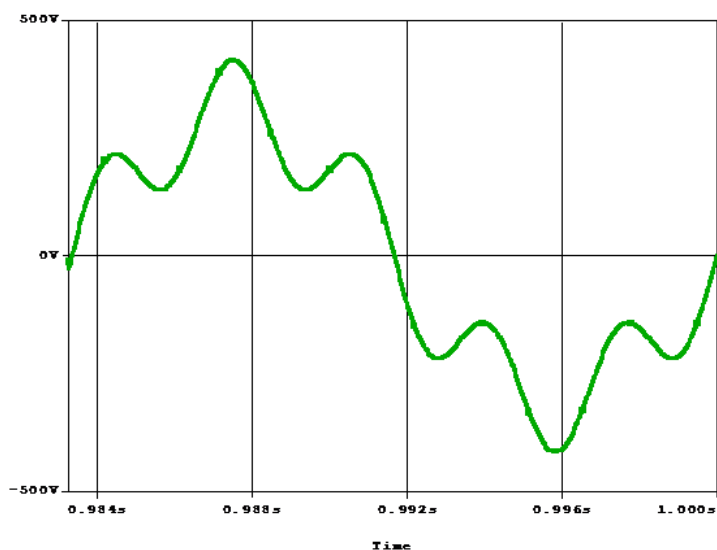


Figura 2.4 – Soma das ondas da Figura 2.3.

Vale ressaltar que harmônicas e ruídos são diferentes. Harmônicas são distorções nos sinais de corrente ou tensão devido ao funcionamento natural da carga. Ou seja, as harmônicas não somem mesmo quando a carga atinge seu regime de funcionamento. Já os ruídos são distúrbios momentâneos. Ou seja, os transitórios podem surgir, por exemplo, na comutação de bancos de capacitores, partida de motores e magnetização de transformadores, depois eles somem quando o sistema entra em regime, [10]. O presente trabalho se propõe à mitigação apenas das harmônicas.

Segundo a IEEE 519 [5], as harmônicas características são as harmônicas produzidas pelos conversores, cargas não-lineares, em sua operação normal. Assim, conversores típicos

de plantas industriais, como o conversor de seis pulsos, geram harmônicas segundo a expressão:

$$n = k \cdot q \pm 1 \quad (2.1)$$

Onde:

n – ordem da harmônica característica;

k – um número inteiro qualquer, $\in \mathbb{Z}_+^*$;

q – número de pulsos liberados pelo conversor.

Ainda segundo a IEEE 519 [5], os conversores irão apresentar, em casos práticos, tanto harmônicas características quanto harmônicas não-características. As harmônicas não-características não são produzidas pela carga em sua operação normal, sendo decorrente de demodulações de harmônicas e da fundamental, desequilíbrio no sistema de potência em corrente alternada (CA), e etc.

Fourier consegue descrever um sinal qualquer em componentes sinusoidal e contínua com base na seguinte expressão, [2]:

$$f(t) = f(t + k \cdot T) = a_0 + \sum_{n=1} \left\{ a_n \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) + b_n \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \right\} \quad (2.2)$$

Onde:

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt \quad (2.3)$$

a_0 - Componente contínuo do sinal.

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \cdot dt \quad (2.4)$$

a_n - Coeficiente sinusoidal de simetria par.

$$b_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \cdot dt \quad (2.5)$$

b_n - Coeficiente sinusoidal de simetria ímpar (lembrando que T é o período da função).

Segundo a análise desenvolvida em [14], as harmônicas mais presentes em plantas industriais são de ordem ímpar. E os conversores mais típicos no sistema industrial são os conversores de seis, doze e vinte e quatro pulsos.

Em [2], é feita uma análise resumida da equação (2.2) de Fourier ao considerar o termo incluso no somatório como representado apenas por uma função sinusoidal:

$$f_h(t) = V_p \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot n \cdot t + \theta) \quad (2.6)$$

Onde:

$$V_p = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.7)$$

V_p - Valor da tensão de pico da harmônica.

$$\theta = -\arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.8)$$

θ - Ângulo de fase da harmônica.

Relembrando a definição exposta anteriormente neste trabalho, retirada da referência [5], e traduzindo-a matematicamente, obtém-se:

$$FP = \frac{P_{med}}{S_{ef}} = \frac{P_{med}}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v^2(t) \cdot dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) \cdot dt}} \quad (2.9)$$

Utilizando a decomposição por série de Fourier simplificada na expressão (2.6), citada na referência [2], das funções de tensão e corrente, obtém-se:

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \cdot V_{1ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot 1 \cdot t + \theta_{v1}) + \sqrt{2} \cdot V_{2ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot 2 \cdot t + \theta_{v2}) + \dots \quad (2.10)$$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot 1 \cdot t + \theta_{i1}) + \sqrt{2} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot 2 \cdot t + \theta_{i2}) + \dots \quad (2.11)$$

Onde V_0 e I_0 são, respectivamente, os valores das componentes contínuas de tensão e corrente e V_{nef} e I_{nef} são, respectivamente, os valores eficazes das respectivas componentes harmônicas, de ordem n , de tensão e corrente. Lembrando que o valor de pico das funções sinusoidais em (2.10) e (2.11) é $\sqrt{2}$ vezes o valor eficaz.

Substituindo (2.10) e (2.11) em (2.12) é feito o mesmo desenvolvimento abordado em [2]. Assim:

$$FP = \frac{V_0 \cdot I_0 + V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{v2} - \theta_{i2}) + \dots}{\sqrt{V_0^2 + V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots} \cdot \sqrt{I_0^2 + I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}} \quad (2.12)$$

De posse da expressão (2.12), os seguintes casos de cargas podem ser analisados para a obtenção do fator de potência total:

Caso 1 - carga linear submetida à corrente contínua: não há componentes sinusoidais de corrente e tensão, só existem componentes contínuas na equação (2.12), logo:

$$FP = \frac{V_0 \cdot I_0}{\sqrt{V_0^2} \cdot \sqrt{I_0^2}} = \frac{V_0 \cdot I_0}{V_0 \cdot I_0} = 1 \quad (2.13)$$

Caso 2 - carga linear submetida à corrente alternada: não há componentes harmônicas e contínuas de corrente e tensão, só existem as componentes fundamentais na equação (2.12), logo:

$$FP = \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})}{\sqrt{V_{1ef}^2} \cdot \sqrt{I_{1ef}^2}} = \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})}{V_{1ef} \cdot I_{1ef}} = \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) \quad (2.14)$$

Ou seja, no Caso 2 o fator de potência total da carga se resume ao cosseno do ângulo entre a corrente e a tensão sobre a carga. O que caracteriza o fator de potência de deslocamento.

Caso 3 – carga não-linear submetida à corrente alternada com fonte de tensão ideal sem componente contínua: não há componente contínua de tensão e nem de corrente, no entanto, a componente fundamental e harmônicas de corrente estão presentes na equação (2.12), logo:

$$FP = \frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{v2} - \theta_{i2}) + \dots}{\sqrt{V_0^2 + V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots} \cdot \sqrt{I_0^2 + I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}} \quad (2.15)$$

Multiplicando o numerador e o denominador da equação (2.15) pelos valores eficazes fundamentais de tensão e corrente (V_{1ef} e I_{1ef} , respectivamente), obtém-se:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \frac{V_{1ef}}{\sqrt{V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \left(\frac{V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) + V_{2ef} \cdot I_{2ef} \cdot \cos(\theta_{v2} - \theta_{i2}) + \dots}{V_{1ef} \cdot I_{1ef}} \right) \quad (2.16)$$

$$S_1 = V_{1ef} \cdot I_{1ef} \quad (2.17)$$

$$P_1 = V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) \quad (2.18)$$

$$P_n = V_{nef} \cdot I_{nef} \cdot \cos(\theta_{vn} - \theta_{in}) \quad (2.19)$$

Os termos $V_{1ef} \cdot I_{1ef}$ e $V_{nef} \cdot I_{nef}$ são, respectivamente, os valores da potência aparente na frequência fundamental e em suas respectivas componentes harmônicas. Já os termos $\cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})$ e $\cos(\theta_{vn} - \theta_{in})$ são os fatores de potência na fundamental e em suas respectivas harmônicas, respectivamente. Assim, $V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})$ e $V_{nef} \cdot I_{nef} \cdot \cos(\theta_{vn} - \theta_{in})$ são, respectivamente, as potências ativas da componente fundamental e suas componentes harmônicas. Se (2.18) e (2.19) forem substituídos em (2.16), obtém-se:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \frac{V_{1ef}}{\sqrt{V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \dots}} \cdot \left(\frac{P_1 + P_2 + \dots}{S_1} \right) \quad (2.20)$$

O termo $P_1 + P_2 + \dots$ da equação (2.20) é a potência ativa total na carga devida à fundamental e as harmônicas. Logo, o termo $\left(\frac{P_1 + P_2 + \dots}{S_1} \right)$ da equação (2.20) é o próprio fator de deslocamento da carga (2.21).

$$FPDesl = \left(\frac{P_1 + P_2 + \dots}{S_1} \right) \quad (2.21)$$

No capítulo 3 [15], é mostrado que o fator de potência, para um caso de corrente distorcida e tensão idealmente senoidal, é dado pela relação da corrente fundamental eficaz e a corrente eficaz total vezes o fator de potência de deslocamento. No Caso 3 tanto a corrente quanto a tensão são distorcidos. Assim, pela equação (2.20) o fator de potência é dado pelo produto dos componentes fundamentais de corrente e tensão vezes o fator de potência de deslocamento dividido pelo produto da corrente eficaz e tensão eficaz.

Convertendo a definição de fator de distorção exposto na IEEE 519 [5] obtém-se, em equação matemática, tanto para tensão quanto para corrente:

$$FD_v = \frac{\sqrt{V_{2p}^2 + V_{3p}^2 + \dots}}{V_{1p}} = \frac{\sqrt{(\sqrt{2} \cdot V_{2ef})^2 + (\sqrt{2} \cdot V_{3ef})^2 + \dots}}{\sqrt{2} \cdot V_{1p}} \quad (2.22)$$

$$FD_v = \frac{\sqrt{V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + \dots}}{V_{1ef}} \quad (2.23)$$

$$FD_i = \frac{\sqrt{I_{2p}^2 + I_{3p}^2 + \dots}}{I_{1p}} = \frac{\sqrt{(\sqrt{2} \cdot I_{2ef})^2 + (\sqrt{2} \cdot I_{3ef})^2 + \dots}}{\sqrt{2} \cdot I_{1p}} \quad (2.24)$$

$$FD_i = \frac{\sqrt{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots}}{I_{1ef}} \quad (2.25)$$

Substituindo as equações (2.23) e (2.25) na equação (2.20), tem-se:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + FD_i}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + FD_v}} \cdot \left(\frac{P_1 + P_2 + \dots}{S_1} \right) \quad (2.26)$$

$$FPDist_v = \frac{1}{\sqrt{1 + FD_v}} \quad (2.27)$$

$$FPDist_i = \frac{1}{\sqrt{1 + FD_i}} \quad (2.28)$$

Em [2], as equações (2.27) e (2.28) são chamadas de fatores de potência devido às distorções de tensão e corrente provocados pela carga ao sistema. Assim, o fator de potência

total de uma carga não-linear é igual ao produto dos fatores de distorção de corrente e tensão e o fator de deslocamento. Substituindo (2.21), (2.27) e (2.28) em (2.26), obtém-se:

$$FP = FPDist_i \cdot FPDist_v \cdot FPD_{esl} \quad (2.29)$$

Fica agora claro que se os reativos na componente fundamental forem compensados, ou seja, FPD_{esl} tender a um, o FP tenderá à melhorar. E se os fatores harmônicas FD_v e FD_i tenderem a zero, ou seja, $FPDist_v$ e $FPDist_i$ tenderem a um, FP também tenderá à melhorar.

2.2 – PRINCIPAIS CAUSAS DE HARMÔNICAS EM SISTEMAS INDUSTRIAIS E FORMAS PARA MITIGAR ESTE PROBLEMA

Uma vez exposta à definição de harmônicas, pode-se verificar que algumas cargas presentes no ambiente industrial geram estas harmônicas, influenciando o fator de potência total da carga. Será feito uma breve relação das principais causas de harmônicas na rede elétrica industrial e algumas formas para mitigação dessas distorções harmônicas.

Nas plantas industriais os conversores eletrônicos constituem, atualmente, o principal grupo de cargas geradoras de harmônicas [16]. Segundo [14], os conversores podem ser divididos em três grupos: conversores de alta potência, conversores de média potência e conversores de baixa potência.

Os conversores de baixa potência estão mais presentes em cargas monofásicas [14]. Um efeito muito expressivo da presença destes conversores em cargas monofásicas é a geração em alto grau da 3ª harmônica de corrente. O principal efeito da presença da 3ª harmônica, bem como de suas múltiplas ímpares em sistemas trifásicos, tipo de fornecimento em plantas industriais, é a sobrecarga do neutro, podendo levar os transformadores presentes nas instalações internas da indústria ao sobreaquecimento [16].

Os conversores de média potência têm grande aplicação industrial no controle de velocidade de motores elétricos trifásico, de corrente alternada, e fontes ininterruptas de energia [16]. Estes conversores diferem dos conversores de baixa potência porque não produzem harmônicas características de 3ª ordem. Também são usados em pontes retificadoras mistas, devido ao baixo custo, e em inversores de frequências [14]. Este último bastante utilizado no acionamento e controle de velocidade e torque em máquinas de indução trifásicas (M.I.T.'s).

Os retificadores controlados (SCR) têm uma característica de distorcer a forma de onda tensão criando ranhuras, descontinuidades no formato de onda da tensão. Essas falhas na onda de tensão são conhecidas como *notches* de tensão.

Quando ocorre a comutação de um SCR conectado a uma fase, este entra em condução enquanto outro SCR conectado a outra fase entra em bloqueio. Devido à característica indutiva presente no sistema de alimentação do conversor, a transferência de corrente entre os dois SCR's não é instantânea. Ou seja, por um breve instante de tempo os dois SCR's estão em condução. Assim, as duas fases entram em curto-circuito, gerando um pico de corrente e, conseqüentemente, um *notch* de tensão neste instante de tempo [16]. Este efeito é interessante ser comentado porque ele exemplifica a distorção do sinal de corrente, provocado pelo controle de fluxo da corrente através das chaves semicondutoras, gerando distorções de tensão.

Os conversores de alta potência apresentam uma característica de alta indutância no lado contínuo do conversor, fato este que garante bastante estabilidade da corrente contínua. Isso explica o porquê de se considerar estes tipos de conversores como fonte de tensão harmônica no lado contínuo do conversor, e fonte de corrente harmônica no lado alternado do conversor, durante a modelagem destes circuitos. Os conversores de alta potência mais comuns são os de seis, doze e vinte quatro pulsos [2].

Além dos conversores outro grupo gerador de harmônicas são as máquinas elétricas. Os transformadores são um tipo de máquina elétrica e sua geração de harmônicas está atrelada a sua característica $B \times H$ descrita na Figura 2.5.

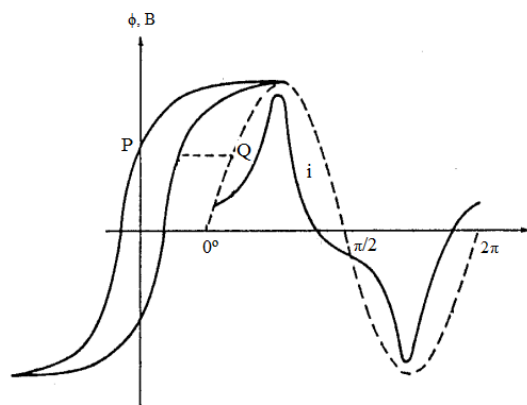


Figura 2.5 – Curva $B \times H$ do núcleo magnético de um transformador [2].

A lei Circuital de Ampère mostra que há uma relação linear entre a intensidade do campo magnético de uma espira do enrolamento do transformador e a corrente que percorre esta espira. A intensidade de campo magnético da espira está relacionada com a densidade de campo magnético da bobina, e, conseqüentemente, com o fluxo magnético que a atravessa, por um fator característico que preenche o seu interior, chamado de permeabilidade magnética. No entanto, a permeabilidade magnética não é um fator constante, devido à característica magnética do núcleo do transformador, efeito da histerese. Assim, a Figura 2.5 demonstra a corrente de magnetização irregular do transformador, devido a essa relação não-linear entre a intensidade e a densidade de campo magnético [4].

As máquinas elétricas rotativas geram harmônicas devido às distribuições não senoidais dos enrolamentos, levando a distorção na força magneto-motriz, resultante presente no entreferro e nas ranhuras da máquina. Como a força magneto-motriz se deve predominantemente ao entreferro da máquina e de suas ranhuras, então, quanto maior a quantidade de ranhuras na máquina mais linear será a relação $B \times H$. Assim as distorções das máquinas rotativas podem ser reduzidas [16]. Outra causa de distorção de corrente devido aos motores se deve aos pólos desbalanceados [14].

Os fornos a arco elétrico são um tipo de carga, em termos de produção de harmônicas, muito imprevisível. As correntes dos fornos a arco elétrico são desbalanceadas, distorcidas e variam suas amplitudes a cada meio ciclo. Esse comportamento adverso da corrente advém do retardo de ignição, resistência não-linear do arco elétrico, movimento aleatório do arco elétrico, devido a influencia combinada de forças eletromagnéticas, correntes de convecção e o movimento dos eletrodos [14].

Os fornos a arco elétrico são equipamentos utilizados nos processos de fundição e refino de metais. Eles executam esse processo através da liberação de arcos elétricos, que incidem diretamente sobre a massa metálica levando-a a fusão.

As perturbações oriundas dos fornos elétricos geram inter-harmônicas, harmônicas não-múltiplas da frequência fundamental, comuns em fornos a arco e cicloconvertidores [10]. Essas inter-harmônicas causam desequilíbrios, flutuação de tensão e cintilação luminosa [16]. As flutuações de tensão provocam a cintilação luminosa, ou efeito *flicker*, que é a variação do fluxo luminoso, causando uma impressão visual de redução da luminosidade e pisca-pisca da lâmpada, esse efeito é mais sentido em lâmpadas incandescentes [10].

A iluminação tem ganhando um lugar de destaque na geração de harmônicas na rede elétrica [16]. A penetração do conceito de conservação de energia dentro das instalações

elétricas industriais trouxe o aumento de lâmpadas de descarga, como as lâmpadas fluorescentes, e junto a elas o aumento de reatores eletrônicos.

Segundo [14] as técnicas para mitigação dos sinais harmônicas de tensão e corrente podem ser agrupadas em quatro grupos: filtros passivos, multiplicação de fase usando transformadores, compensação de fluxo magnético e filtros ativos.

Filtros passivos são arranjos compostos por componentes passivos: capacitor, indutor, e em alguns casos, resistor. O filtro passivo pode ser série ou paralelo. O filtro série é composto por um indutor e um capacitor em paralelo, e o conjunto em série com a rede. O objetivo desse filtro é barrar a passagem de harmônicas da carga para a fonte. O problema desta topologia é que, além de oneroso, o filtro fica submetido a toda potência que flui entre a carga e a fonte.

O filtro paralelo, ou *shunt*, é composto por um indutor em série com o capacitor, e o conjunto em paralelo com a fonte, do ponto de vista da carga. Esta topologia é mais usual na prática, porque o filtro ficará submetido apenas ao fluxo da corrente harmônica, para qual ele foi projetado, tornando esta topologia mais barata [6].

Os conversores polifásicos são unidades básicas de seis pulsos. Conversores de doze pulsos não geram as harmônicas de 5ª, 7ª, 17ª, 19ª, e etc, ordem. Quando ocorre a multiplicação de fases, a nova fase reduz outras correntes harmônicas. No caso de conversores de vinte e quatro pulsos, observa-se um grupo de conversores de seis pulsos, cada um defasado na fase de 15°. Esse deslocamento de fase pode ser obtido pela ligação do enrolamento primário em ziguezague ou hexágono [5]. Uma exemplificação dessa topologia pode ser retratada na Figura 2.6.

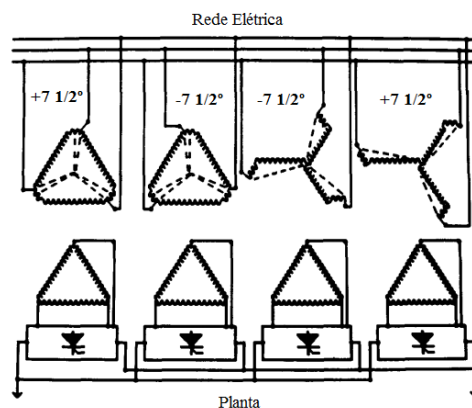


Figura 2.6 – Multiplicação de fases através de transformadores [5].

O reator saturável, em paralelo com um banco de capacitores, fornece uma fonte variável de reativos sem a necessidade de um sistema de controle externo. A configuração desse sistema consiste em um reator de auto-saturação, que pode ser organizado em circuitos série, em paralelo com um banco de capacitores [5]. A dificuldade deste método está no seu dimensionamento. A Figura 2.7 ilustra a topologia deste método.

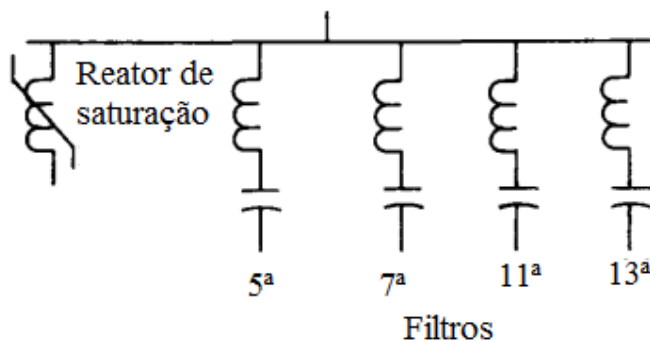


Figura 2.7 – Implementação de reatores de auto-saturação [5].

Os filtros ativos são circuitos compostos por componentes ativos que tem a capacidade de injetar um conteúdo harmônico, anulando o já existente na rede devido à carga não-linear [6]. Os filtros ativos podem ser usados na configuração série ou paralela. Estes circuitos monitoram constantemente a rede, gerando sinais distorcidos iguais em forma e opostos em 180° aos gerados pelas cargas não-lineares, eliminando os harmônicos produzidos por estas cargas [5].

2.3 – ABORDAGEM SOBRE FILTROS PASSIVOS E ATIVOS

Como afirmado anteriormente os filtros passivos são equipamentos compostos basicamente por elementos passivos: resistor, indutor e capacitor [6]. Por serem de fácil construção e de baixo custo, os filtros passivos são os circuitos mais usuais de mitigação de harmônicas. E dentre os dois esquemas possíveis de filtro passivos, série ou *shunt*, ilustrados nas Figuras 2.8 e 2.9, apenas o *shunt* é mais comum na prática. Os filtros passivos em derivação, *shunt*, são divididos em duas topologias bastante usadas, podendo ser utilizadas até simultaneamente: filtro sintonizado e amortecido [6].

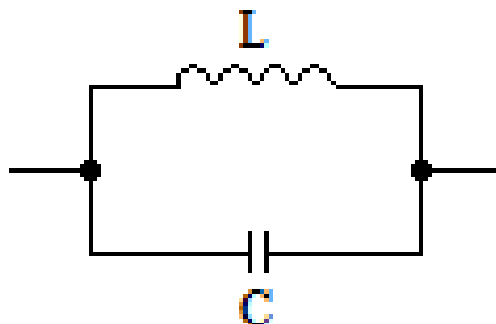


Figura 2.8 – Filtros passivos em série.

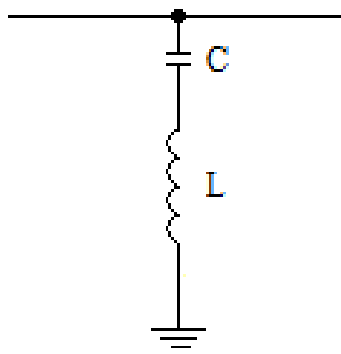


Figura 2.9 – Filtros passivos em paralelo.

O filtro sintonizado indicado na Figura 2.10 - a) é um circuito RLC série, que apresentará uma impedância mínima para uma frequência de sintonia (2.30). Na frequência de sintonia, a impedância do filtro se resume ao resistor do filtro e para as demais frequências o filtro apresenta alta impedância. Para frequências inferiores a frequência de sintonia, o filtro tende a ser capacitivo. E para frequências superiores a frequência de sintonia, o mesmo tenderá a ser indutivo.

$$f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.30)$$

Onde:

f_n – é a frequência de sintonia;

L – é a indutância;

C – é a capacitância.

Um conceito importante a respeito de projeto de filtros passivos é o fator de qualidade. Segundo a IEEE 519 [5], o fator de qualidade é 2π vezes a razão entre a máxima energia armazenada e a energia dissipada por ciclo de uma determinada frequência. Em termos de resposta a frequência, o fator de qualidade é a razão entre a frequência de ressonância, sintonia, e a banda passante (ou filtrada dependendo do ponto de captação do sinal)

permissível, onde as frequências de limite superior e inferior são valores que fazem a impedância do filtro diferir de um ganho de 3dB da impedância para a frequência de ressonância. O fator qualidade do filtro sintonizado geralmente possui valores elevados [6].

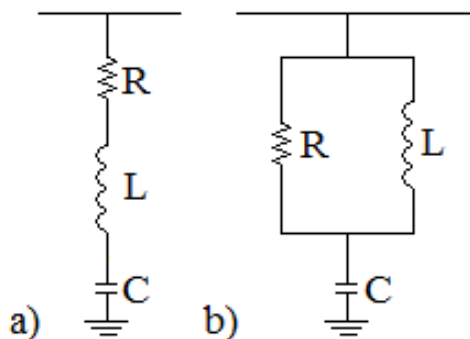


Figura 2.10 – a) Filtro sintonizado, b) Filtro amortecido.

O filtro passivo amortecido, indicado na Figura 2.10 - b), é um circuito em que o capacitor fica em série com um RL paralelo, resistor e indutor em paralelo. Este tem a característica de filtrar frequências altas acima da sua frequência de sintonia. Quanto maior for à frequência, acima de sua frequência de sintonia, mais próximo a impedância do filtro estará do valor de seu resistor. Neste filtro, o fator de qualidade assume valores baixos na prática [6].

Tanto o filtro sintonizado quanto o amortecido costumam serem utilizados em conjunto quando a rede elétrica se encontra com uma quantidade muito grande de harmônicas. Nesse caso, os filtros sintonizados são usados para as harmônicas de maior amplitude, como os de 5ª, 7ª e 11ª ordem, e os filtros amortecidos são usados para frequências mais altas, como as de 13ª ordem em diante [6]. O motivo para isso é que quanto maior a ordem do harmônico menor será sua amplitude (2.31) [5]. Assim, o filtro sintonizado para 5ª harmônica suportará os esforços elétricos relativos a essa harmônica e a uma parcela da fundamental. O mesmo raciocínio se aplica as harmônicas de 7ª e 11ª ordem. Para as harmônicas de ordem superior, por serem menos intensos, podem ser suprimidos pelo filtro amortecido sem que este fique em estresse operacional [10].

$$A_n = \frac{A_1}{n} \quad (2.31)$$

Onde:

A_n – é a componente harmônica;

A_1 – é a componente fundamental;

n - é a ordem da harmônica.

Como mencionado anteriormente, os filtros ativos são compostos por elementos ativos, dispositivos semicondutores, que têm a capacidade de fornecer o conteúdo harmônico de sinal oposto ao produzido pela carga não-linear, anulando o seu efeito de distorção. Também foi mencionado que o filtro ativo poderia ter configuração paralela ou série [6].

O filtro ativo paralelo é constituído por duas partes: um inversor de tensão e um controle PWM, Figura 2.11. Nesta figura é considerado um sinal de tensão perfeitamente senoidal. Neste tipo de filtro ativo, o inversor faz um curto circuito dos componentes harmônicas de corrente, gerados pela carga, eliminando sua presença no fluxo entre fonte e carga.

Além dos componentes harmônicas, o filtro ativo paralelo pode compensar a corrente reativa fundamental, caso haja necessidade. Nesse contexto, pode-se afirmar que a principal dificuldade em se projetar o filtro ativo é conseguir fazer com que filtro consiga deixar apenas a componente de interesse fluindo entre a fonte e a carga, a fundamental, ou seja, eliminando os componentes indesejáveis à fonte de maneira instantânea [6].

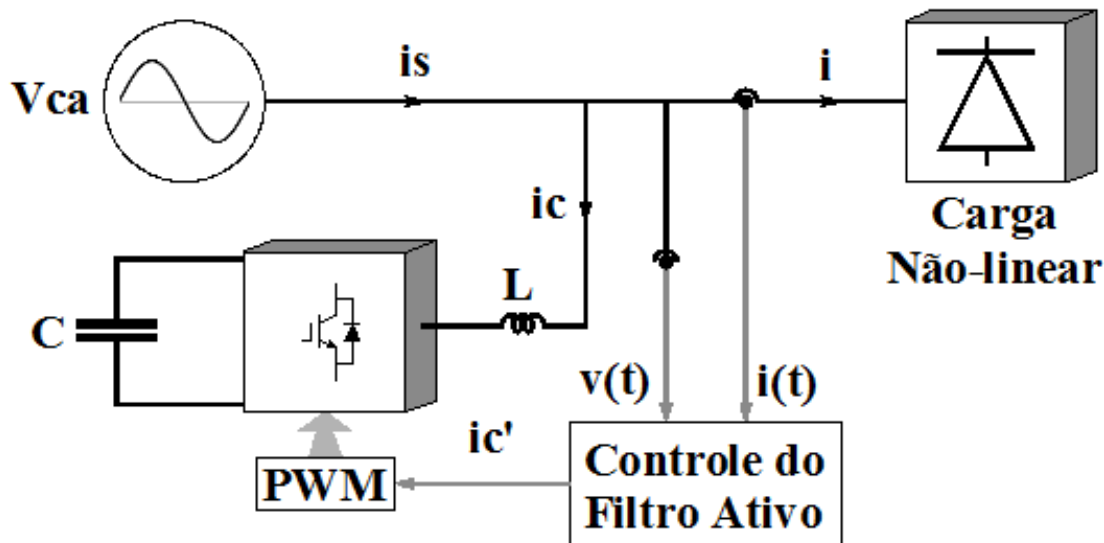


Figura 2.11 – Filtro ativo paralelo.

Já o filtro ativo série, ilustrado na Figura 2.12 (nesta figura o sinal de tensão está distorcido), tem a finalidade de evitar que as distorções de tensão de origem da fonte cheguem à carga. Ou seja, o filtro ativo série tem a finalidade de garantir uma tensão senoidal de alimentação para a carga.

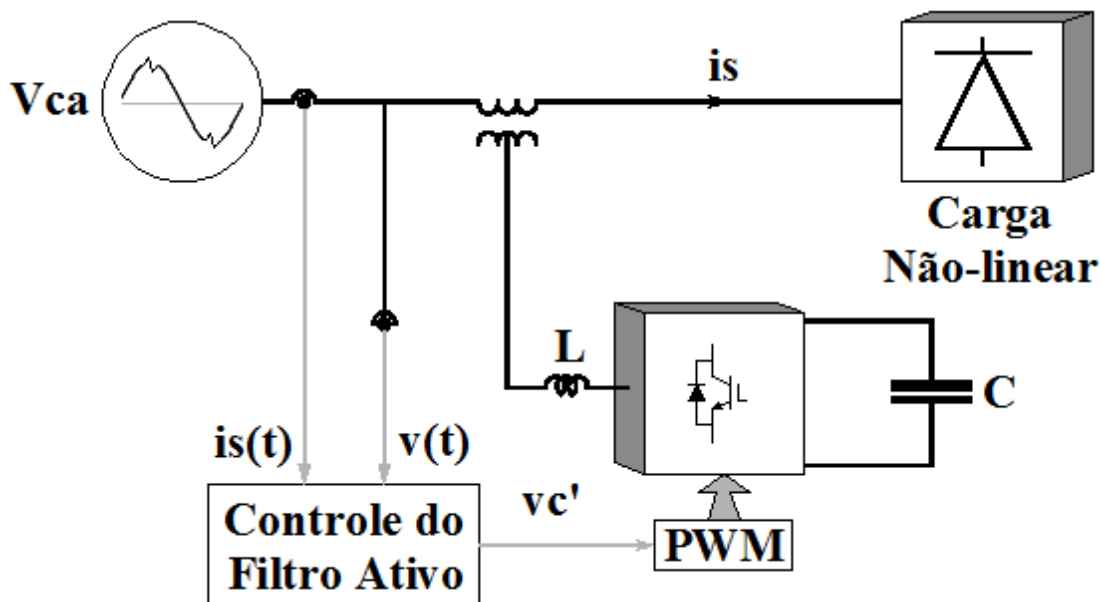


Figura 2.12 – Filtro ativo série.

Contudo, o filtro ativo paralelo não tem a capacidade de eliminar distorções de tensão na rede que alimenta a carga, uma vez que o mesmo se encontra conectado em paralelo com a carga, do ponto de vista da rede. E o filtro ativo série não tem a capacidade de eliminar o fluxo de corrente distorcida da carga para a fonte, uma vez que o mesmo se encontra conectado em série com a carga, do ponto de vista da fonte. Por isso, os filtros ativos instalados em plantas industriais costumam apresentar as configurações série e paralela combinadas, Figura 2.13. Assim, a qualidade de energia, do ponto de vista da carga, é melhorada com relação à tensão a ela fornecida e, do ponto de vista da fonte, é melhorada com relação à corrente que por ela flui [6].

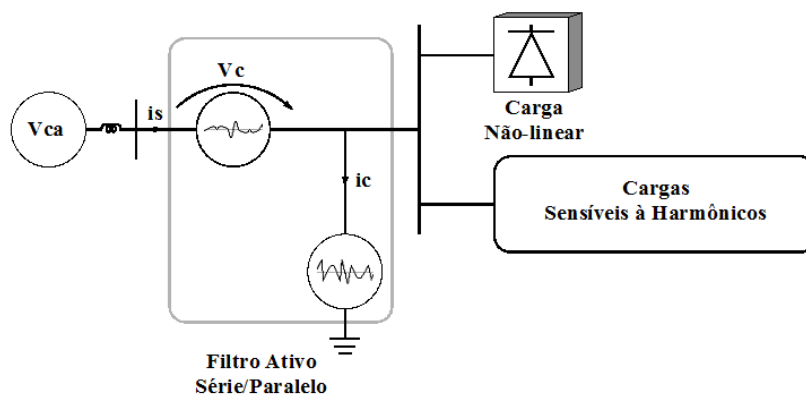


Figura 2.13 – Filtro ativo série-paralelo.

Em [6], ainda é citada a possibilidade de se combinar as duas tecnologias, ativa e passiva, em duas configurações possíveis: ativo série e passivo paralelo ou ativo paralelo e passivo paralelo. Na primeira configuração o filtro ativo melhora a qualidade de tensão do ponto de vista da carga, enquanto o filtro passivo é dimensionado visando à eliminação das harmônicas de corrente. E na segunda configuração o filtro ativo melhora a qualidade de corrente do ponto de vista da fonte, enquanto o filtro passivo é dimensionando visando a eliminação das harmônicas de tensão. Ao se combinar essas duas tecnologias é possível ter uma melhora na qualidade do desempenho do conjunto de filtros de harmônicas, aliada a uma redução de custos no projeto do mesmo.

Em uma análise comparativa entre o filtro ativo e passivo, percebe-se que a característica mais marcante que distingue os dois tipos é o custo na elaboração do projeto, o que também reflete em seu custo de mercado. Por se utilizar, em sua composição básica, apenas elementos passivos, o filtro passivo apresenta-se como um método mais viável financeiramente e mais simples, quanto ao dimensionamento do projeto. No entanto, o filtro passivo não permite uma flexibilidade de carga. Ou seja, uma vez que dimensionado para uma determinada carga, o mesmo não poderá ser usado em uma carga com espectro harmônico diferenciado, mesmo que essa nova carga possua a mesma potência da carga que condicionou o projeto original do filtro.

O filtro ativo, por utilizar componentes para o monitoramento de tensão e corrente, malha de controle, interruptores estáticos controlados (MOSFETs), não controlados (Diodos) e alguns elementos passivos, se torna mais caro e complexo que um filtro passivo. Porém, esse filtro compensa o seu preço e complexidade, elevados com o seu desempenho elevado e flexibilidade quanto à carga.

Quando comparado com um filtro passivo projetado para uma determinada carga, o filtro ativo consegue ter melhores resultados de eliminação de harmônicas. E além desse desempenho superior, esse filtro permite certa flexibilidade quanto à carga. Isto é, se a carga tiver uma potência igual ou inferior a do filtro ativo, o mesmo apresentará o mesmo desempenho de mitigação das harmônicas independentemente da característica da carga [6].

2.4 – DEFINIÇÃO DO MÉTODO A SER UTILIZADO PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS: FILTRO PASSIVO *SHUNT* RLC SÉRIE

Embora o filtro ativo apresente resultados melhores que o filtro passivo, o método que será desenvolvido no presente trabalho, para mitigação de harmônicas, será o filtro passivo RLC série em derivação com a carga. O motivo para a escolha do filtro passivo é o preço baixo para a montagem do mesmo e a simplicidade do seu projeto, se comparado com o filtro ativo.

O filtro passivo RLC série, em derivação com a carga, é ilustrado na Figura 2.10 - a). Esse filtro possui uma impedância dada pela fórmula (2.32), cujo módulo da impedância do filtro varia com a frequência conforme a Figura 2.14 [6].

$$\bar{Z} = R + j \cdot \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2.32)$$

Onde:

\bar{Z} – é a impedância complexa do filtro passivo RLC série;

R , L e C – são o resistor, indutor e capacitor, respectivamente;

ω – é a frequência angular do sinal elétrico sobre ele aplicado.

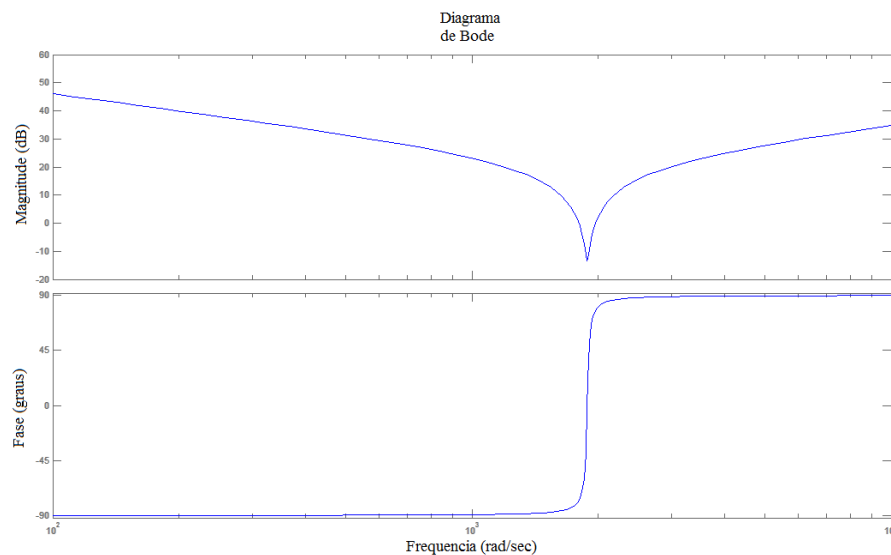


Figura 2.14 – Diagrama de Bode da Impedância do filtro.

Com base na Figura 2.14, percebe-se que o filtro passivo *shunt* apresentará uma baixa impedância para uma determinada frequência, e uma alta impedância para as demais

frequências. Com isso, o filtro passivo é projetado para permitir a passagem de uma determinada componente harmônica de corrente e mais uma parcela da fundamental de corrente [10].

Se o filtro for projetado para compensar a 3ª harmônica de corrente, percebe-se através da fórmula (2.33), que para a frequência fundamental a reatância capacitiva será nove vezes maior que a frequência indutiva. Ou seja, na frequência fundamental o filtro injeta reativos na rede. Então, além de filtrar a harmônica de corrente para qual ele foi projetado o filtro, também deverá compensar os reativos na frequência fundamental da corrente [7].

$$X_{CI} = n^2 \cdot X_{LI} \quad (2.33)$$

Onde:

X_{CI} – é a reatância capacitiva na frequência fundamental;

X_{LI} – é a reatância indutiva na frequência fundamental.

2.5 – CONCLUSÃO

Neste capítulo pôde-se inferir a influência das harmônicas sobre a determinação do fator de potência total, ou real, de uma instalação elétrica que possui cargas não-lineares. Através de uma análise de Fourier verificou-se que tanto as harmônicas de corrente quanto de tensão influenciavam no valor do fator de potência total de uma instalação, tanto pelo seu caráter de distorção quanto pela sua capacidade de deslocar no tempo os sinais de corrente e tensão.

Com o estudo matemático das harmônicas pôde-se compreender melhor os seus efeitos sobre a instalação elétrica e aos componentes a elas conectados. Além disso, o capítulo apresentou algumas formas para eliminar ou atenuar as harmônicas. Desses meios de mitigação de harmônicas utilizados na prática, verificou-se que a aplicação de filtros, sejam eles passivos ou ativos, seria a forma mais prática e de baixo custo para eliminar os problemas causados pelas harmônicas. E dentre os filtros apresentados, os filtros passivos seriam a melhor opção por serem menos onerosos para uma implementação prática e por ter um projeto mais simples e rápido do que o de um filtro ativo.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM DO SISTEMA

3.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos para modelagem do estudo de caso para implementação do projeto de filtros passivos, bem como o estudo do projeto de filtros passivos RLC série em derivação com a carga e o filtro duplamente sintonizado (DTF), inserido em série no neutro da carga.

Primeiramente será apresentada a carga não-linear em estudo e feito uma análise da mesma com relação aos seus valores de tensão, corrente, potência, fator de potência e distorções harmônicas. Depois serão mostrados os procedimentos adotados para a modelagem das impedâncias de linha de fase e neutro do sistema que supre a carga. Por fim, serão realizados o estudo e projeto dos filtros RLC série *shunt* e DTF. Bem como a análise de implementação de reatores de linha em série com a carga.

3.2 – DEFINIÇÃO E MODELAGEM DO PROBLEMA

O presente trabalho apresenta como estudo de caso uma carga trifásica composta por três retificadores monofásicos de onda completa. Cada retificador monofásico é composto por uma ponte de diodos cuja saída é ligada a um filtro capacitivo e uma carga resistiva. A carga é ilustrada na Figura 3.1.

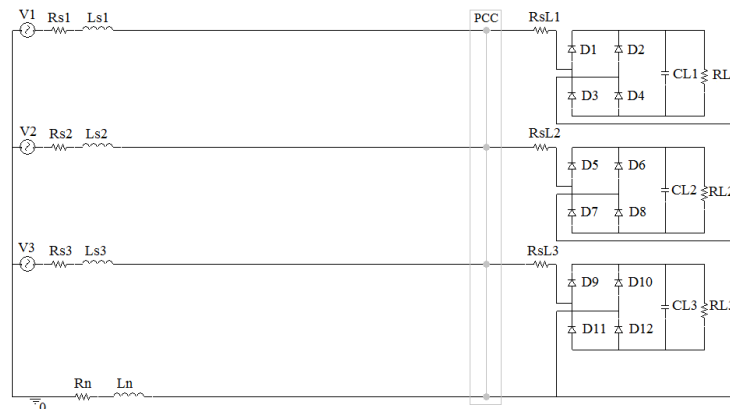


Figura 3.1 – Sistema em estudo.

Os valores de resistência ($RL = 12\Omega$) na saída de cada retificador monofásico da carga ilustrada na Figura 3.1, bem como o valor do capacitor de filtro ($CL = 4700\mu F$) e a resistência de linha ($RsL = 0,11\Omega$) em série com a carga, foram obtidos diretamente da carga que já se encontrava montada no laboratório.

Os valores referentes à impedância de linha entre as fontes de tensão de cada fase ($V1$, $V2$ e $V3$) e a carga foram obtidos com base em valores coletados em [18], bem como a informação de que o transformador de distribuição alimenta a edificação, onde estão localizados os laboratórios de Engenharia Elétrica, o valor é de 225 kVA . Além disso, algumas suposições para a modelagem da impedância de linha da rede elétrica foram tomadas, tendo como base casos similares como o descrito em [17].

Devido à severidade da carga com relação aos níveis de corrente e suas distorções harmônicas, foram desenvolvidos dois procedimentos para a mitigação dos harmônicos. O primeiro diz respeito ao uso de filtros passivos RLC série em derivação com a carga. E o segundo consiste em uma combinação de filtros passivos RLC série *shunt* com um filtro duplamente sintonizado (DTF), instalado em série no neutro da carga trifásica. O segundo procedimento envolve também o uso de reatores de linha, que será abordado ao final deste capítulo.

3.3 – ESTUDO E MODELAGEM DO SISTEMA

3.3.1 – ANÁLISE DA CARGA NÃO-LINEAR

A carga em estudo, embora seja comum em uma instalação industrial, não representa a grande maioria de cargas não-lineares presentes em plantas industriais, por dois motivos complementares. O primeiro é que a carga é implementada com retificadores monofásicos de onda completa, ou seja, conversores de dois pulsos nas três fases. Enquanto as cargas não-lineares de maior relevância em uma planta industrial são conversores trifásicos de 6, 12 e 24 pulsos [14]. Em plantas industriais há a presença de cargas não-lineares geradoras de terceiros harmônicos, como é o caso dos reatores eletrônicos das lâmpadas fluorescentes [16]. O fato é que o percentual de distorção elevado para a terceira harmônica (em torno de 79%, obtido

através de simulações), bem como para as demais, diferenciam significativamente a carga em estudo de uma grande gama de cargas presentes em instalações industriais.

Para a modelagem da carga coletou-se os dados de resistência e capacitância diretamente da carga. E com o auxílio do *software* PSPICE, montou-se o circuito da carga para simulação computacional da mesma. Através dessa simulação, foram coletados os dados de corrente, tensão, taxa de distorção harmônica total (THD) de corrente e tensão e os percentuais de cada harmônica de corrente. O PCC foi considerado como sendo os terminais da carga ilustrada na Figura 3.1.

Caso a parte experimental fosse implementada na prática, o PCC seria os terminais da carga e o levantamento de dados da carga seria feito através de um analisador de energia.

Além da carga em estudo ser severa, em termos de distorção harmônica, vale ressaltar que a mesma foi analisada desconsiderando a presença das outras cargas ligadas ao sistema. Em uma modelagem mais realista do sistema e a carga em estudo, a presença e, consequentemente, o efeito dessas cargas conectadas ao sistema devem ser consideradas.

Por ser composta por três conversores de dois pulsos conectados, cada um, entre a fase e o neutro, as harmônicas características da carga em estudo são de 3^a, 5^a, 7^a, ... ordens segundo a equação (1.1).

Como a carga não-linear em estudo é trifásica os dados coletados na simulação, como corrente, tensão, taxas de distorção harmônica bem como as formas de onda dos sinais de corrente e tensão, coletados no PCC, são, praticamente, os mesmos para ambas as fases. Salvo algumas diferenças desprezíveis devido aos parâmetros e problemas de convergência dos métodos iterativos do PSPICE.

A Figura 3.2 mostra o sinal de tensão e corrente coletado na Fase 1 da carga, através de simulação no PSPICE. E a Tabela 3.1 mostra os dados coletados no PCC do sistema.

Tabela 3.1 – Dados da carga obtidos no PCC por simulação no PSPICE.

Dados	Fase 1
Tensão eficaz de fase [V]	219,32
Corrente eficaz de fase [A]	47,88
Potência aparente por fase [VA]	10502,00
Potência ativa por fase [W]	7088,10
Potência reativa por fase [VAr]	6864,26
Fator de potência total	0,67
THD de corrente [%]	98,02
THD de tensão [%]	2,03

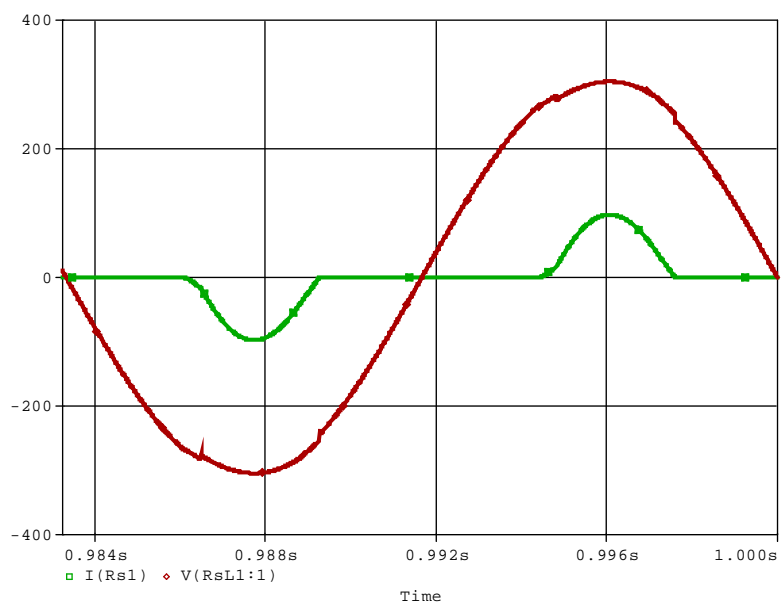


Figura 3.2 – Tensão no PCC (VPCC) e corrente no PCC (IPCC).

Como se pode notar na Tabela 3.1, a THD de corrente está elevada, o que demonstra a severidade da carga em termos de distorção de corrente, com relação aos limites aceitáveis estabelecidos pela IEEE 519 [5]. Já a THD de tensão se encontra abaixo do valor estabelecido pela IEEE 519, que é de 5%.

Analisando as componentes harmônicas, obtidas através do simulador PSPICE, obtiveram-se as Tabelas 3.2 e 3.3. Nessas tabelas foram considerados apenas os componentes de maior relevância em termos de percentual da componente fundamental.

Os gráficos das Figuras 3.3 e 3.4 foram obtidos a partir das Tabelas 3.2 e 3.3. Nessas figuras os gráficos permitem uma melhor visualização da amplitude de cada harmônica, em relação ao componente fundamental.

Tabela 3.2 - Componentes Fourier da tensão no PCC.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizado	Ângulo Fase (°)
1	6,00E+01	3,10E+02	1,00E+00	1,80E+02
3	1,80E+02	3,87E+00	1,25E-02	-1,03E+02
5	3,00E+02	3,92E+00	1,26E-02	7,96E+01
7	4,20E+02	2,21E+00	7,13E-03	-9,92E+01
9	5,40E+02	2,15E-02	6,92E-05	1,77E+02
11	6,60E+02	1,20E+00	3,87E-03	7,60E+01
13	7,80E+02	1,03E+00	3,31E-03	-1,08E+02
15	9,00E+02	1,36E-01	4,39E-04	-1,05E+01
17	1,02E+03	7,03E-01	2,27E-03	8,15E+01
23	1,38E+03	5,26E-01	1,70E-03	8,57E+01
35	2,10E+03	2,80E-01	9,03E-04	7,72E+01

Tabela 3.3 - Componentes Fourier da corrente no PCC.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizado	Ângulo (°)
1	6,00E+01	4,41E+01	1,00E+00	1,80E+02
3	1,80E+02	3,57E+01	8,08E-01	-1,44E+00
5	3,00E+02	2,23E+01	5,05E-01	1,78E+02
7	4,20E+02	9,16E+00	2,08E-01	-3,03E+00
9	5,40E+02	3,50E-01	7,93E-03	-1,61E+02
11	6,60E+02	2,99E+00	6,79E-02	1,70E+02
13	7,80E+02	2,28E+00	5,16E-02	-1,33E+01
15	9,00E+02	2,99E-01	6,77E-03	1,27E+02
17	1,02E+03	1,06E+00	2,39E-02	1,75E+02
23	1,38E+03	5,19E-01	1,18E-02	-1,80E+02
35	2,10E+03	1,66E-01	3,76E-03	-1,65E+02

*Observação: Nas Tabelas 3.2 e 3.3 é utilizada a seguinte notação científica: $2,1\text{E-}01 = 2,1 \cdot 10^{-1}$. Também é utilizado o termo componente normalizado, que representa a amplitude da componente harmônica como porcentagem da amplitude da fundamental.

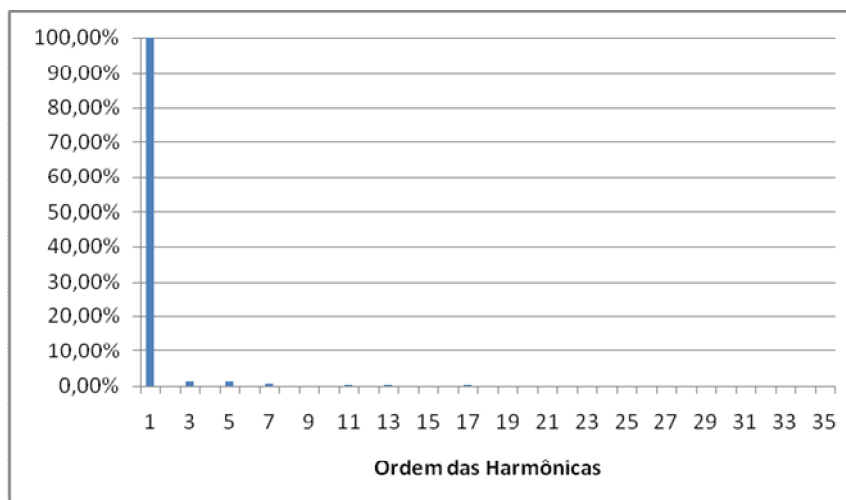


Figura 3.3 – Componentes harmônicas de tensão em % da fundamental.

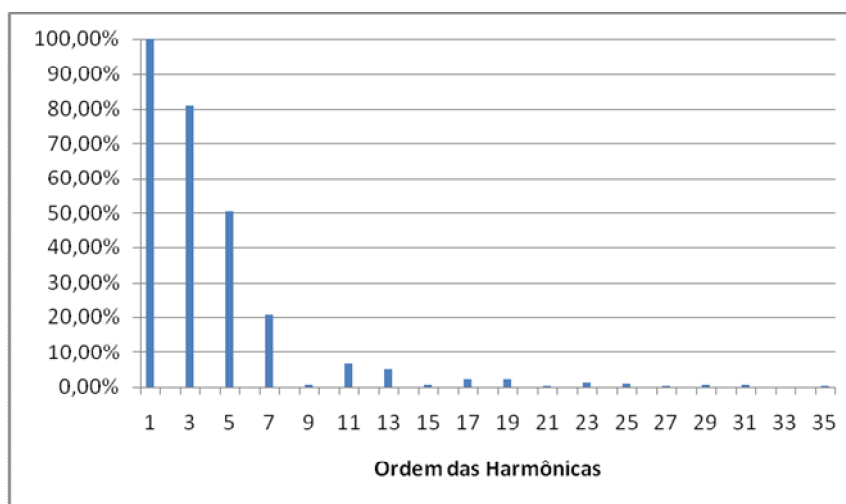


Figura 3.4 – Componentes harmônicas de corrente em % da fundamental.

A Figura 3.4 mostra que a harmônica de corrente mais intensa gerada pela carga em estudo é a de 3ª ordem. De fato, o alto nível da 3ª harmônica presente no sistema leva a suposição de que exista uma alta intensidade de corrente fluindo pelo neutro. Suposição esta que é comprovada pelos resultados de simulação. A corrente que flui pelo neutro da carga é de 77,24A eficazes, ou seja, quase 30A eficazes a mais do que em qualquer uma das fases. A Figura 3.5 mostra a forma de onda da corrente que flui pelo neutro.

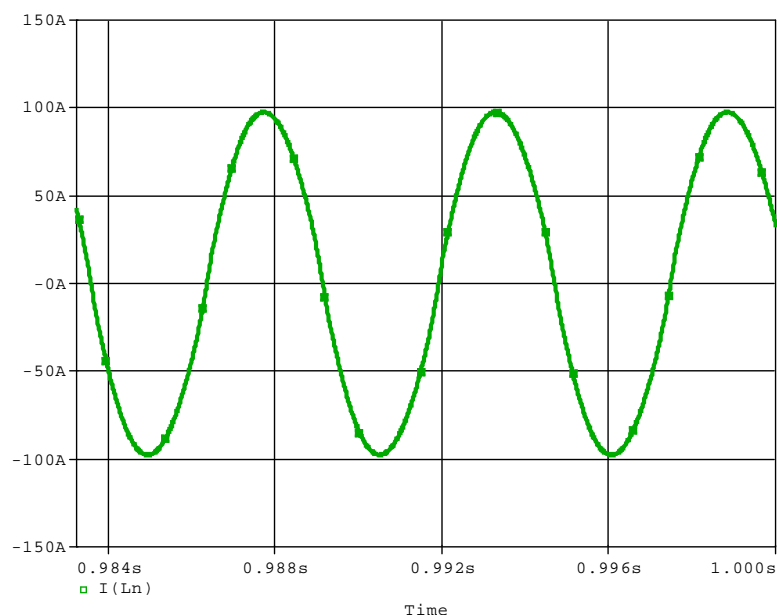


Figura 3.5 – Forma de onda da corrente no neutro do sistema em estudo.

3.3.2 – MODELAGEM DA IMPEDÂNCIA DA LINHA

A modelagem da impedância de linha da rede que alimenta a carga foi feita com base nas informações em [18] e, também, nas informações adicionais que se encontram no Anexo I.

Em [18] é informado que um transformador de 225 kVA é responsável pelo suprimento de energia de duas edificações, destinadas a laboratórios de pesquisa e graduação e salas tipo escritório. Baseado nestas informações e nos níveis de tensão e corrente, bem como seus níveis de distorção, potências e fatores de potências das fases, contidas nas informações adicionais, Anexo I, foi possível fazer algumas suposições baseadas no caso descrito em [17].

As suposições dizem respeito ao valor de potência de curto circuito no ponto de entrega, comprimento dos trechos de fiação elétrica, seção dos condutores adotados e barramentos nos quadros gerais de força. Tais informações não foram possíveis de serem obtidas, devido à falta de relatório técnico disponível sobre as mesmas.

Um exemplo de dimensionamento de condutores de alimentação, a partir do transformador de distribuição até a carga [19], foi utilizado como base para os cálculos da impedância de linha do sistema, que supre a carga em estudo. Neste exemplo, foi feita uma relação de regra de três simples, entre a potência do transformador do exemplo com a potência do transformador, 225 kVA, que atende a carga em estudo.

Além dessa consideração para a potência de curto circuito, também foram feitas suposições quanto ao comprimento dos trechos da fiação elétrica, apenas analisando as posições dos quadros gerais de força dos blocos e as dimensões estruturais dos blocos. Estas últimas através de constatação visual. As seções dos barramentos nos quadros gerais de força e as dos condutores foram determinadas com base na potência do transformador [18] e nas medições do Anexo I.

Devido a essas considerações e suposições, as impedâncias de linha obtidas do sistema elétrico, ao qual a carga em estudo se encontra conectada, tornaram a instalação elétrica de caráter comercial dos laboratórios (ambiente do caso em estudo) com ares de instalação elétrica industrial. Ou seja, a impedância de linha da rede calculada deve ser maior do que é realmente na prática.

A Tabela 3.4 mostra um comparativo entre os valores de impedâncias de linha do sistema elétrico que supre o caso em estudo com as impedâncias de linha da planta em estudo na referência [17], que se assemelha com a planta da instalação elétrica do presente trabalho.

Tabela 3.4 – Comparação das impedâncias de linha do sistema em estudo com o sistema modelado em [17].

Impedâncias do sistema que supre a carga em estudo	
Impedância de linha de fase	
Resistências: R_{s1} , R_{s2} e R_{s3} [$m\Omega$]	56,00
Indutâncias: L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} [μH]	95,90
Impedância de linha do neutro	
Resistência: R_n [$m\Omega$]	82,00
Indutância: L_n [μH]	147,60
Impedâncias do sistema [17]	
Impedância de linha de fase	
Resistências: [$m\Omega$]	26,00
Indutâncias: [μH]	47,93
Impedância de linha do neutro	
Resistência: [$m\Omega$]	26,00
Indutância: [μH]	18,57

Na referência [2] é feita uma elaboração de projeto de filtro passivo completo, onde a carga em estudo é um conversor de seis pulsos, e a rede elétrica que supre a carga é de caráter industrial. A impedância de linha utilizada nesse caso tem $0,1\Omega$ de resistência e 1 mH de indutância. Com essa impedância de linha, os resultados de simulação para a taxa de distorção harmônica total de corrente são em torno de 16% e de 5,5% para tensão.

Se comparada com a impedância adotada no exemplo proposto em [2], a impedância de linha da rede elétrica que supre a carga em estudo, no presente trabalho, é baixa. É de se esperar que as distorções harmônicas de corrente sejam elevadas. Fato esse que foi comprovado nas simulações do PSPICE.

Para começar a modelagem da impedância de linha do sistema, foram coletados os dados de potência do transformador e potência de curto circuito de um exemplo em [19], para o cálculo da corrente de curto circuito em um centro de comando de motores. Com esses dados, foi feita uma regra de três simples entre os dados coletados e a potência do transformador [18]. Toda etapa de cálculo a seguir se baseia na referência [19].

$$P_{ccpu} = \frac{P_{npu} \cdot P_{ccexpu}}{P_{nexpu}} \quad (3.1)$$

Onde:

P_{ccpu} : potência de curto circuito em $[pu]$ suposta no ponto de entrega;

P_{npu} : potência nominal do transformador em $[pu]$ [18];

P_{ccexpu} : potência de curto circuito em $[pu]$ do exemplo em [19];

P_{nexpu} : potência nominal do transformador em $[pu]$ do exemplo em [19].

A potência de curto no ponto de entrega de uma instalação pode ser solicitada pelo o seu responsável jurídico junto à concessionária de energia elétrica local. Por questões burocráticas, esta informação não foi obtida no presente trabalho. Por isso, foi feita a consideração da equação (3.1) relativa ao exemplo citado em [19].

Após obter a potência de curto circuito no ponto de entrega da instalação, foram escolhidos os valores para potência de base e tensão de base. Nesse caso, a potência de base escolhida é a potência nominal do transformador obtida em [18], ou seja, 225 kVA . E a tensão de base é a tensão de linha no secundário do transformador, ou seja, 380 V .

Agora se deve calcular a impedância reduzida do sistema, que consiste no valor da impedância de linha de transmissão da concessionária no ponto de entrega [19], ou seja, a impedância de linha até os terminais do primário do transformador da instalação.

A impedância reduzida é caracterizada por uma associação de resistor em série com um indutor. Segundo [19] a parte resistiva da impedância reduzida é desprezada por ser muito inferior a reatância do sistema de suprimento na prática. Já a reatância em $[pu]$ da impedância reduzida é calculada segundo a equação (3.2).

$$X_{us} = \frac{Pb}{Pcc} \quad (3.2)$$

Onde:

X_{us} : reatância da impedância reduzida em $[pu]$;

Pb : potência de base, 225 kVA [18] ;

Pcc : potência de curto circuito no ponto de entrega, 26,89 MVA, obtida através da equação (3.1).

A impedância reduzida do sistema é:

$$\bar{Z}_{us} = R_{us} + jX_{us} \quad (3.3)$$

Onde:

\bar{Z}_{us} : é a impedância reduzida em $[pu]$;

R_{us} : é a resistência da impedância reduzida. Na prática seu valor é, aproximadamente, zero em relação à reatância.

Depois da impedância reduzida calcula-se, agora, a impedância do transformador. A impedância do transformador é representada por uma associação em série de resistor e indutor.

$$R_{pt} = \frac{P_{cu}}{10 \cdot P_{nt}} \quad (3.4)$$

Onde:

R_{pt} : resistência percentual do transformador em $[pu]$;

P_{cu} : perdas no cobre do transformador de 225 kVA obtido da Tabela 3.5 retirada da referência [19];

P_{nt} : potência nominal do transformador, 225 kVA [18].

Da equação (3.4), obtém-se:

$$R_{ut} = R_{pt} \cdot \left(\frac{Pb}{P_{nt}} \right) \cdot \left(\frac{V_{nt}}{Vb} \right)^2 \quad (3.5)$$

Onde:

R_{ut} : resistência em $[pu]$ do transformador;

V_{nt} : tensão de linha nominal do transformador no secundário, 380 V ;

V_b : tensão de base considerada, 380 V .

Tabela 3.5 - Dados característicos de transformadores trifásicos em óleo para instalação interior ou exterior – classe 15kV – primário em estrela ou triângulo e secundário em estrela – 60Hz [19].

Potência [kVA]	Tensão [V]	Perdas em [W]		Rendimento (%)	Regulação (%)	Impedância (%)
		A vazio	Cobre			
15	220 a 440	120	300	96,24	3,32	3,5
30	220 a 440	200	570	96,85	3,29	3,5
45	220 a 440	260	750	97,09	3,19	3,5
75	220 a 440	390	1200	97,32	3,15	3,5
112,5	220 a 440	520	1650	97,51	3,09	3,5
150	220 a 440	640	2050	97,68	3,02	3,5
225	380 a 440	900	2800	97,96	3,63	4,5
300	220	1120	3900	97,96	3,66	4,5
	380 ou 440		3700	98,04	3,61	4,5
500	220	1700	6400	98,02	3,65	4,5
	380 ou 440		6000	98,11	3,6	4,5
750	220	2000	10000	98,04	4,32	5,5
	380 ou 440		8500	98,28	4,2	5,5
1000	220	3000	12500	98,10	4,27	5,5
	380 ou 440		11000	98,28	4,19	5,5
1500	220	4000	18000	98,20	4,24	5,5
	380 ou 440		16000	98,36	4,16	5,5

Após encontrar a resistência, do transformador calcula-se a reatância percentual do mesmo. Da equação (3.4), tem-se:

$$X_{pt} = \sqrt{Z_{pt}^2 - R_{pt}^2} \quad (3.6)$$

Onde:

X_{pt} : reatância percentual do transformador em [pu];

Z_{pt} : impedância percentual do transformador de 225 kVA obtido da Tabela 3.5.

Da equação (3.6), obtém-se:

$$X_{ut} = X_{pt} \cdot \left(\frac{P_b}{P_{nt}} \right) \cdot \left(\frac{V_{nt}}{V_b} \right)^2 \quad (3.7)$$

X_{ut} : resistência em $[pu]$ do transformador.

A impedância do transformador em $[pu]$ é:

$$\bar{Z}_{ut} = R_{ut} + jX_{ut} \quad (3.8)$$

Onde:

\bar{Z}_{ut} : é a impedância do transformador em $[pu]$.

Agora é calculada a impedância entre os terminais do secundário do transformador e o quadro geral de força. Nesse caso foi suposto apenas a existência de um quadro geral de força (QGF), com o comprimento de 15m para esse trecho e a adoção de 4 condutores por fase. Como não foi possível ser obtido a informação da potência instalada e demandada da instalação dos dois blocos da instalação em questão, foi usada a potência do transformador para determinação da seção dos condutores.

$$I = \frac{P_{nt}}{\sqrt{3} \cdot V_{nt} \cdot N_{cl}} \quad (3.9)$$

Onde:

I : corrente que flui em cada condutor de fase em $[A]$;

N_{cl} : número de condutores por fase, 4.

Com o valor de corrente que flui em cada condutor de fase, dado pela equação (3.9), foi possível consultar a NBR5410 [20] e encontrar um condutor de 25 mm^2 para a fase. Segundo [19], considera-se a sequência positiva para determinação dos valores médios de resistência e reatância dos condutores de PVC/70°C. Foram consultados os valores médios de resistência e reatância dos condutores [19].

Assim, a resistência do trecho de linha que liga o transformador ao QGF é:

$$R_{cl}\Omega = \frac{R_{u1}\Omega \cdot L_{cl}}{1000 \cdot N_{cl}} \quad (3.10)$$

Onde:

$R_{cl}\Omega$: resistência em $[\Omega]$ do condutor que liga o transformador ao QGF;

$R_{u1}\Omega$: resistência média do condutor de sequência positiva de 25 mm^2 , $0,8891 \text{ m}\Omega / \text{m}$;

L_{cl} : comprimento do trecho que liga o transformador ao QGF, suposto 15m;

N_{cl} : número de condutores por fase, suposto 4.

Da equação (3.10) encontra-se o valor da resistência em $[pu]$:

$$R_{uc1} = R_{c1}\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} \quad (3.11)$$

Onde:

R_{uc1} : resistência em $[pu]$ do condutor que liga o transformador QGF.

O procedimento descrito para a resistência do condutor, no trecho que liga o transformador ao quadro geral de força, é repetido também para a reatância.

$$X_{c1}\Omega = \frac{X_{u1}\Omega \cdot L_{c1}}{1000 \cdot N_{c1}} \quad (3.12)$$

Onde:

$X_{c1}\Omega$: reatância em $[\Omega]$ do condutor que liga o transformador ao QGF;

$X_{u1}\Omega$: reatância média do condutor de sequência positiva de 25 mm^2 , $0,1164 \text{ m}\Omega/\text{m}$.

Da equação (3.12) encontra-se o valor da reatância em $[pu]$:

$$X_{uc1} = X_{c1}\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} \quad (3.13)$$

Onde:

X_{uc1} : reatância em $[pu]$ do condutor que liga o transformador ao QGF.

A impedância do trecho que liga o transformador ao QGF em $[pu]$ é:

$$\bar{Z}_{uc1} = R_{uc1} + jX_{uc1} \quad (3.14)$$

Onde:

\bar{Z}_{uc1} : é a impedância do trecho que liga o transformador ao QGF em $[pu]$.

Para calcular a impedância do barramento, do quadro geral de força, foram supostas duas barras por fase. Assim, consultando [19], podem-se obter os valores para resistência e reatância média do barramento. A suposição de duas barras por fase garante que o barramento de fase escolhido, segundo [19], suporte o valor obtido para a corrente de linha através da equação (3.9) ao substituir o valor de N_{c1} de 4 para 2.

Assim, a resistência do barramento do quadro geral de força é:

$$R_{b1}\Omega = \frac{R_{b\Omega} \cdot L_b}{1000 \cdot N_b} \quad (3.15)$$

Onde:

$R_{b1}\Omega$: resistência em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF);

$R_{b\Omega}$: resistência média do barramento de 12 mm de largura por 2 mm de espessura, $0,9297 \text{ m}\Omega/\text{m}$;

Lb : comprimento do barramento do QGF, suposto $1,25\text{ m}$;

Nb : número de barras por fase, suposto 2.

Da equação (3.15) encontra-se o valor da resistência em $[pu]$:

$$Rub1 = Rb1\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} \quad (3.16)$$

Onde:

$Rub1$: resistência em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF).

O procedimento descrito para a resistência do barramento do quadro geral de força é repetido para a reatância também.

$$Xb1\Omega = \frac{Xb\Omega \cdot Lb}{1000 \cdot Nb} \quad (3.17)$$

Onde:

$Xb1\Omega$: reatância em $[\Omega]$ do barramento do quadro geral de força (QGF);

$Xb\Omega$: reatância média do barramento de 12 mm de largura por 2 mm de espessura, $0,2859\text{ m}\Omega/\text{m}$.

Da equação (3.17) encontra-se o valor da reatância em $[pu]$:

$$Xub1 = Xb1\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} \quad (3.18)$$

Onde:

$Xub1$: reatância em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF).

A impedância do barramento do quadro geral de força (QGF) em $[pu]$ é:

$$\bar{Z}ub1 = Rub1 + jXub1 \quad (3.19)$$

Onde:

$\bar{Z}ub1$: é a impedância do barramento do QGF em $[pu]$.

Para calcular a impedância entre o quadro geral de força e a carga em estudo, foi considerada a corrente eficaz consumida pela carga, obtida através de simulação no PSPICE, desconsiderando a impedância de linha da rede que supre a carga. Nesta simulação foi obtido uma corrente de linha eficaz de $48,78\text{ A}$.

Após obter o valor da corrente de linha consumida pela carga, através da simulação, foi feita uma consulta a NBR 5410, constatando assim que o condutor ideal seria o de 10 mm^2 .

No cálculo da impedância do trecho que liga o quadro de distribuição à carga foi considerado apenas um condutor por fase.

Assim, a resistência do trecho de linha que liga o quadro geral de força (QGF) à carga em estudo é:

$$R_{c2\Omega} = \frac{R_{u2\Omega} \cdot L_{c2}}{1000 \cdot N_{c2}} \quad (3.20)$$

Onde:

$R_{c2\Omega}$: resistência em $[\Omega]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga;

$R_{u2\Omega}$: resistência média do condutor de sequência positiva de 10mm^2 , $1,2221\text{ m}\Omega/\text{m}$;

L_{c2} : comprimento do trecho que o QGF à carga, suposto 20 m ;

N_{c2} : número de condutores por fase, suposto 1.

Da equação (3.15) encontra-se, agora, o valor da resistência em $[pu]$:

$$R_{uc2} = R_{c2\Omega} \cdot \frac{P_b}{1000 \cdot V_b^2} \quad (3.21)$$

Onde:

R_{uc2} : resistência em $[pu]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga.

O procedimento descrito para a resistência do condutor, no trecho que liga o quadro geral de força à carga em estudo, é repetido para a reatância também.

$$X_{c2\Omega} = \frac{X_{u2\Omega} \cdot L_{c2}}{1000 \cdot N_{c2}} \quad (3.22)$$

Onde:

$X_{c2\Omega}$: reatância em $[\Omega]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga;

$X_{u2\Omega}$: reatância média do condutor de sequência positiva de 10mm^2 , $0,1207\text{ m}\Omega/\text{m}$.

Da equação (3.22) encontra-se, agora, o valor da reatância em $[pu]$:

$$X_{uc2} = X_{c2\Omega} \cdot \frac{P_b}{1000 \cdot V_b^2} \quad (3.23)$$

Onde:

X_{uc2} : reatância em $[pu]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga.

A impedância do trecho que liga o QGF à carga em estudo em $[pu]$ é:

$$\bar{Z}_{uc2} = R_{uc2} + jX_{uc2} \quad (3.24)$$

Onde:

\bar{Z}_{uc2} : é a impedância do trecho que liga o QGF à carga em $[pu]$.

A impedância total, em $[pu]$, entre a fonte de tensão no ponto de entrega até os terminais da carga em estudo, é dada pela soma das impedâncias determinadas pelas equações (3.3), (3.8), (3.14), (3.19) e (3.24).

$$\vec{Z}_{tot} = \vec{Z}_{us} + \vec{Z}_{ut} + \vec{Z}_{uc1} + \vec{Z}_{ub1} + \vec{Z}_{uc2} \quad (3.25)$$

Onde:

\vec{Z}_{tot} : impedância total de linha em $[pu]$ entre a fonte de tensão e a carga em estudo.

Para encontrar a impedância total de linha, em $[\Omega]$, e aplicar ao PSPICE, é necessário calcular a impedância de base através da equação (3.26).

$$Z_b = \frac{V_b^2}{P_b} \quad (3.26)$$

Onde:

Z_b : é a impedância de base em $[\Omega]$.

Multiplicando a impedância de base pelo módulo da impedância total em $[pu]$ (3.25), obtém-se o módulo da impedância total em $[\Omega]$. O ângulo do fasor impedância total de linha em $[\Omega]$ é igual ao ângulo da impedância total em $[pu]$.

$$|\vec{Z}_{tot}| = Z_b \cdot |\vec{Z}_{utot}| \quad (3.27)$$

$$\angle \vec{Z}_{tot} = \angle \vec{Z}_{utot} \quad (3.28)$$

Onde:

$|\vec{Z}_{tot}|$: módulo da impedância total em $[\Omega]$;

$\angle \vec{Z}_{tot}$: ângulo da impedância total em $[\Omega]$ em $[\circ]$, graus;

$\angle \vec{Z}_{utot}$: ângulo da impedância total em $[pu]$ em $[\circ]$, graus.

Para completar a modelagem da impedância de linha, falta calcular a impedância do neutro, visto que a carga em estudo necessita do neutro na entrada de cada retificador monofásico de onda completa.

A impedância total do neutro, que liga a fonte de tensão a carga em estudo, foi compreendida como sendo a impedância do barramento de neutro do quadro geral de força somado a impedância do trecho, entre o quadro geral de força e a carga. Supondo que no quadro geral de força haja um aterramento e a consequente equipotencialização do neutro nesse ponto, não será considerada a resistência de aterramento para simplificar os cálculos.

Será considerada apenas uma barra para o barramento de neutro, pois o valor da corrente no neutro, da carga em estudo, é de 79,19 A eficazes, obtido por simulação da carga no PSPICE, sem considerar as impedâncias de linha. Assim, a barra de cobre escolhida, consultada em [19], tem 12 mm de largura por 2 mm de espessura.

A impedância do barramento de neutro no QGF é dada, respectivamente, pelo desenvolvimento das equações (3.15), (3.16), (3.17), (3.18) e (3.19). Considerando, também, para esse caso do barramento de neutro, apenas uma barra com 1,25 m de comprimento.

Para a impedância do neutro, entre o quadro geral de força e a carga em estudo, foi feito o desenvolvimento, respectivamente, das equações (3.20), (3.21), (3.22), (3.23) e (3.24). Considerando assim que a seção do neutro seja de 25 mm², devido ao fator de correção aplicável a circuitos trifásicos a 4 condutores na referência [20].

Lembrando que, para o caso do neutro, devem ser considerados os valores médios de resistência e reatância de sequência zero, conforme consultado em [19]. Haja vista que o fluxo de corrente no neutro é devido à 3ª harmônica e suas múltiplas ímpares, que são de sequência zero.

Após o cálculo da impedância no barramento de neutro e no trecho que liga o quadro geral de força a carga em estudo em [pu], são usadas as equações (3.25), (3.26), (3.27) e (3.28). Foi desconsiderada a presença das impedâncias reduzida, do transformador e do trecho que liga o transformador ao quadro geral de força na equação (3.25).

No Apêndice A consta o desenvolvimento da modelagem, descrita acima, da impedância de linha do sistema de suprimento da carga em estudo com a atribuição dos valores numéricos às variáveis.

3.4 – ESTUDO E MODELAGEM DO FILTRO PASSIVO

Por ter sido abordado duas topologias de filtros neste presente trabalho, serão percorridas a seguir o estudo e modelagem dos mesmos.

3.4.1 - ESTUDO E MODELAGEM DO FILTRO PASSIVO RLC SÉRIE *SHUNT*

O filtro passivo RLC série em derivação com a carga, cuja topologia é ilustrada na Figura 3.6, possui uma impedância descrita no domínio da frequência dada pela equação (1.32).

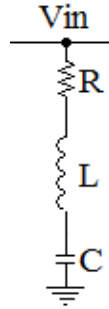


Figura 3.6 – Topologia do filtro RLC série *shunt*.

Na prática, o filtro passivo RLC é uma associação de um indutor com um capacitor em série. O resistor, então, tem um significado mais amplo. O resistor representa todas as perdas internas do filtro que estão presentes no indutor e capacitor, salientando que não há indutores e capacitores ideais que não apresentem perdas. A parte resistiva do filtro é associada à indutância e a capacitância através do fator de qualidade do filtro [5]. Algumas literaturas, como em [14], relacionam o fator de qualidade ao reator, indutor, do filtro. Chamando, assim, de fator de qualidade do reator.

Segundo [5], o fator de qualidade pode ser entendido como dois π vezes a relação da máxima energia armazenada e a potência dissipada em um ciclo a uma determinada frequência, ou como a relação entre a frequência de ressonância e a banda passante do filtro, limitada pelas frequências de corte, que fazem a potência de saída diferir de um ganho de 3dB (*Decibel*). A demonstração matemática dessas afirmações se encontra no Apêndice B.

$$X_n = \omega \cdot n \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot n \cdot C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.29)$$

Onde:

X_n : é a reatância do indutor ou capacitor na frequência de sintonia;

ωn : é a frequência angular de sintonia;

L , C : indutância e capacitância do filtro respectivamente.

A última relação da equação (3.29) é deduzida no Apêndice B.

A equação (3.29) é relacionada com o fator de qualidade, através da equação (3.30), de acordo com a definição citada na referência [5] e demonstrada no Apêndice B.

$$X_n = Q \cdot R \quad (3.30)$$

Onde:

Q : é o fator de qualidade do filtro ou reator;

R : resistência associada ao reator.

Um conceito importante que deve ser levado em conta em projeto de filtros passivos RLC é o desvio de frequência. O desvio de frequência citado nas referências [10] e [14] se refere ao fato de que, na prática, um filtro dificilmente sintonizará na frequência para a qual ele foi projetado para suprimir. A dessintonia é quantificada através de um fator que indicará como o filtro irá operar para uma frequência diferente da frequência de sintonia.

O fator de dessintonia, segundo as referências [10] e [14], depende basicamente de três fatores. O primeiro é a possibilidade do sistema de fornecimento apresentar oscilações na frequência fundamental e, com isso, deslocar no tempo as componentes harmônicas. Nos dados adicionais do Anexo I existem aferições de oscilações em torno de 0,167Hz na frequência fundamental. O segundo fator diz respeito às variações na capacitância e indutância dos capacitores e reatores dos filtros, devido aos intempéries do meio e as condições de operação. Desses dois elementos, o capacitor é o mais sensível às condições de temperatura e de operação, além de envelhecer, perdendo as características físicas de seu dielétrico mais rapidamente, quanto maior forem os esforços de corrente e tensão sobre o mesmo. E o terceiro fator está relacionado aos desvios de frequência devido às tolerâncias dos próprios reatores e capacitores durante os seus processos de fabricação.

As referências [10] e [14] informam que a variação da indutância ou capacitância, em torno de 2%, corresponde ao mesmo efeito de dessintonia provocado por uma variação de 1% na frequência fundamental do sistema de fornecimento de energia elétrica. Por isso, para efeitos de projeto, costuma-se considerar um fator de dessintonia severo de 1,5% a 3%, isso já prevendo oscilações de frequência fundamental da rede elétrica e/ou capacitância ou indutância [8].

$$\delta = \frac{\Delta f}{fn} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta L}{Ln} + \frac{\Delta C}{Cn} \right) \quad (3.31)$$

Onde:

δ : fator de dessintonia total considerando as variações de frequência, indutância e capacitância;

Δf : variação de frequência com relação à fundamental;

f_n : frequência fundamental;

ΔL : variação de indutância com relação à nominal;

L_n : indutância nominal;

ΔC : variação de capacitância com relação à nominal;

C_n : capacitância nominal.

No Apêndice B o fator de desvio de frequência é considerado como devido apenas à variação de frequência simplificando a equação (3.31) na equação (3.32).

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} \quad (3.32)$$

Após a apresentação dos conceitos de fator de qualidade do filtro, fator de desvio de frequência e das demonstrações presentes no Apêndice B, pode-se perceber por que o valor fator de qualidade é considerado entre 10 e 50 pelos projetistas [2]. Quanto maior for o fator de qualidade do filtro menor serão as perdas no reator, uma vez que a componente resistiva diminui. Porém, mais inviável será a fabricação do reator na prática. Pois, a seção do cobre da bobina do reator tende a aumentar, aumentando assim, as dimensões do reator. Também, quanto maior for o fator de qualidade, mais estreita será a banda passante do filtro, demonstrado no Apêndice B, e maior será o risco do filtro de se dessintonizar. Em contra partida quanto menor for o fator de qualidade, menor será a possibilidade do filtro dessintonizar, pois a banda passante tende a aumentar, e maiores serão as perdas do filtro.

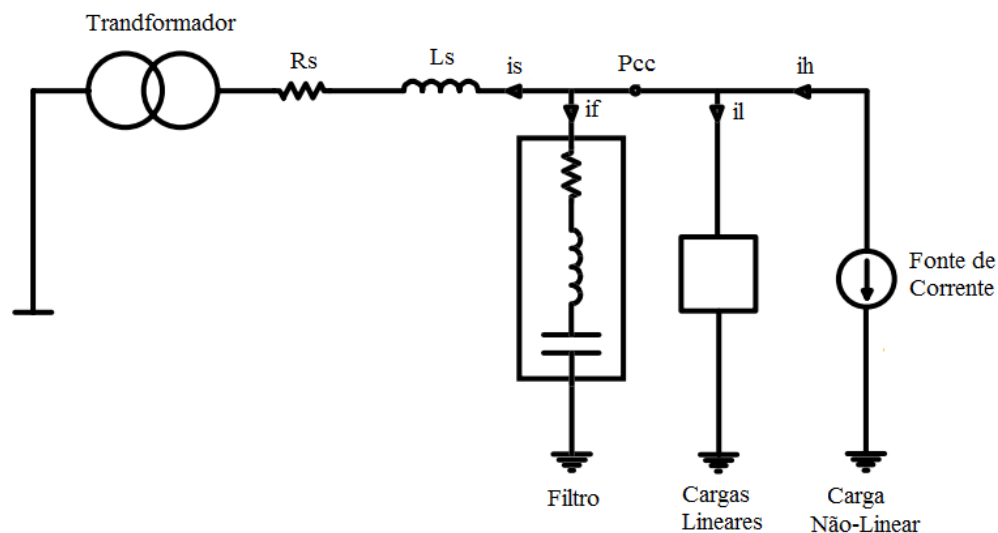


Figura 3.7 – Diagrama unifilar do filtro em uma planta industrial simples [2].

A Figura 3.7 representa o diagrama unifilar de um caso típico para a instalação dos filtros de harmônicos. O objetivo do filtro é se comportar como um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas injetadas no sistema pelas cargas não lineares, ao passo que o filtro tende a compensar reativos para frequências inferiores a sua frequência de sintonia, fato explicado pela equação (1.33). Além disso, o filtro apresenta caráter indutivo para frequências superiores a frequência de sintonia.

Para modelar o comportamento do filtro no sistema as cargas lineares devem ser desconsideradas e as cargas não-lineares devem ser analisadas como fontes de corrente [2]. Assim a Figura 3.7 é simplificada na Figura 3.8.

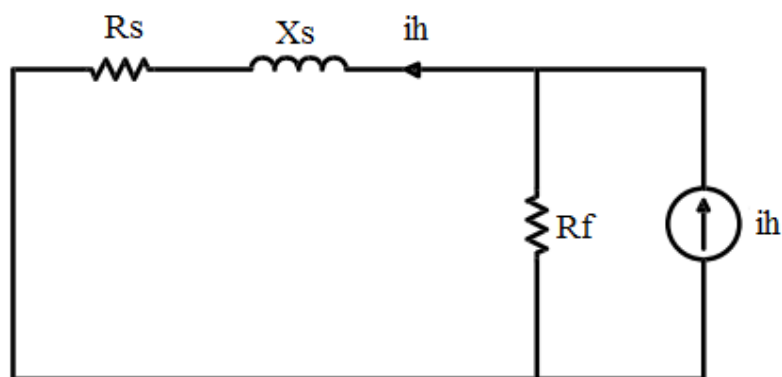


Figura 3.8 - Diagrama unifilar do filtro em uma planta industrial simples simplificado [2].

Após a análise do ponto de conexão comum (PCC), toma-se a harmônica mais forte como ponto de partida para o projeto do filtro. Devem ser obtidos nessa análise os valores eficazes da componente fundamental de corrente e tensão, o valor eficaz da componente harmônica de corrente em destaque e o valor da impedância de linha da rede até o PCC.

Calcula-se, então, a capacidade de curto circuito através da seguinte equação:

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} \quad (3.33)$$

Onde:

I_{sc} : corrente de curto circuito máxima no PCC;

I_L : corrente máxima solicitada pela carga na frequência fundamental;

V_{sef} : tensão eficaz no PCC na frequência fundamental;

Z_s : impedância de linha da rede de fornecimento de energia na frequência fundamental.

Da relação (3.33) consulta-se a Tabela 4.1, retirada da IEEE 519 [5]. Nesta tabela é encontrada uma faixa de valores possíveis para o fator K , que determina o quanto de distorção harmônica relativa à componente para a qual está se projetando o filtro, deve permanecer na linha do sistema de fornecimento de energia após a colocação do filtro no PCC.

Com o valor de K determinado pode-se, então, calcular a resistência do filtro pela seguinte equação:

$$R = \frac{K \cdot I_1}{(I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \cdot \left[R_s \cdot K \cdot I_1 \pm \sqrt{(R_s \cdot I_1)^2 + (h \cdot \omega \cdot L_s)^2 \cdot (I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \right] \quad (3.34)$$

Onde:

R : componente resistiva do filtro;

K : constante de distorção que determina o valor máximo da componente h presente no sistema;

h : ordem da harmônica para qual se projeta o filtro;

I_1 : valor eficaz da componente fundamental da corrente;

I_h : valor eficaz da componente harmônica da corrente;

R_s, L_s : resistência e indutância de linha na frequência fundamental;

ω : frequência angular fundamental.

Encontrado o valor da componente resistiva do filtro, escolhe-se, agora, o melhor valor para o fator de qualidade do filtro, geralmente entre 10 e 50 [2]. E, assim, pode-se determinar os valores da indutância e capacitância do filtro pelas seguintes equações:

$$L = \frac{R \cdot Q}{h \cdot \omega} \quad (3.35)$$

$$C = \frac{1}{h \cdot \omega \cdot R \cdot Q} \quad (3.36)$$

Onde:

L : indutância do filtro;

C : capacitância do filtro.

Deve ser ressaltado que este procedimento de projeto do filtro RLC série *shunt* para determinação da indutância e capacitância, bem como a resistência elétrica do indutor, consiste em um processo de “tentativa e erro”, até que se encontrem os melhores valores para o indutor, resistência e capacitor que reduza o harmônico em foco ao máximo possível e compense parcialmente os reativos na fundamental [17].

3.4.2 - ESTUDO E MODELAGEM DO FILTRO PASSIVO DUPLAMENTE SINTONIZADO

O filtro duplamente sintonizado foi uma topologia utilizada para mitigar a 3ª harmônica, bem como suas múltiplas ímpares, visto que o filtro passivo RLC série *shunt* não foi capaz de mitigar os harmônicos ao mesmo tempo em que compensava os reativos satisfatoriamente.

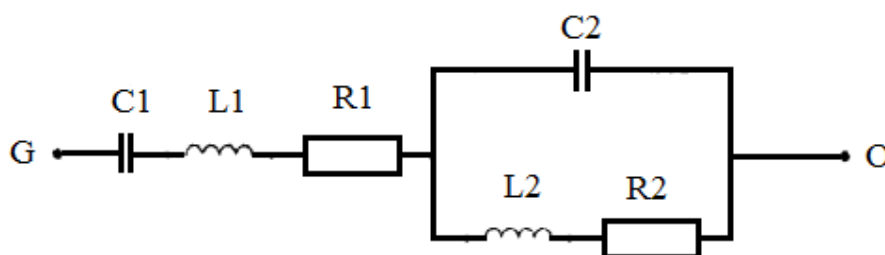


Figura 3.9 – Filtro duplamente sintonizado (DTF).

O filtro duplamente sintonizado indicado na Figura 3.9 é conectado em série no neutro e tem a função de barrar as componentes harmônicas de sequência zero, como 3ª harmônica e suas múltiplas ímpares, ao mesmo tempo em que apresenta baixa impedância para a fundamental. Este filtro foi desenvolvido no artigo em [21] com intuito de mitigar as harmônicas de sequência zero, geradas pelos reatores eletrônicos de lâmpadas fluorescentes em uma instalação trifásica.

Este filtro apresenta baixa impedância para a componente fundamental, pois no artigo [21] o caso em estudo se trata de uma instalação, apesar de trifásica, composta por cargas monofásicas. E o objetivo desta topologia não é barrar a corrente fundamental. Assim, em [21] é citado que poderia ter sido usado um filtro em série, que consiste em um LC (indutância e capacitância) paralelo em série no neutro do sistema.

Para o caso da carga em estudo neste presente trabalho, o uso desse filtro duplamente sintonizado ou do LC paralelo em série com o neutro, teriam resultados semelhantes. No entanto, optou-se em usar o filtro [21] porque as reduções de corrente eficaz total nas fases, segundo os resultados de [21], foram maiores do que se tivesse usado o LC paralelo.

A modelagem do filtro duplamente sintonizado [21] é embasada no processo de otimização de Rosenbrock, que busca otimizar uma função multi-objetivo, minimizando-a à

zero ao mesmo tempo que a função que descreve o sistema (nesse caso, a impedância do filtro duplamente sintonizado) obedeça à algumas restrições.

$$\bar{Z} = R1 + j \left(h \cdot \omega \cdot L1 - \frac{1}{h \cdot \omega \cdot C1} \right) + \frac{(R2 + jn \cdot \omega \cdot L2)}{(1 - n^2 \cdot \omega^2 \cdot L2 \cdot C2 + jn \cdot \omega \cdot C2 \cdot R2)} \quad (3.37)$$

Onde:

\bar{Z} : impedância do filtro duplamente sintonizado;

$R1$, $L1$, $C1$: resistência, indutância e capacitância, respectivamente, do RLC série na frequência fundamental;

$R2$, $L2$, $C2$: resistência, indutância e capacitância, respectivamente, do RLC paralelo na frequência da harmônica de 3ª ordem;

n : 1ª, 3ª, 9ª e 15ª, variável que corresponde às respectivas ordens de harmônicas que serão usadas para minimizar a função objetivo.

Lembrando que $R1$ e $R2$, respectivamente, ainda continuam sendo as componentes resistivas dos filtros RLC série e RLC paralelo, sendo associados às indutâncias $L1$ e $L2$ pelos respectivos fatores de qualidade.

Em [21] a função objetivo de Rosenbrock é descrita segundo a equação (3.38).

$$F(x[1], \dots, x[4]) = \alpha 1 \cdot (f1(x[1], \dots, x[4]))^2 + \frac{P3}{(f3(x[1], \dots, x[4]))^2} + \frac{P9}{(f9(x[1], \dots, x[4]))^2} + \frac{P15}{(f15(x[1], \dots, x[4]))^2} \quad (3.38)$$

Onde:

$F(x[1], \dots, x[4])$: função objetivo;

$fn(x[1], \dots, x[4])$: impedância do filtro para as harmônicas de ordem n calculada conforme a equação (3.38);

$x[1], \dots, x[4]$: argumentos da função impedância que representam $L1$, $L2$, $C1$ e $C2$;

$\alpha 1$, $P3$, $P9$, $P15$: fatores de ponderação.

A referência [21] trabalha com quatro argumentos ($L1$, $L2$, $C1$ e $C2$), pois, $R1$ e $R2$ podem ser tomados em função de $L1$ e $L2$ pela relação com os respectivos fatores de qualidade escolhidos. Já os fatores de ponderação são escolhidos aleatoriamente para uma melhor resposta do filtro de acordo com o projetista.

De acordo com a equação (3.38), se o primeiro termo, ou seja, a impedância do filtro duplamente sintonizado na frequência fundamental for mínima, a função objetivo será mínima. Se os demais termos também forem mínimos, significa que a impedância do filtro

será máxima para as harmônicas de ordem 3, 9 e 15. Não há uma explicação certa do autor em [21] para otimizar o filtro duplamente sintonizado para as 3ª, 9ª e 15ª harmônicas, porem a explicação mais plausível frente ao entendimento do artigo [21], é que o autor considerou essas harmônicas como fortes no sistema.

O projetista pode otimizar o filtro para mais harmônicas múltiplas ímpares da 3ª ou apenas para a 3ª. Essa decisão vai depender do nível percentual de distorção harmônica total dessas harmônicas de sequência zero no sistema.

Na prática o autor de [21], realizou uma modelagem do sistema de cargas (lâmpadas fluorescentes) por um circuito de Thevenin equivalente. O dimensionamento do filtro duplamente sintonizado (DTF) consiste, primeiramente, em encontrar o equivalente Thevenin do sistema através de medições realizadas na carga. Por essas medições podem ser determinados os valores de impedância interna do sistema para cada harmônica (nesse caso 1ª, 3ª, 9ª e 15ª, segundo [21]) e, assim, encontrar a impedância requerida (considerada como ideal) para o filtro para a respectiva harmônica, como mostra a equação (3.39).

Além da impedância interna, impedância equivalente de Thevenin, as medições na carga servem para determinar a tensão equivalente de Thevenin. O circuito equivalente Thevenin, então, transforma cada harmônica do sistema em fontes de tensão em série com impedâncias, como mostra a Figura 3.10.

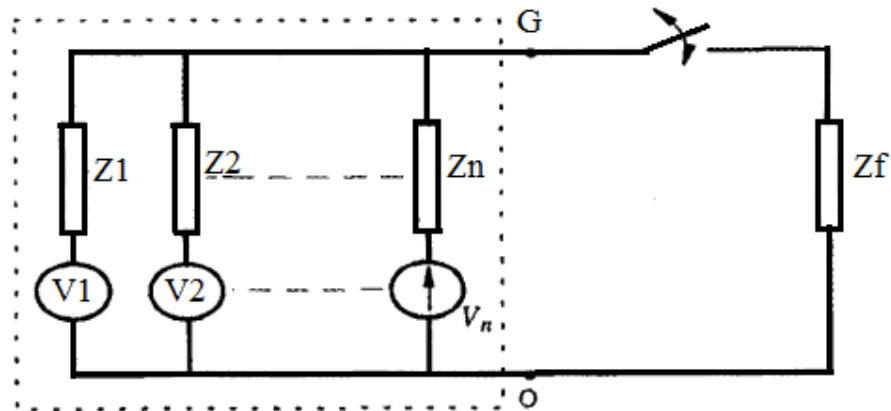


Figura 3.10 – Circuito Equivalente de Thevenin do sistema [21].

$$Z_{frequido}^i = k \cdot Z^i \quad (3.39)$$

Onde:

$Z_{frequido}^i$: impedância do filtro requerido para a i-enésima harmônica;

k : parâmetro que representa a relação entre a impedância interna e a impedância do filtro para a harmônica de ordem i ;

Z^i : impedância interna do sistema obtida pelo equivalente de Thvenin para a i -enésima harmônica.

O valor de k é obtido de forma a minimizar a função objetivo reformulada a partir da equação (3.38) na equação (3.40). A equação (3.39) visa encontrar uma impedância ideal (requerida) para o filtro para uma determinada harmônica. Assim, através da equação (3.40), em [21] verifica-se a tentativa de zerar a função objetivo, encontrando os valores de $L1$, $L2$, $C1$ e $C2$ que tornam isso possível.

$$F = \alpha 1 \cdot (Z_{f1} - Z_{f1\text{requerido}}) + \alpha 3 \cdot (Z_{f3\text{requerido}} - Z_{f3}) + \alpha 9 \cdot (Z_{f9\text{requerido}} - Z_{f9}) + \alpha 15 \cdot (Z_{f15\text{requerido}} - Z_{f15}) \quad (3.40)$$

Onde:

F : função objetivo;

$Z_{fn\text{requerido}}$: impedância ideal (requerida), da equação (3.39) para a harmônica de ordem n ;

Z_{fn} : impedância do filtro para a harmônica de ordem n , testado;

αn : fator de ponderação.

Se o projetista quiser que a redução da impedância do filtro para a fundamental seja maior, ele deve aumentar a importância dessa restrição, aumentando o valor do fator de ponderação do primeiro termo da equação (3.40), $\alpha 1$. Ou se o projetista quiser que o aumento da impedância do filtro para a 3ª harmônica seja maior, ele aumenta a importância dessa restrição, aumentando o valor do fator de ponderação do segundo termo da equação (3.40), $\alpha 2$. Essa é a importância dos fatores de ponderação. O mesmo vale para a equação (3.38).

O valor da impedância na frequência fundamental tende a ser inferior ao nível requerido, enquanto a impedância para as harmônicas de maior ordem tende a ser maior do que o valor requerido na equação (3.40) [21].

No entanto, para agilizar o processo de dimensionamento do filtro duplamente sintonizado, optou-se em fazer a otimização do filtro através da equação (3.39), com auxílio do MATLAB.

A equação (3.37) mostra que o módulo da impedância do filtro é uma função não composta por diferenciais. Por isso em [21] cita o método de Rosenbrock, que se aplica perfeitamente nos processos de minimização e maximização do módulo da equação (3.37). O MATLAB não possui funções de minimização baseada no método iterativo de Rosenbrock,

mas possui uma função de minimização que se aplica, também, a funções sem diferenciais. Esta função é a “fminsearch()” da biblioteca do MATLAB.

A função “fminsearch()” usa o algoritmo de Nelder-Mead de busca direta simplex. O princípio deste algoritmo é, a partir de um chute inicial, criar um poliedro (um triângulo, por exemplo) ao redor desse ponto inicial e verificar qual dos vertices apresentam um melhor resultado para a minimização da função objetivo, como mostra a Figura 3.11. Se houver um vértice (ponto no espaço) melhor do que o chute inicial, o algoritmo substitui o ponto inicial pelo vértice dando continuidade ao processo até encontrar o melhor resultado [22], segundo os critérios de parada do algoritmo de Nelder-Mead.

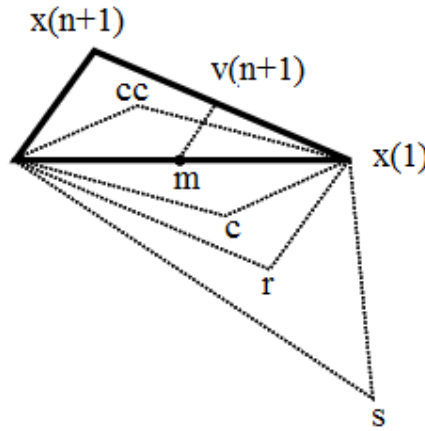


Figura 3.11 – Aplicação de busca simplex ao ponto inicial estipulado [22].

A função F descrita na equação (3.38) se trata de uma função multi-objetivo. Pois, o objetivo é minimizar o módulo da equação (3.37) para n igual a 1 (fundamental) e maximizar a equação (3.37) para n igual a 3, 9 e 15 (harmônicas). Como não há um conceito robusto para a minimização da equação (3.38) com tais restrições para a equação (3.37), o “fminsearch()” foi utilizado diretamente na equação (3.38), sem restrições.

O primeiro passo para otimização do filtro duplamente sintonizado consistiu em escrever o módulo da impedância do filtro, a partir da equação (3.38), para n igual 1, depois 3, depois 9 e depois 15. Correspondendo, respectivamente, nas equações $|f1(x[1],...,x[4])|$, $|f3(x[1],...,x[4])|$, $|f9(x[1],...,x[4])|$ e $|f15(x[1],...,x[4])|$. Depois as equações $|f1(x[1],...,x[4])|$, $|f3(x[1],...,x[4])|$, $|f9(x[1],...,x[4])|$ e $|f15(x[1],...,x[4])|$ foram substituídas na equação (3.38).

O segundo passo realizado, para facilitar o processo foi fazer algumas considerações. Como o filtro duplamente sintonizado usa dois reatores, foi considerado o mesmo fator de qualidade para ambos bem como as mesmas resistências para os reatores. As capacitâncias ficaram indexadas aos respectivos reatores, devido ao conceito já apresentado de fator de qualidade [5].

Assim, temos como função objetivo a ser minimizada pela função “fminsearch()”:

$$\begin{aligned}
 F = & \left| R + j \left(Q \cdot \frac{R \cdot (1^2 - 1)}{1} \right) + \frac{81 \cdot Q^2 \cdot R + 3 \cdot Q \cdot R \cdot 1 \cdot j(9 \cdot Q^2 - (Q \cdot 1)^2 - 9)}{9 \cdot 1^2 + Q^2 \cdot (1^2 - 9)^2} \right|^2 + \\
 & + \frac{100000}{\left| R + j \left(Q \cdot \frac{R \cdot (3^2 - 1)}{3} \right) + \frac{81 \cdot Q^2 \cdot R + 3 \cdot Q \cdot R \cdot 3 \cdot j(9 \cdot Q^2 - (Q \cdot 3)^2 - 9)}{9 \cdot 3^2 + Q^2 \cdot (3^2 - 9)^2} \right|^2} + \\
 & + \frac{100000}{\left| R + j \left(Q \cdot \frac{R \cdot (9^2 - 1)}{9} \right) + \frac{81 \cdot Q^2 \cdot R + 3 \cdot Q \cdot R \cdot 9 \cdot j(9 \cdot Q^2 - (Q \cdot 9)^2 - 9)}{9 \cdot 9^2 + Q^2 \cdot (9^2 - 9)^2} \right|^2} + \\
 & + \frac{100000}{\left| R + j \left(Q \cdot \frac{R \cdot (15^2 - 1)}{15} \right) + \frac{81 \cdot Q^2 \cdot R + 3 \cdot Q \cdot R \cdot 15 \cdot j(9 \cdot Q^2 - (Q \cdot 15)^2 - 9)}{9 \cdot 15^2 + Q^2 \cdot (15^2 - 9)^2} \right|^2} \quad (3.41)
 \end{aligned}$$

Onde:

$\alpha I, P3, P9, P15$: 1, 100000, 100000 e 100000, respectivamente. Esses resultados para os fatores de ponderação foram escolhidos por dois motivos. O primeiro diz respeito ao desempenho do filtro e o segundo devido à obtenção de valores de capacitâncias baixas para a escolha dos capacitores comerciais mais próximos;

$Q = Q1 = Q2$: no projeto foi considerado um fator de qualidade de 50;

$R = R1 = R2$: resistência ou, nesse caso, variável de teste da função “fminsearch()”.

As seguintes relações foram usadas para a construção da equação (3.41):

$$\begin{cases} L1 = \frac{Q \cdot R}{120 \cdot \pi} \\ C1 = \frac{1}{120 \cdot \pi \cdot Q \cdot R} \\ L2 = \frac{Q \cdot R}{360 \cdot \pi} \\ C2 = \frac{1}{360 \cdot \pi \cdot Q \cdot R} \end{cases} \quad (3.42)$$

Onde:

L1 e *C1*: foram sintonizados para a fundamental, pois os mesmos fazem parte de um RLC série e deve apresentar baixa impedância para a fundamental;

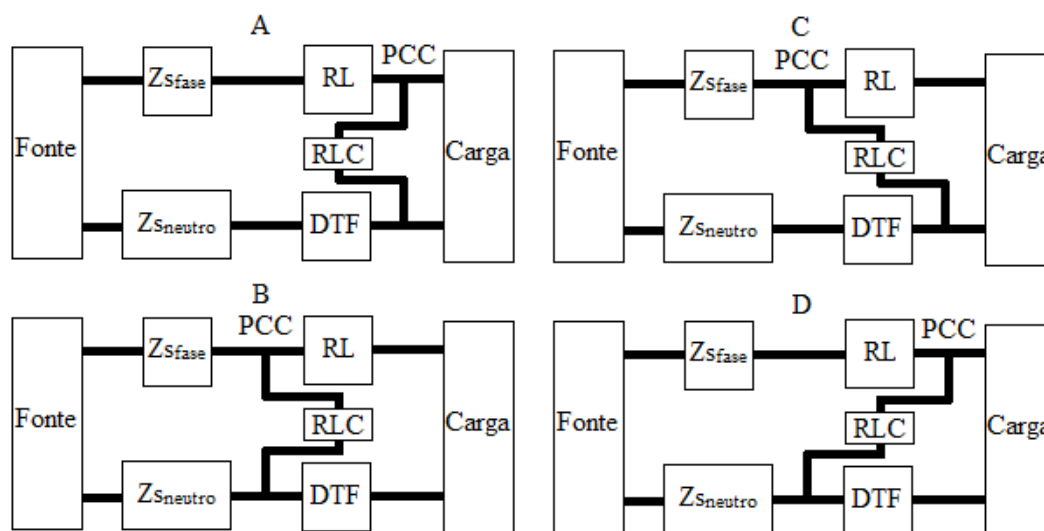
L2 e *C2*: foram sintonizados para a 3ª harmônica, pois os mesmos fazem de um LC paralelo e devem apresentar alta impedância para a 3ª harmônica e, conseqüentemente, para suas múltiplas ímpares (nesse caso 9ª e 15ª harmônica);

A função “fminsearch()” é, então aplicada, à equação (3.41) para obtenção de *R* e, conseqüentemente, *L1*, *L2*, *C1* e *C2*.

3.4.2.1 – MODELO PROPOSTO PARA UTILIZAÇÃO DOS REATORES DE LINHA EM CONJUNTO COM O DTF E OS BANCOS DE FILTROS RLC SÉRIE *SHUNT*

Como serão mostrados e comentados no Capítulo 4, os resultados do primeiro projeto, utilizando apenas os filtros RLC série em derivação com a carga, não foi bem sucedido. Por causa de dois motivos. O primeiro é que a carga apresenta uma característica muito severa de distorção harmônica. E o segundo é que a impedância da rede elétrica que supre a carga é muito baixa, o que justifica a capacidade de curto circuito do sistema ser alta a ponto de, segundo a Tabela 4.1, da norma IEEE 519 [5], permitir níveis maiores de distorção no sistema. Assim, mesmo com a mitigação forte da 3ª harmônica e suas múltiplas ímpares pelo uso do filtro duplamente sintonizado (DTF), a 5ª harmônica (bem como a 7ª) se manteve quase a mesma depois da aplicação do DTF, permanecendo ainda forte.

Com o uso dos reatores de linha surgiu à possibilidade de conectar o filtro RLC em quatro configurações possíveis, como indicado na Figura 3.12. Dentre as configurações mostradas na Figura 3.12 a que apresentou melhores resultados foi a configuração D.



Legenda:

Z_{sfase} : Impedância de linha da fase;

$Z_{sneutro}$: Impedância de linha do neutro;

RL: Reatores de linha;

RLC: Filtro RLC série *shunt*;

DTF: Filtro duplamente sintonizado;

A, B, C e D: Configurações;

PCC: Ponto de conexão comum.

Figura 3.12 – Configurações possíveis para conexão dos bancos de filtro RLC em cominação com o DTF e os reatores de linha.

Para evitar o mesmo problema do primeiro projeto de filtros, buscou-se aumentar a impedância de linha com a aplicação de reatores à montante do ponto de conexão (configuração D da Figura 3.12).

A escolha dos valores dos reatores de linha consistiu em um processo de “tentativa e erro” até que o projeto do filtro RLC série *shunt* para a 5ª harmônica (discorrido na primeira parte do Capítulo 4) desse certo.

Para cada valor de reator testado a impedância de linha era modificada. Logo, a capacidade de curto circuito do sistema foi recalculada para cada valor de reator de linha testado. E, assim, o filtro RLC série *shunt* para a 5ª harmônica, instalado no ponto de conexão comum a jusante dos reatores de linha, foi dimensionado para cada reator testado.

O único critério para avaliar até quanto os reatores poderiam ser aumentados (aumentando, assim, a impedância de linha) é o fato de que a variação de tensão eficaz no ponto de conexão comum (terminais de entrada da carga) teria que ficar dentro de 10%. Esta justificativa se baseia no fato de que, nas medições do Anexo I, foi constado variações de 10% na tensão eficaz de suprimento da rede elétrica do sistema. Assim, se este procedimento

de inserção de reatores em série, na linha que supre a carga em estudo, provocasse variações de mais de 10% na tensão eficaz nos terminais da carga, esta solução seria descartada.

Uma proposição para o digrama de comando elétrico do sistema composto por reatores de linha em conjunto com o banco de filtros, pode ser ilustrada nas Figuras 3.13 e 3.14. As Figuras 3.13 e 3.14 representam apenas um esboço de como o uso dos reatores de linha propostos neste presente trabalho poderiam ser usados.

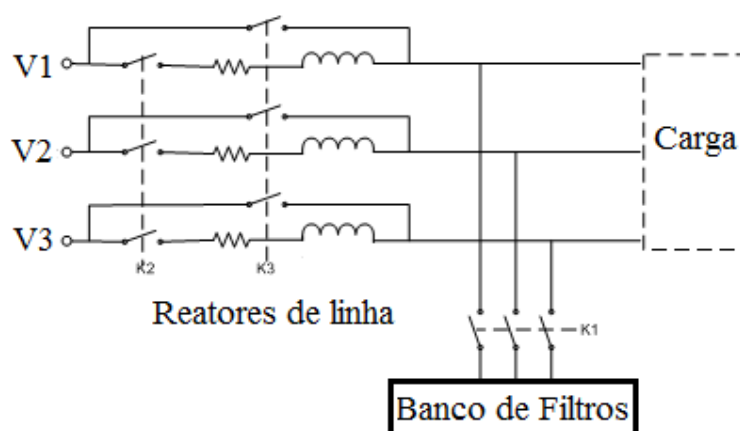


Figura 3.13 – Diagrama de força do conjunto de reatores de linha e banco de filtros.

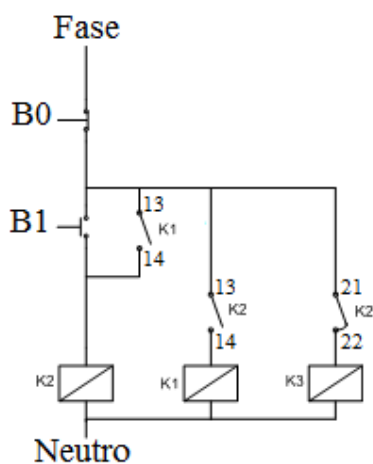


Figura 3.14 – Diagrama de controle do conjunto de reatores de linha e banco de filtros.

Analisando o circuito de força da Figura 3.13, percebe-se que inicialmente o contactor K3 é energizado estabelecendo um *by-pass* entre a fonte de suprimento e a carga. Ou seja, inicialmente não há distorções excessivas de tensão sobre a carga. Após energizar o contactor K2, que se encontra previamente intertravado com K3, os reatores serão inseridos em série

com a carga e, posteriormente, o banco de filtros é inserido ao sistema após a energização do contactor K1. Ou seja, por um breve período a carga ficará submetida a uma distorção de tensão inferior à 10% da tensão nominal, como constatado nos resultados do Capítulo 4. Após esse período de tempo os filtros conseguem mitigar as distorções e reestabelecer os níveis normais de tensão eficaz nos terminais da carga.

Analisando o circuito de controle da Figura 3.15, percebe-se que o contactor K3 começa energizado devido ao contato fechado 21-22 do contactor K2 (que se encontra desenergizado). Ao acionar a botoeira B1, K2 é energizado abrindo o contato 21-22 e fechando o contato 13-14 de K2. Com isso, desenergizando K3 e energizando o contactor K1. Assim, o sistema híbrido composto pelo filtro duplamente composto (DTF), reatores de linha e os bancos de filtros RLC série *shunt* entra em operação sem comprometer a operação da carga.

Modelar o sistema elétrico e a carga em estudo permitirá o desenvolvimento das etapas de projeto das topologias de filtros passivos, citadas no presente trabalho, de maneira rápida com o auxílio de ferramentas computacionais.

3.5 - CONCLUSÃO

A modelagem proposta para a determinação das impedâncias de linha de fase e neutro que supre a carga, bem como a determinação da própria carga em estudo, foi necessária para que se pudesse ser determinado a capacidade de curto circuito do sistema do ponto de vista da carga. E, assim, fosse possível determinar junto à IEEE 519 [5] os limites máximos de distorções harmônicas de tensão e corrente que o sistema em estudo deveria apresentar no PCC, para que o mesmo atendesse a norma IEEE.

O uso de ferramentas computacionais, como PSPICE, *Mathcad* e *Matlab*, é de grande importância uma vez que o projeto dos filtros RLC série *shunt* e DTF é basicamente iterativo. Compreender o significado de fator de qualidade (Q) e fator de distorção (K) do filtro RLC série *shunt* também é importante para que se possa obter um filtro com um melhor desempenho. Além desses fatores, um projetista não deve esquecer o fator de dessintonia que os elementos do filtro podem apresentar, frente às suas condições reais de funcionamento, que podem interferir em seu desempenho de operação.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO FILTRO PASSIVO

4.1 – INTRODUÇÃO

A carga em estudo, na qual se deseja fazer o trabalho de mitigação de harmônicas, é indicada na Figura 4.1. Inicialmente será abordado o projeto de filtros passivos RLC série em derivação, *shunt*, com a carga. Em seguida, será abordado o projeto do filtro duplamente sintonizado combinado com o filtro RLC série *shunt*. Em ambos os projetos, a consulta das Tabelas 4.1 e 4.2, retiradas da IEEE 519 [5], será rotineiramente utilizada ao início do desenvolvimento de cada filtro.

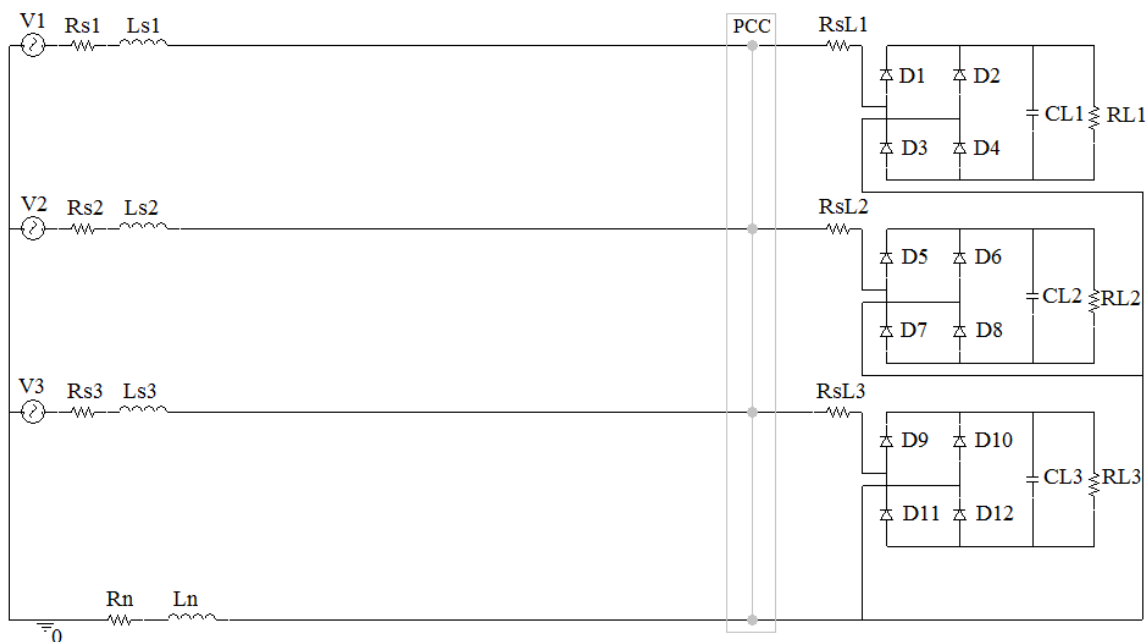


Figura 4.1 – Sistema em estudo.

Tabela 4.1 - Limites de distorção harmônica de corrente para sistemas de baixa tensão (120 V a 69 kV eficaz) [5].

I_{SI}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Tabela 4.2 – Classificação dos sistemas de baixa tensão e limites de distorção [5].

	Aplicações especiais	Sistemas comuns	Sistemas dedicados
Profundidade dos “Dentes”	10%	20%	50%
THD	3%	5%	10%
Área dos dentes	$16400 V \cdot \mu s$	$22800 V \cdot \mu s$	$36500 V \cdot \mu s$

Segundo a Tabela 4.2, a carga em estudo pode ser classificada como um sistema comum. Isso pelo fato da carga apresentar um comportamento mais próximo de cargas monofásicas como fontes de computadores. Assim, o limite de distorção de tensão permitido no ponto de conexão comum (PCC) é de 5%.

Como a carga é não-linear e trifásica, equilibrada do ponto de vista das componentes de seqüência positiva e negativa, os projetos de filtros passivos serão feitos analisando apenas uma fase. Visto que as outras fases da carga apresentarão o mesmo comportamento com relação às grandezas elétricas de corrente e tensão.

4.1.1 – PROJETO DO FILTRO PASSIVO RLC SÉRIE *SHUNT*

As formas de onda de tensão e corrente no PCC foram obtidos por simulação.

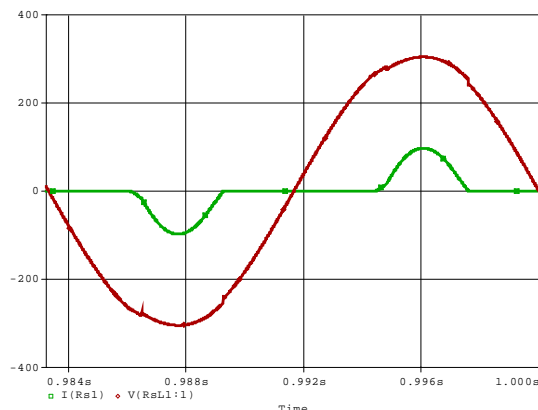


Figura 4.2 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC sem os bancos de filtros.

Através da simulação, foram obtidos os espectros de corrente e tensão no ponto de conexão comum (PCC) do sistema, mostrado nas Figuras 4.3 e 4.4. Nas Tabelas 4.3 e 4.4 são

mostrados os resultados numéricos quanto às amplitudes dos harmônicas, percentagem da fundamental e ângulo de fase.

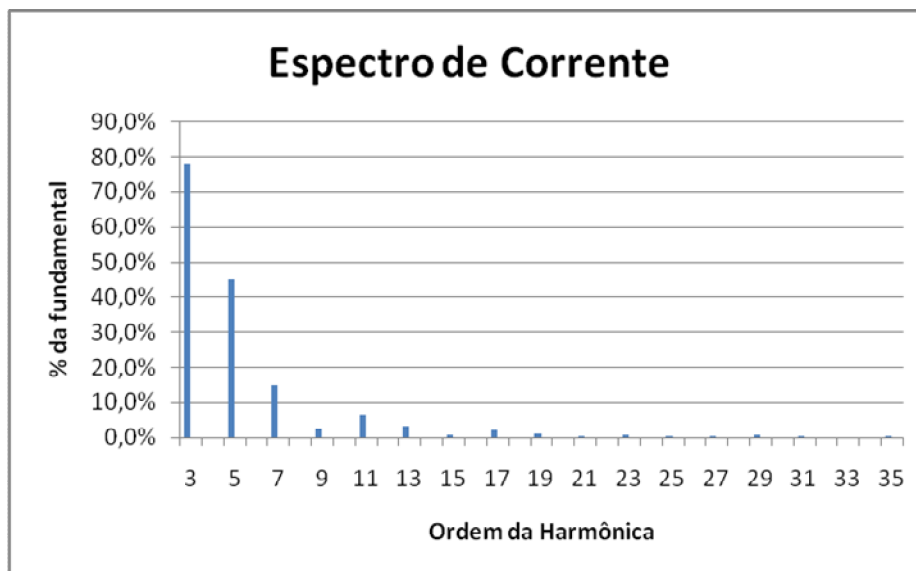


Figura 4.3 – Espectro de corrente no PCC sem aplicação de filtros.

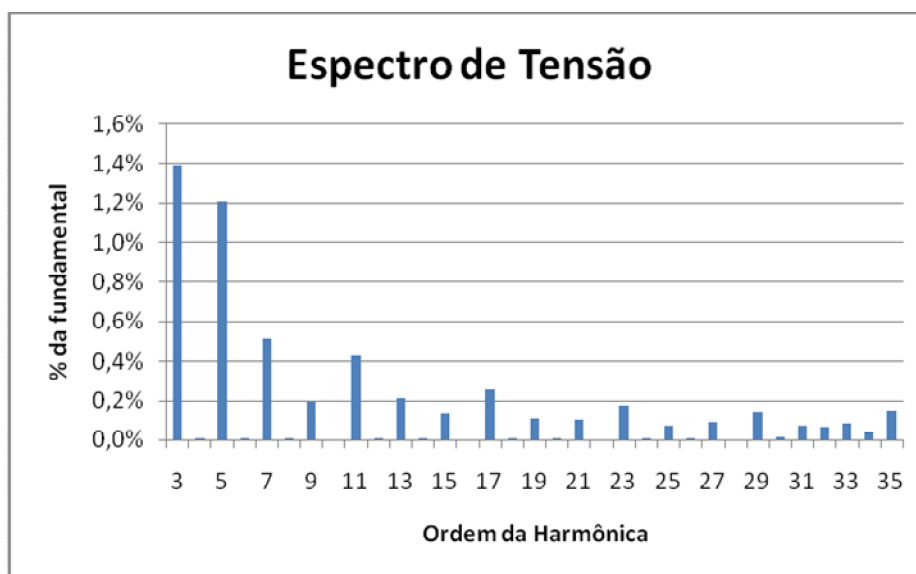


Figura 4.4 – Espectro de tensão no PCC sem aplicação de filtros.

Tabela 4.3 - Componentes Fourier de corrente no PCC sem filtros.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	4,28E+01	1,00E+00	1,74E+02
3	1,80E+02	3,34E+01	7,81E-01	-1,69E+01
5	3,00E+02	1,92E+01	4,48E-01	1,52E+02
7	4,20E+02	6,32E+00	1,48E-01	-3,84E+01
9	5,40E+02	1,12E+00	2,61E-02	-6,53E+01
11	6,60E+02	2,79E+00	6,52E-02	1,10E+02
13	7,80E+02	1,33E+00	3,11E-02	-8,45E+01
15	9,00E+02	3,59E-01	8,41E-03	-8,93E+01
17	1,02E+03	8,62E-01	2,02E-02	6,60E+01
23	1,38E+03	3,56E-01	8,32E-03	6,04E+00
35	2,10E+03	2,05E-01	4,79E-03	-1,20E+02
THD de corrente no PCC:				9,16E+01

Tabela 4.4 - Componentes Fourier de tensão no PCC sem filtros.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,08E+02	1,00E+00	1,80E+02
3	1,80E+02	4,29E+00	1,39E-02	-1,33E+02
5	3,00E+02	3,73E+00	1,21E-02	4,87E+01
7	4,20E+02	1,59E+00	5,15E-03	-1,31E+02
9	5,40E+02	6,01E-01	1,95E-03	-1,60E+02
11	6,60E+02	1,32E+00	4,28E-03	2,29E+01
13	7,80E+02	6,56E-01	2,13E-03	-1,56E+02
15	9,00E+02	4,16E-01	1,35E-03	1,69E+02
17	1,02E+03	7,83E-01	2,54E-03	-1,18E+01
23	1,38E+03	5,42E-01	1,76E-03	-5,66E+01
35	2,10E+03	4,53E-01	1,47E-03	-1,44E+02
THD de tensão no PCC:				2,04E+00

O fator de deslocamento entre a fundamental de tensão e de corrente é: 0,99 indutivo.

No PCC ilustrado na Figura 4.1 a impedância da rede determinada pelo Apêndice A é:

$R_s: 56 m\Omega$;

$L_s: 95,9 \mu H$.

Assim:

$$|X_s| = \omega \cdot L_s \quad (4.1)$$

Onde:

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, onde f é 60 Hz .

Da equação (4.1), obtém-se:

$$|X_s| = 36,15 m\Omega ;$$

$$\bar{Z}_s = R_s + X_{sj} = |\bar{Z}_s| \angle \theta_{\bar{Z}_s} = 66,66 \angle 32,85^\circ m\Omega .$$

Os valores de pico de tensão fundamental e corrente fundamental no PCC, Tabelas 4.3 e 4.4, são:

$$V_{pfundamental} = 308,3 V ;$$

$$I_{pfundamental} = 42,75 A .$$

Assim, os valores eficazes da tensão e corrente fundamental no PCC são:

$$V_{sef} = \frac{V_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = 218,00 V ;$$

$$I_L = \frac{I_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = I_1 = 30,23 A .$$

A corrente de curto circuito eficaz da rede é calculada a partir dos valores de tensão eficaz fundamental e da impedância de linha da rede elétrica. Com o valor da corrente eficaz de curto circuito do sistema pode-se encontrar a capacidade de curto circuito do sistema pela equação (3.34).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} = \frac{218,001 / 0,066656}{30,229} = 108,19 .$$

A relação $\frac{I_{sc}}{I_L}$ está entre 100 e 1000 na Tabela 4.1. Pelas Tabelas 4.2, 4.3 e 4.4 obtém-

se as seguintes conclusões:

- THD de corrente: acima de 15% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 3ª, 5ª e 7ª harmônicas de corrente: estão acima de 12% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 11ª harmônica de corrente: acima de 5,5% exigido por norma, não atendendo a norma;

- THD de tensão: abaixo de 5% exigido por norma, atendendo a norma.

Assim, a harmônica escolhida para o início do projeto será a de 3ª ordem. Com isso, o valor para K (constante de distorção) deve ter um valor máximo de 12%, segundo a Tabela 4.1.

A Figura 4.5 mostra o sistema em estudo com o filtro para 3ª harmônica instalado.

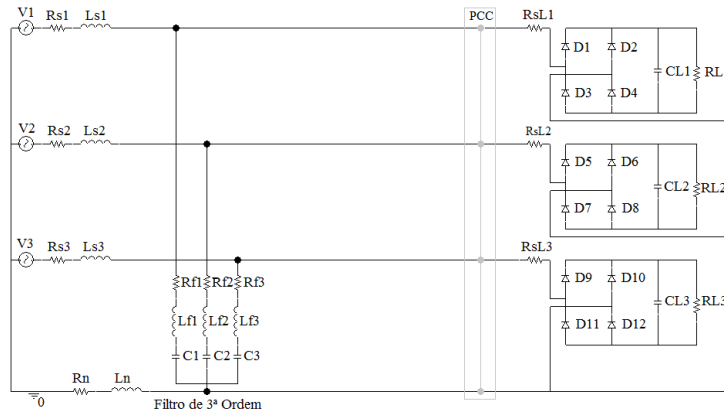


Figura 4.5 – Sistema em estudo com banco trifásico de filtros para 3ª harmônica.

$K = 0,12$, escolhido;

$h = 3$;

$I_{ph} = 33,37 \text{ A}$, valor de pico da corrente harmônica de 3ª ordem, Tabela 4.3;

$I_h = \frac{I_{ph}}{\sqrt{2}} = \frac{33,37}{\sqrt{2}} = 23,596 \text{ A}$, valor eficaz da corrente harmônica de 3ª ordem.

Determinado a constante de distorção (K) e o valor eficaz da corrente harmônica calcula-se, então, o valor da componente resistiva do filtro pela equação (3.35).

$$R = \frac{K \cdot I_1}{(I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \left[R_s \cdot K \cdot I_1 \pm \sqrt{(R_s \cdot I_1)^2 + (h\omega L_s)^2 \cdot (I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \right] \quad (3.35);$$

$R = 22 \text{ m}\Omega$.

Usando as equações (3.36) e (3.37), podem-se determinar os valores da indutância e capacitância do filtro, escolhendo-se um valor para o fator de qualidade do filtro (ou reator).

$Q = 50$, escolhido;

$$L = \frac{R \cdot Q}{h \cdot \omega} \quad (3.36);$$

$L = 957,7 \mu\text{H}$;

$$C = \frac{1}{h \cdot \omega \cdot R \cdot Q} \quad (3.37);$$

$$C = 816,4 \mu F.$$

Para o novo circuito, ilustrado na Figura 4.5, é feita uma nova simulação. As formas de onda de tensão e corrente obtidas da simulação no PCC são mostradas na Figura 4.6.

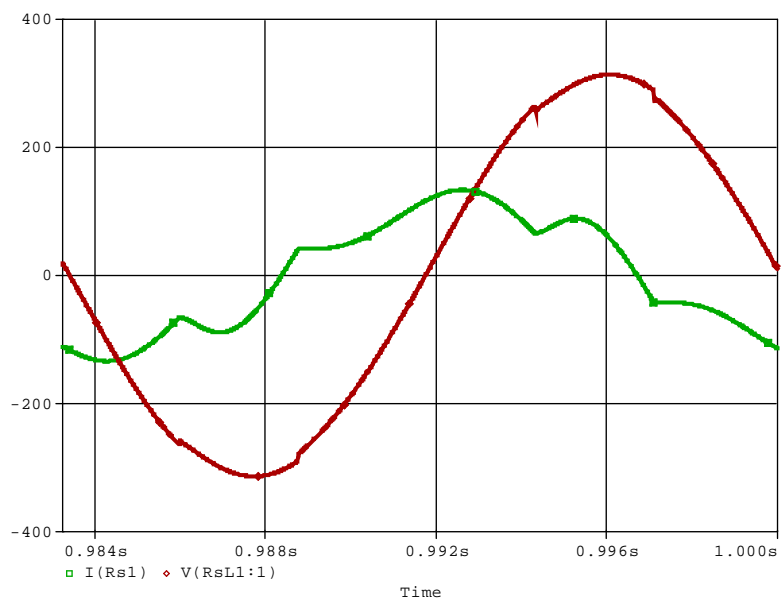


Figura 4.6 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC com o banco de filtros de 3ª harmônica.

Na simulação do circuito, da Figura 4.5, também são obtidos os novos espectros harmônicas de tensão e corrente indicados nas Figuras 4.7 e 4.8 e nas Tabelas 4.5 e 4.6.

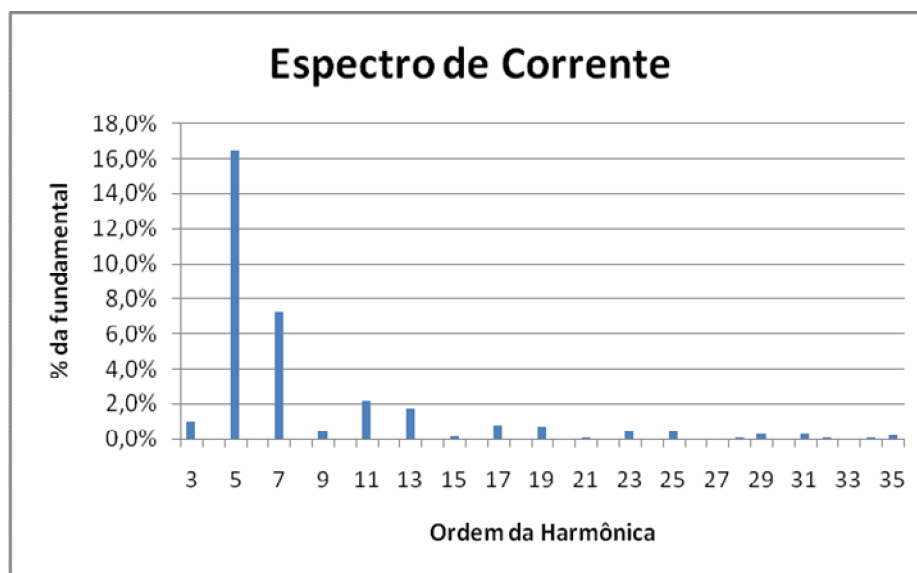


Figura 4.7 – Espectro de corrente no PCC com aplicação do filtro de 3ª harmônica.

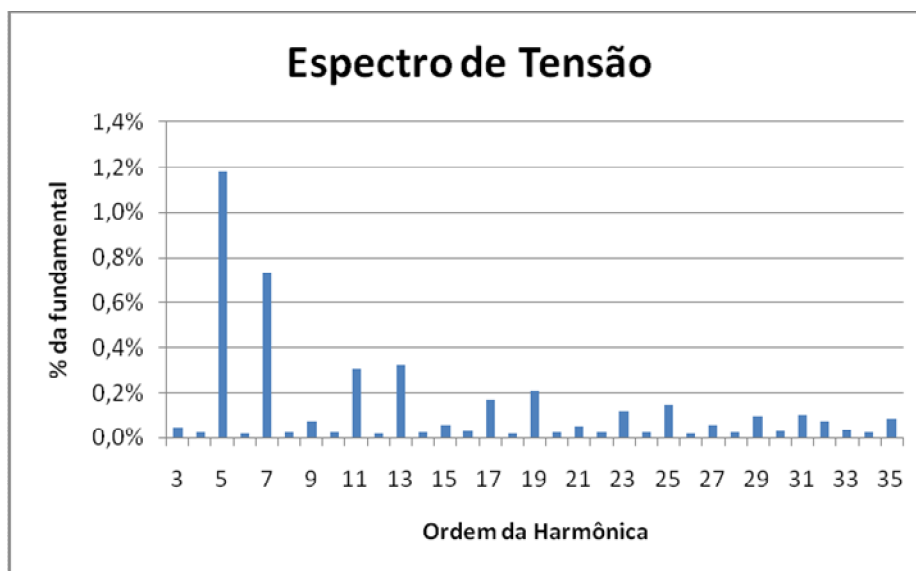


Figura 4.8 – Espectro de tensão no PCC com aplicação do filtro de 3ª harmônica.

Tabela 4.5 - Componentes Fourier de corrente no PCC Com filtro de 3ª harmônica.

Ordem N°	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	1,20E+02	1,00E+00	-1,14E+02
3	1,80E+02	1,20E+00	1,00E-02	-5,61E+01
5	3,00E+02	1,98E+01	1,65E-01	-1,66E+02
7	4,20E+02	8,72E+00	7,27E-02	1,83E+01
9	5,40E+02	5,18E-01	4,32E-03	-1,27E+02
11	6,60E+02	2,59E+00	2,16E-02	-1,63E+02
13	7,80E+02	2,08E+00	1,73E-02	2,24E+01
15	9,00E+02	1,67E-01	1,39E-03	-1,60E+02
17	1,02E+03	9,64E-01	8,03E-03	-1,44E+02
23	1,38E+03	5,19E-01	4,33E-03	-1,28E+02
35	2,10E+03	2,37E-01	1,98E-03	-9,76E+01
THD de corrente no PCC:				1,83E+01

Tabela 4.6 - Componentes Fourier de tensão no PCC com filtro de 3ª harmônica.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,13E+02	1,00E+00	1,79E+02
3	1,80E+02	1,38E-01	4,41E-04	1,60E+02
5	3,00E+02	3,69E+00	1,18E-02	8,67E+01
7	4,20E+02	2,30E+00	7,35E-03	-8,35E+01
9	5,40E+02	2,26E-01	7,24E-04	1,19E+02
11	6,60E+02	9,64E-01	3,09E-03	1,02E+02
13	7,80E+02	1,02E+00	3,26E-03	-7,36E+01
15	9,00E+02	1,82E-01	5,81E-04	9,68E+01
17	1,02E+03	5,21E-01	1,67E-03	1,28E+02
23	1,38E+03	3,63E-01	1,16E-03	1,54E+02
35	2,10E+03	2,58E-01	8,24E-04	-1,27E+02
THD de tensão no Pcc:				1,52E+00

Como a impedância da rede não muda, os seguintes passos são refeitos.

O fator de deslocamento entre a fundamental de tensão e de corrente é: 0,39 capacitivo.

Os valores de pico de tensão fundamental e corrente fundamental no ponto de conexão comum (PCC), Tabelas 4.5 e 4.6, são:

$$V_{pfundamental} = 312,5 \text{ V} ;$$

$$I_{pfundamental} = 120 \text{ A} .$$

Assim, os valores eficazes da tensão e corrente fundamental no PCC são:

$$V_{sef} = \frac{V_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = 220,97 \text{ V} ;$$

$$I_L = \frac{I_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = I_1 = 84,85 \text{ A} .$$

A capacidade de curto circuito do sistema pela equação (3.34):

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} = \frac{220,971 / 0,066656}{84,853} = 39,07 .$$

A relação $\frac{I_{sc}}{I_L}$ está entre 20 e 50 na Tabela 4.1. Pelas tabelas 4.2, 4.5 e 4.6 obtém-se as

seguintes conclusões:

- THD de corrente: acima de 8% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 5ª e 7ª harmônicas de corrente: estão acima de 7% exigido por norma, não atendendo a norma;
- THD de tensão: abaixo de 5% exigido por norma, atendendo a norma.

Assim, a próxima harmônica escolhida para ser mitigada será a de 5ª ordem. Com isso, o valor de K (constante de distorção) deve ter um valor máximo de 7% segundo a Tabela 4.1.

A Figura 4.9 mostra o sistema em estudo com os filtros de 3ª e 5ª harmônicas instalados.

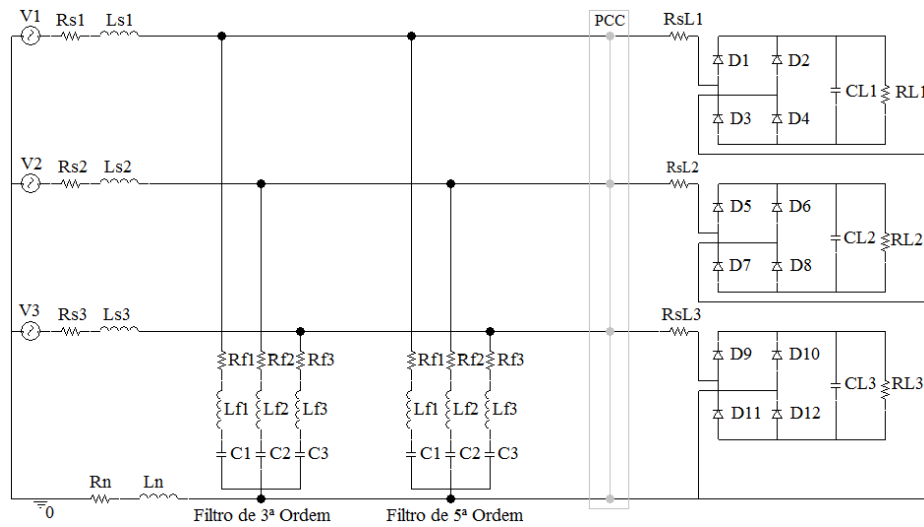


Figura 4.9 - Sistema em estudo com bancos trifásicos de filtros para 3º e 5º harmônicas.

$K = 0,025$, escolhido;

$h = 5$;

$I_{ph} = 19,82 \text{ A}$, valor de pico da corrente harmônica de 5ª ordem, Tabela 4.5;

$I_h = \frac{I_{ph}}{\sqrt{2}} = \frac{19,82}{\sqrt{2}} = 14,02 \text{ A}$, valor eficaz da corrente harmônica de 5ª ordem.

Componente resistiva do filtro pela equação (3.35).

$$R = \frac{K \cdot I_1}{(I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \left[R_s \cdot K \cdot I_1 \pm \sqrt{(R_s \cdot I_1)^2 + (h\omega L_s)^2 \cdot (I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \right] \quad (3.35);$$

$R = 61 \text{ m}\Omega$.

Usando as equações (3.36) e (3.37), podem-se determinar os valores da indutância e capacitância do filtro, escolhendo-se um valor para o fator de qualidade do filtro (ou reator).

$Q = 50$, escolhido;

$$L = \frac{R \cdot Q}{h \cdot \omega} \quad (3.36);$$

$$L = 1,61 \text{ mH};$$

$$C = \frac{1}{h \cdot \omega \cdot R \cdot Q} \quad (3.37);$$

$$C = 174,8 \mu\text{F}.$$

Para o novo circuito, ilustrado na Figura 4.9, é feita uma nova simulação. As formas de onda de tensão e corrente, obtidas da simulação no PCC, são mostradas na Figura 4.10.

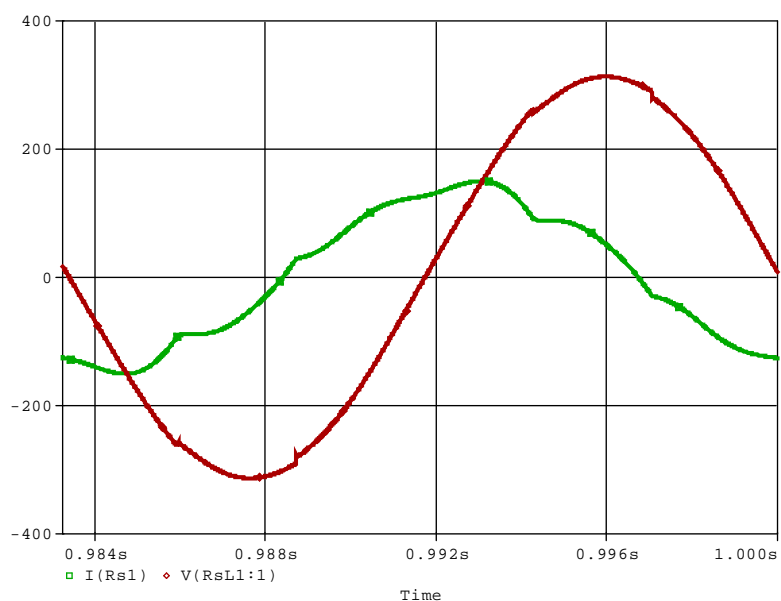


Figura 4.10 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC com os bancos de filtros de 3ª e 5ª harmônica.

Na simulação do circuito, da Figura 4.9, também são obtidos os novos espectros harmônicas de tensão e corrente indicados nas Figuras 4.11 e 4.12 e nas Tabelas 4.7 e 4.8.

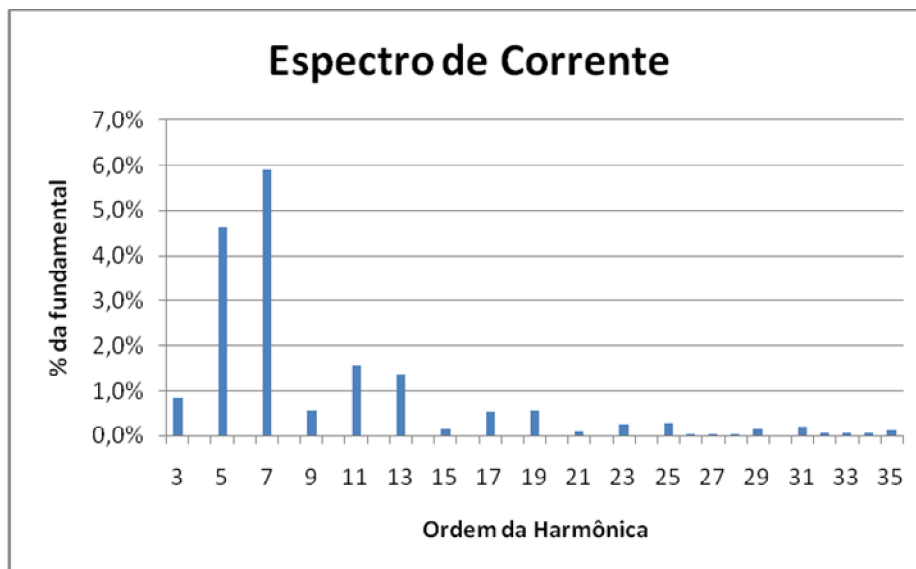


Figura 4.11 – Espectro de corrente no PCC com aplicação dos filtros de 3ª e 5ª harmônicas.

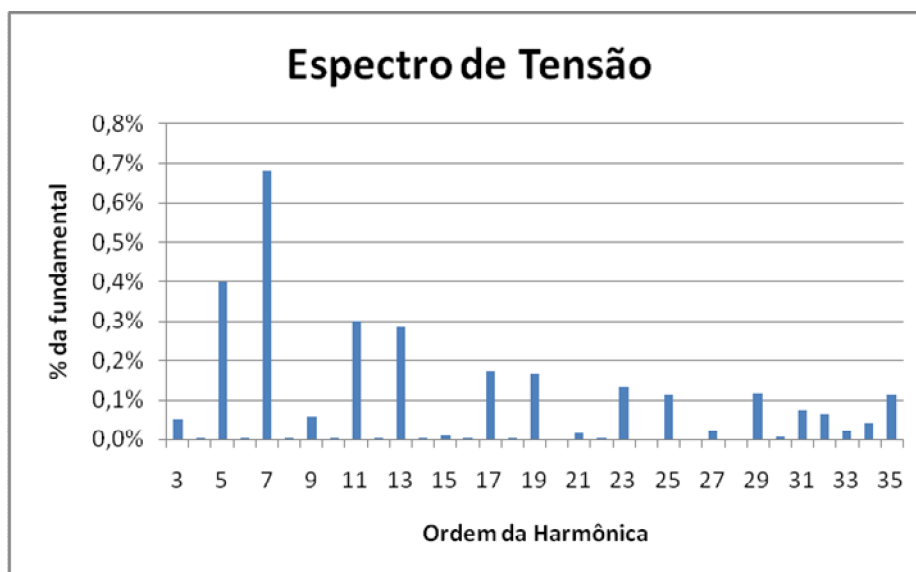


Figura 4.12 – Espectro de tensão no PCC com aplicação dos filtros de 3ª e 5ª harmônicas.

Tabela 4.7 – Componentes Fourier de corrente no PCC com filtros de 3ª e 5ª harmônicas.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	1,42E+02	1,00E+00	-1,10E+02
3	1,80E+02	1,17E+00	8,27E-03	-5,13E+01
5	3,00E+02	6,53E+00	4,61E-02	1,44E+02
7	4,20E+02	8,35E+00	5,90E-02	3,21E+01
9	5,40E+02	8,02E-01	5,66E-03	-1,04E+02
11	6,60E+02	2,23E+00	1,58E-02	-1,60E+02
13	7,80E+02	1,94E+00	1,37E-02	3,36E+01
15	9,00E+02	2,19E-01	1,55E-03	-1,31E+02
17	1,02E+03	7,56E-01	5,34E-03	-1,34E+02
23	1,38E+03	3,75E-01	2,65E-03	-1,08E+02
35	2,10E+03	1,45E-01	1,02E-03	-4,96E+01
THD de corrente no PCC:				7,89E+00

Tabela 4.8 – Componentes Fourier de tensão no PCC com filtros de 3ª e 5ª harmônicas.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,13E+02	1,00E+00	1,78E+02
3	1,80E+02	1,63E-01	5,19E-04	-1,32E+02
5	3,00E+02	1,25E+00	3,99E-03	3,93E+01
7	4,20E+02	2,13E+00	6,81E-03	-7,05E+01
9	5,40E+02	1,89E-01	6,04E-04	1,72E+02
11	6,60E+02	9,49E-01	3,03E-03	1,04E+02
13	7,80E+02	8,94E-01	2,85E-03	-6,44E+01
15	9,00E+02	3,38E-02	1,08E-04	9,21E+01
17	1,02E+03	5,41E-01	1,73E-03	1,36E+02
23	1,38E+03	4,12E-01	1,32E-03	1,64E+02
35	2,10E+03	3,56E-01	1,14E-03	-1,26E+02
THD de tensão no PCC:				9,64E-01

Como a impedância da rede não muda, os seguintes passos são refeitos.

O fator de deslocamento entre a fundamental de tensão e de corrente é: 0,31 capacitivo.

Os valores de pico de tensão fundamental e corrente fundamental no ponto de conexão comum (PCC) são, Tabelas 4.7 e 4.8:

$$V_{pfundamental} = 313,3 \text{ V} ;$$

$$I_{pfundamental} = 141,6 \text{ A} .$$

Assim, os valores eficazes da tensão e corrente fundamental no PCC são:

$$V_{sef} = \frac{V_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = 221,54 \text{ V} ;$$

$$I_L = \frac{I_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = I_1 = 100,13 \text{ A} .$$

A capacidade de curto circuito do sistema pela equação (3.34).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} = \frac{221,537 / 0,066656}{100,126} = 33,19 .$$

A relação $\frac{I_{sc}}{I_L}$ está entre 20 e 50 na Tabela 4.1. Pelas tabelas 4.2, 4.7 e 4.8 obtém-se as

seguintes conclusões:

- THD de corrente: abaixo de 8% exigido por norma, atendendo a norma;
- Nenhuma harmônica de corrente acima de seu respectivo nível percentual estabelecido por norma;
- THD de tensão: abaixo de 5% exigido por norma, atendendo a norma.

Com essas conclusões, o projeto do filtro passivo RLC atende às restrições da Tabela 4.1. Para concluir o projeto, deve ser verificado se a forma de onda da tensão no PCC atende às restrições da Tabela 4.2.

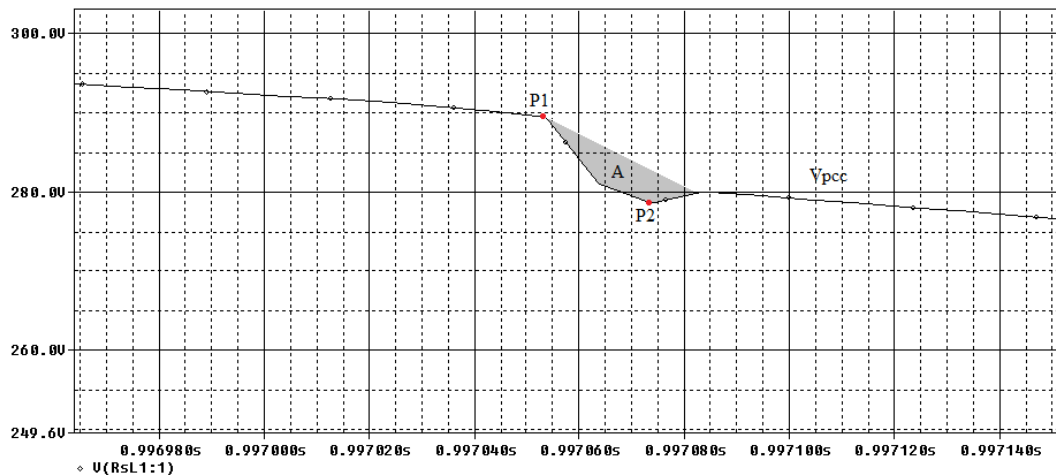


Figura 4.13 – Detalhe do *notch* do sinal de tensão no PCC.

A forma de onda da tensão no PCC possui um *notch* ilustrado na Figura 4.13. Esse *notch* possui uma profundidade de dente, dado pela diferença vertical entre os pontos P1 e P2, e uma área indicada pela região A (hachurada).

$$\text{Profundidade do dente: } \frac{P1 - P2}{220} \times 100 = \frac{289,434 - 278,591}{220} \times 100 = 4,929\% ;$$

$$\text{Área do notch: } A \approx 519,498 \text{ V} \cdot \mu\text{s} .$$

Por norma, segundo a Tabela 4.2:

Profundidade máxima permitida do dente: 20%;

Área máxima permitida do *notch*: $A = 22800 \text{ V} \cdot \mu\text{s} .$

Portanto, as restrições da Tabela 4.2, também foram atendidas. Assim, o projeto do filtro pode ser encerrado.

4.1.1.1 – CONCLUSÕES DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO PROJETO DE FILTROS RLC SÉRIE *SHUNT*

O procedimento para desenvolver o projeto de bancos de filtros RLC série *shunt* é o mesmo adotado nas referências [2] e [17]. Como feito nessas referências, o procedimento para o projeto dos filtros RLC, do presente trabalho, mantinha um valor fixo para o fator de qualidade do filtro (ou reator), enquanto se alterava o valor de K (constante de distorção) dentro de uma faixa de valores possíveis na Tabela 4.1 (uma vez que foi determinado a capacidade de curto circuito do sistema).

A Tabela 4.9 mostra um comparativo entre o antes, quando a carga em estudo estava sem os bancos de filtros, e o depois, já com os bancos de filtros RLC projetados.

Tabela 4.9 – Dados da carga obtidos no PCC por simulação no PSPICE.

Dados	Sem Filtro	Com Filtro
	Fase 1	Fase 1
Tensão eficaz [V]	219,32	221,50
Corrente eficaz [A]	47,88	103,48
Potência aparente [VA]	10502,00	22922,00
Potência ativa [W]	7088,10	7368,10
Potência reativa [VAR]	6864,26	21705,51
Fator de potência total	0,68	0,32
THD de corrente [%]	98,02	7,89
THD de tensão [%]	2,03	0,96

Pela Tabela 4.9 percebe-se que os limites de distorção de corrente impostos pela norma IEEE 519 [5] de 8% para o THD de corrente foram atendidos. Lembrando que a última avaliação da capacidade de curto-circuito no procedimento de projeto do filtro RLC constatou-se que a mesma estava entre 20 e 50. As restrições quanto a forma de onda da tensão (percentual de THD inferior à 5%, por ser um sistema comum [2], profundidade do *notch* de tensão e a área do *notch*) impostos pela IEEE 519 também foram atendidos.

No entanto, nota-se que houve uma redução do fator de potência total. Esse comportamento pode ser analisado pela equação (1.29), desenvolvida no Capítulo 2 [2]. Pela equação (1.29), os fatores de potência, quanto às distorções harmônicas de tensão e corrente, são de 0,99 para a tensão e 0,96 para a corrente (obtidos a partir dos componentes harmônicas de Fourier gerados pelo PSPICE e aplicados às equações (1.27) e (1.28)). O produto desses dois fatores levaria a um fator de potência total de 0,96, se não fosse a presença do fator de potência de deslocamento da equação (1.29). Lembrando que, como verificado na equação (1.21), o fator de potência de deslocamento de 0,34, também desenvolvida a partir de [2], aplicada às componentes de Fourier obtidas por simulação.

O baixo fator de potência total justifica o grande defasamento que existe entre as formas de onda de tensão e corrente da Figura 4.10, bem como a elevada corrente eficaz total consumida pela carga. Além do baixo fator de potência, as Tabelas 4.7 e 4.8 mostram que a componente fundamental de corrente está adiantada em relação à componente fundamental de tensão. Esse resultado mostra que os filtros RLC's tornaram a carga em estudo capacitiva, do

ponto de vista da fonte. Isso explica o aumento de potência reativa do sistema evidenciado na Tabela 4.9.

O baixo fator de potência, segundo a NT-004/2011 COELCE [23], inviabiliza o projeto de filtros passivos RLC na teoria e, conseqüentemente, na prática. Isso acontece mesmo que o projeto tenha atendido às normas da IEEE 519. Outro fator que inviabiliza o projeto do banco de filtros RLC, na prática, são os capacitores. Seriam necessários unidades capacitivas com grande capacitância, como especificado na Tabela 4.10, para a implementação dos bancos.

No estudo de caso em [2], ocorre um problema parecido quanto ao baixo fator de potência total, mesmo depois dos filtros projetados atenderem à IEEE 519 [5]. Frente a esse problema, o autor de [2], calcula a capacitância necessária para compensar os reativos na frequência fundamental. Assim, os filtros são redimensionados com novos valores para os K 's (fatores de distorção dos filtros implementados [2]), de maneira que o projeto atenda tanto à norma IEEE 519 [5] quanto à norma NT-004/2011 COELCE [23].

O mesmo não pôde ser feito no projeto de filtros RLC série *shunt* do presente trabalho. Pois, para a capacidade de curto circuito calculada, o máximo valor de K (fator de distorção), determinado na Tabela 4.1, ou o maior valor adotado para o fator de qualidade do filtro ($Q = 50$), já levava ao dimensionamento de uma resistência, indutância e capacitância, que fazia com que o filtro baixasse o fator de potência total. Então, se o fator K e/ou Q fossem reduzidos, o efeito da redução do fator de potência total seria maior.

Para contornar este problema seria necessário um fator de qualidade maior ($Q > 50$), visto que o K não pode ser maior que o limite máximo estabelecido na Tabela 4.1 da IEEE, para uma determinada capacidade de curto circuito.

Como, no caso do projeto de filtros RLC's do presente trabalho, a 3ª harmônica (primeira harmônica a ser mitigada) é próxima da fundamental e o seu nível de distorção é elevado (se comparado às cargas não-lineares monofásicas comuns na indústria), seria necessário estreitar a banda passante do filtro, aumentando o fator de qualidade ($Q > 50$). Isso encareceria o projeto de filtros, ao passo que o filtro estaria mais susceptível à dessintonizações [17]. Mesmo assim, o projeto de filtros passivos RLC série em derivação com a carga foi elaborado, no presente trabalho, para a comprovação, através de simulações, que essa topologia de bancos de filtros (comuns na prática) não seria ideal para o sistema em estudo.

A seguir, será mostrado alguns dados de simulação, com relação aos bancos de filtros de 3ª e 5ª ordem de harmônicas implementados no projeto de filtros RLC série *shunt*.

Tabela 4.10 – Perdas nos filtros RLC série *shunt* de 3ª e 5ª harmônicas.

Filtro	Perda por fase, [W]	Perda total trifásica, [W]
Banco RLC de 3ª harmônica	151,27	453,80
Banco RLC de 5ª harmônica	40,92	122,76
Total		576,56

Tabela 4.11 – Tensão e corrente eficaz nos componentes dos filtros.

Filtro RLC série <i>shunt</i> de 3ª harmônica		
Componente	Tensão eficaz [V]	Corrente eficaz [A]
Lf	39,24	80,81
Cf	250,73	
Filtro RLC série <i>shunt</i> de 5ª harmônica		
Componente	Tensão eficaz [V]	Corrente eficaz [A]
Lf	50,75	22,51
Cf	236,26	

Tabela 4.12 - Valores de componentes dos filtros.

Componentes do filtro de 3ª harmônica			
Componentes	Valor Teórico	Valor Comercial	Fabricante
Cf1, Cf2 e Cf3	816,40 [μF]	2×400[μF] (330[V]rms)	EPCOS, [24]
Rf1, Rf2 e Rf3	22,00[m Ω]	Sob encomenda	-
Lf1, Lf2 e Lf3	957,70[μH]		
Componentes do filtro de 5ª harmônica			
Componentes	Valor Teórico	Valor Comercial	Fabricante
Cf4, Cf5 e Cf6	174,8 μF	2×80[μF] (330[V]rms)	EPCOS, [24]
Rf4, Rf5 e Rf6	61m Ω	Sob encomenda	-
Lf4, Lf5 e Lf6	1,61mH		

4.1.2 – PROJETO DO FILTRO PASSIVO RLC SÉRIE *SHUNT* COMBINADO COM O FILTRO DUPLAMENTE SINTONIZADO (DTF)

O primeiro passo para executar essa solução híbrida é dimensionar o DTF (filtro duplamente sintonizado). Para isso, aplica-se a ferramenta computacional MATLAB utilizando a função “fminsearch()” na equação (3.41) após repassar para a função “fminsearch()” um valor (ponto inicial), como mostrado no Apêndice C. O fator de qualidade escolhido para os dois reatores do DTF foi $Q = 50$. Lembrando que o filtro duplamente sintonizado deverá ser inserido em série no neutro da carga. Como mostrado na Figura 4.14.

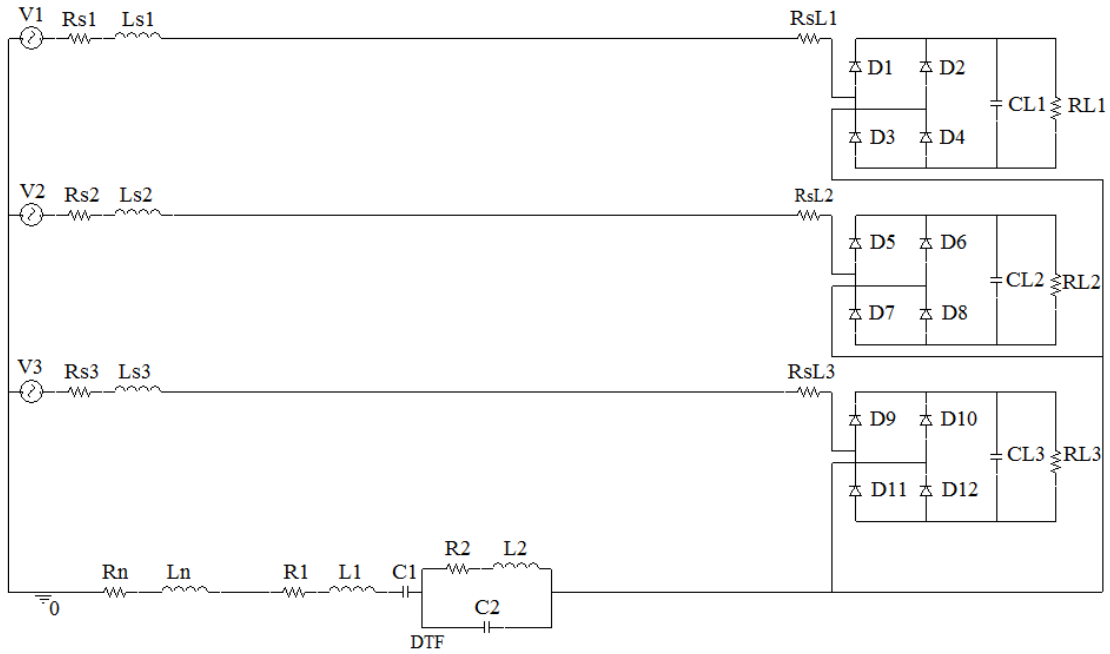


Figura 4.14 – Sistema com filtro duplamente sintonizado (DTF) inserido no neutro.

A função “fminsearch()” do MATLAB fornece o seguinte valor para as componentes resistivas do DTF, (no Apêndice C é mostrado o uso da função “fminsearch()”):

$$R = 217 \text{ m}\Omega ;$$

Das relações (3.43) obtém-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} L1 = \frac{Q \cdot R}{120 \cdot \pi} = 29 \text{ mH} \\ C1 = \frac{1}{120 \cdot \pi \cdot Q \cdot R} = 244,7 \mu\text{F} \\ L2 = \frac{Q \cdot R}{360 \cdot \pi} = 9,59 \text{ mH} \\ C2 = \frac{1}{360 \cdot \pi \cdot Q \cdot R} = 81,57 \mu\text{F} \end{array} \right.$$

Após vários testes de simulação, como comentado no Capítulo 3, obtiveram-se os seguintes resultados para os reatores de linha. Para um fator de qualidade do reator de 50.

$$l = 1,40 \text{ mH} ;$$

$$r = 11 \text{ m}\Omega ;$$

Esses foram os melhores resultados encontrados na determinação de indutância dos reatores de linha. Com esses resultados, a restrição imposta no Capítulo 3 foi atendida

(variação de tensão eficaz nos terminais da carga inferior a 10%), ao passo que tornou possível o projeto de filtros passivos RLC série *shunt* para o sistema.

O sistema em estudo adquire a forma final ilustrada na Figura 4.15. Agora o PCC de avaliação para o projeto dos filtros RLC série *shunt* é indicado na Figura 4.15.

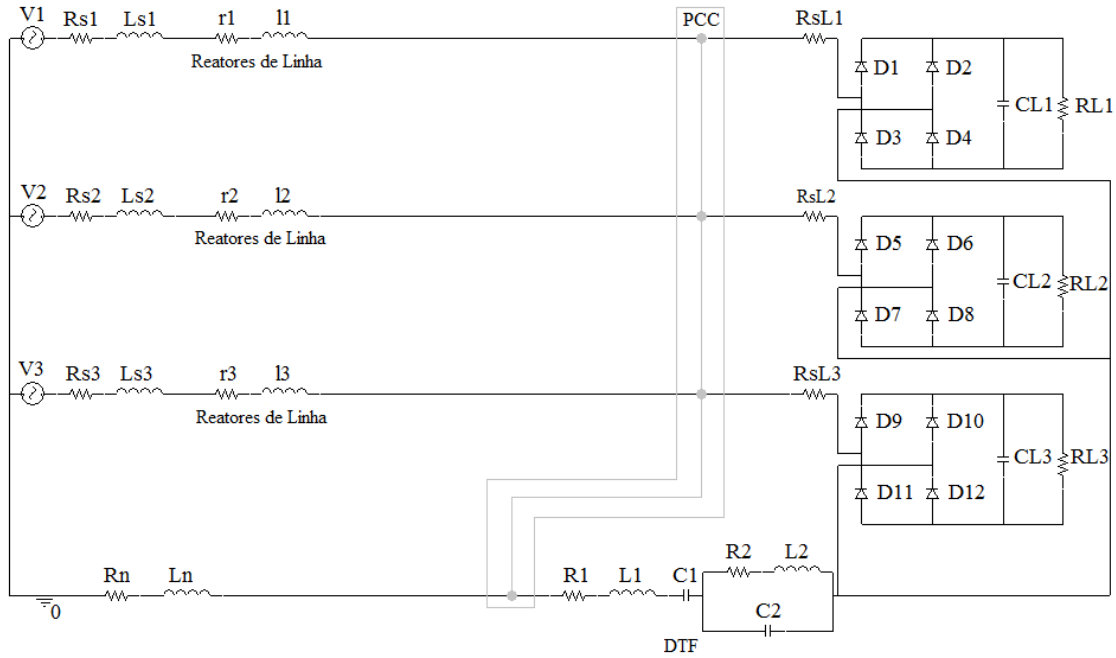


Figura 4.15 – Sistema em estudo com filtro duplamente sintonizado e reatores de linha.

No ponto de conexão comum (PCC), ilustrado na Figura 4.1, a impedância da rede determinada pelo Apêndice A é:

$$Rs: 56 \text{ m}\Omega ;$$

$$Ls: 95,9 \text{ }\mu\text{H} .$$

Como agora existem reatores de linha entre a carga e a rede, a nova impedância de linha será:

$$Rs' = Rs + r = 67 \text{ m}\Omega ;$$

$$Ls' = Ls + l = 1,5 \text{ mH} .$$

Da equação (4.1), aplicando Ls' , tem-se:

$$|Xs'| = \omega \cdot Ls' = 565 \text{ m}\Omega ;$$

Onde:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f , \text{ onde } f \text{ é } 60 \text{ Hz} .$$

$$\bar{Z}s = Rs' + Xs' j = |\bar{Z}s| \angle \theta_{Zs} = 569 \angle 83,237^\circ \text{ m}\Omega .$$

Para o circuito ilustrado na Figura 4.15 é feita uma simulação. As formas de onda de tensão e corrente obtidas da simulação no PCC são mostradas na Figura 4.16.

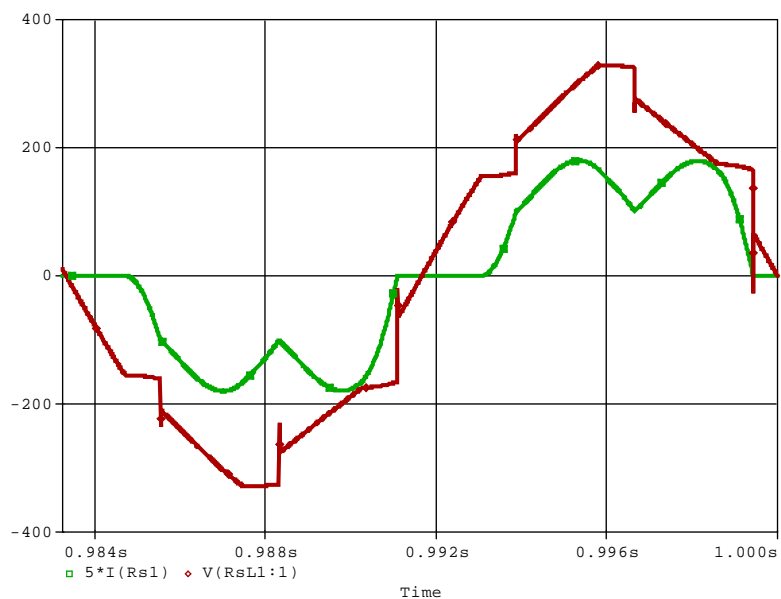


Figura 4.16 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC do circuito da Figura 4.15.

Na simulação do circuito da Figura 4.15, também são obtidos os espectros harmônicos de tensão e corrente indicados nas Figuras 4.17 e 4.18 e nas Tabelas 4.13 e 4.14.

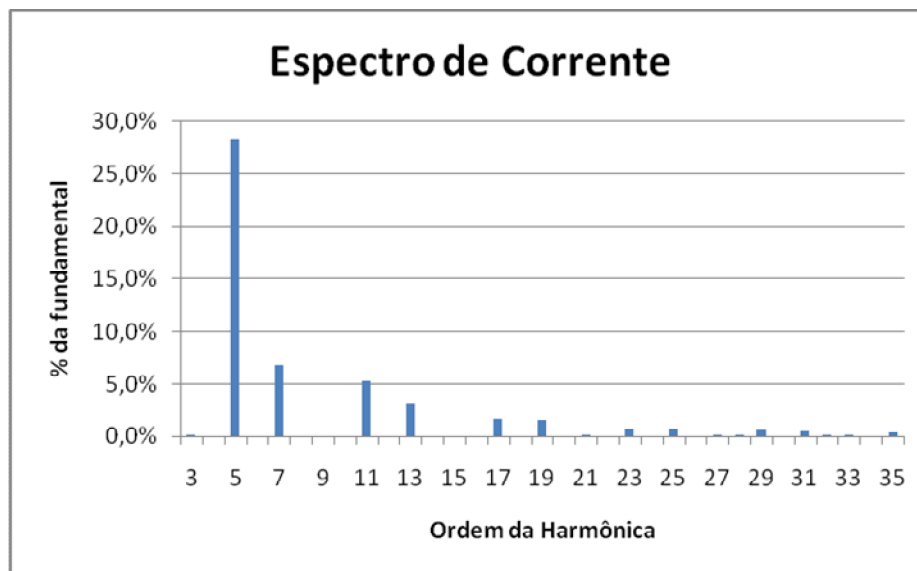


Figura 4.17 – Espectro de corrente no PCC da Figura 4.15.

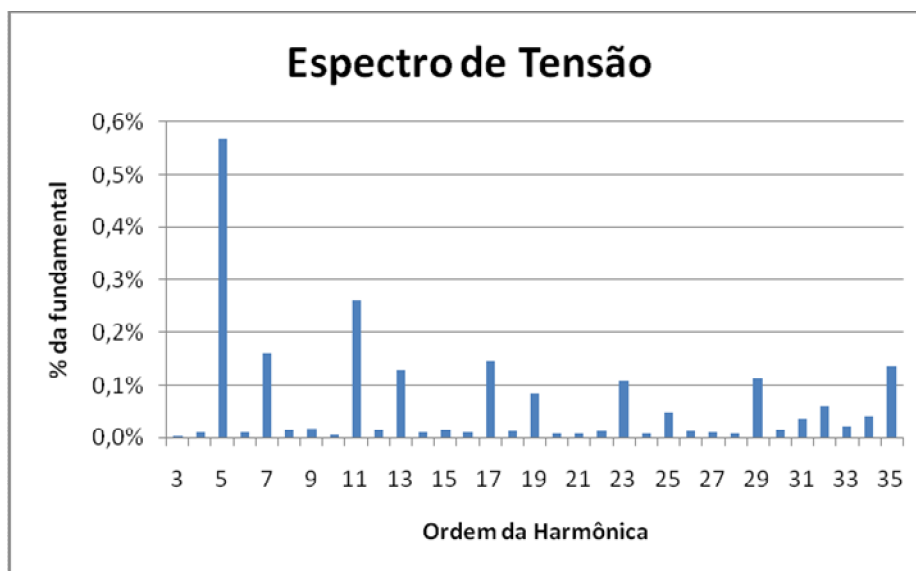


Figura 4.18 – Espectro de tensão no PCC da Figura 4.15.

Tabela 4.13 – Componentes Fourier de corrente no PCC da Figura 4.15.

Ordem N°	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,29E+01	1,00E+00	1,66E+02
3	1,80E+02	3,52E-02	1,07E-03	2,32E+01
5	3,00E+02	9,33E+00	2,84E-01	-7,90E+01
7	4,20E+02	2,26E+00	6,89E-02	-2,35E+01
9	5,40E+02	1,39E-02	4,23E-04	9,53E+00
11	6,60E+02	1,75E+00	5,32E-02	3,35E+01
13	7,80E+02	1,02E+00	3,11E-02	4,87E+01
15	9,00E+02	1,93E-02	5,88E-04	-6,74E+01
17	1,02E+03	5,44E-01	1,66E-02	1,20E+02
23	1,38E+03	2,54E-01	7,72E-03	1,79E+02
35	2,10E+03	1,18E-01	3,60E-03	-3,48E+01
THD de corrente no PCC:				3,00E+01

Tabela 4.14 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.15.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,03E+02	1,00E+00	1,77E+02
3	1,80E+02	4,06E-01	1,34E-03	1,36E+02
5	3,00E+02	2,69E+01	8,86E-02	-1,67E+02
7	4,20E+02	7,41E+00	2,44E-02	-1,14E+02
9	5,40E+02	6,04E-01	1,99E-03	-1,30E+02
11	6,60E+02	1,25E+01	4,12E-02	-5,15E+01
13	7,80E+02	6,03E+00	1,99E-02	-4,15E+01
15	9,00E+02	5,86E-01	1,93E-03	-5,69E+01
17	1,02E+03	7,21E+00	2,38E-02	3,66E+01
23	1,38E+03	5,43E+00	1,79E-02	1,06E+02
35	2,10E+03	4,93E+00	1,63E-02	-9,71E+01
THD de tensão no PCC:				1,11E+01

O fator de deslocamento entre a fundamental de tensão e de corrente é: 0,98 indutivo.

Os valores de pico de tensão fundamental e corrente fundamental no novo ponto de conexão comum (PCC), Tabelas 4.13 e 4.14, são:

$$V_{pfundamental} = 303,4 \text{ V} ;$$

$$I_{pfundamental} = 32,87 \text{ A} .$$

Assim, os valores eficazes da tensão e corrente fundamental no PCC são:

$$V_{sef} = \frac{V_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = 214,54 \text{ V} ;$$

$$I_L = \frac{I_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = I_1 = 23,24 \text{ A} .$$

A corrente de curto circuito eficaz da rede é calculada a partir dos valores de tensão eficaz fundamental e da impedância de linha da rede elétrica, mais os reatores de linha. Com o valor da corrente eficaz e de curto circuito do sistema, pode-se encontrar a capacidade de curto circuito do sistema pela equação (3.34).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} = \frac{214,536 / 0,569}{23,243} = 16,21 .$$

A relação $\frac{I_{sc}}{I_L}$ é inferior a 20 na Tabela 4.1. Pelas Tabelas 4.2, 4.13 e 4.14 obtém-se as

seguintes conclusões:

- THD de corrente: acima de 5% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 5ª e 7ª harmônicas de corrente: estão acima de 4% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 11ª e 13ª harmônicas de corrente: estão acima de 2% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 17ª harmônica de corrente: está acima de 1,5% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 23ª harmônica de corrente: está acima de 0,6% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 35ª harmônica de corrente: está acima de 0,3% exigido por norma, não atendendo a norma;
- THD de tensão: está acima de 5% exigido por norma, não atendendo a norma.

Assim, a harmônica escolhida para ser mitigada será a de 5ª ordem. Com isso, o valor de K (constante de distorção) deve ter um valor máximo de 4% segundo a Tabela 4.1.

A Figura 4.19 mostra o sistema em estudo (Figura 4.15), com o banco de filtros de 5ª harmônica instalado.

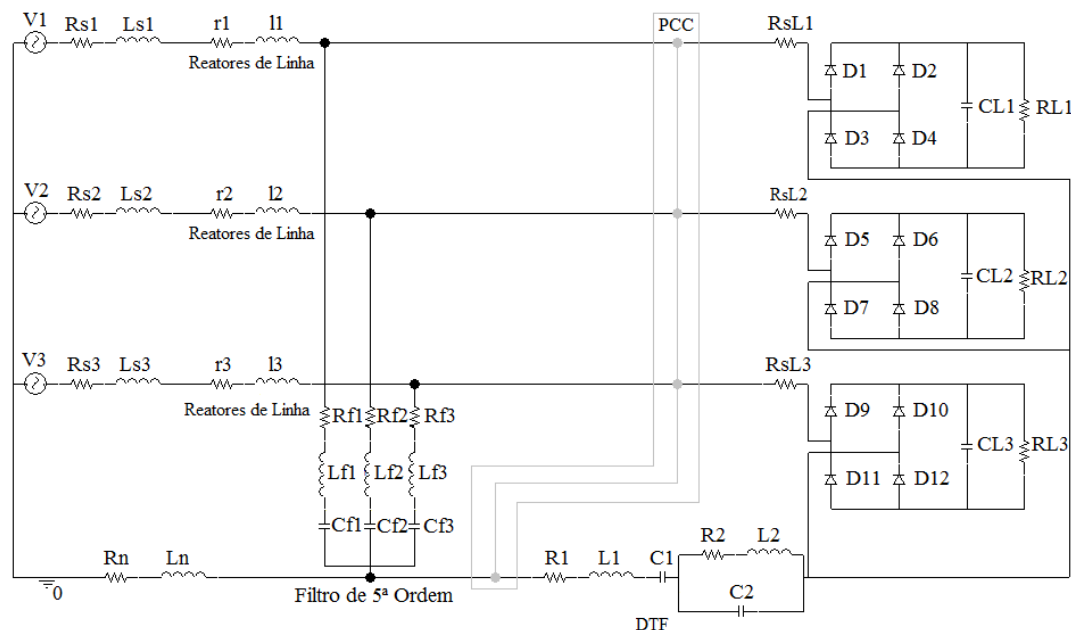


Figura 4.19 – Sistema em estudo com filtro duplamente sintonizado, reatores de linha e banco de filtros de 5ª harmônica.

$K = 0,02$, escolhido;

$h = 5$;

$I_{ph} = 9,329 \text{ A}$, valor de pico da corrente harmônica de 5ª ordem, Tabela 4.13;

$$I_h = \frac{I_{ph}}{\sqrt{2}} = \frac{9,329}{\sqrt{2}} = 6,597 \text{ A}, \text{ valor eficaz da corrente harmônica de 5ª ordem.}$$

Determinado a constante de distorção (K) e o valor eficaz da corrente harmônica, calcula-se, então, o valor da componente resistiva do filtro pela equação (3.35).

$$R = \frac{K \cdot I_1}{(I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \left[R_s \cdot K \cdot I_1 \pm \sqrt{(R_s \cdot I_1)^2 + (h\omega L_s)^2 \cdot (I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \right] \quad (3.35);$$

$$R = 201 \text{ m}\Omega.$$

Assim, usando as equações (3.36) e (3.37), pode-se determinar os valores da indutância e capacitância do filtro, escolhendo-se um valor para o fator de qualidade do filtro (ou reator).

$$Q = 50, \text{ escolhido;}$$

$$L = \frac{R \cdot Q}{h \cdot \omega} \quad (3.36);$$

$$L = 5,326 \text{ mH};$$

$$C = \frac{1}{h \cdot \omega \cdot R \cdot Q} \quad (3.37);$$

$$C = 52,85 \mu\text{F}.$$

Para o circuito ilustrado na Figura 4.19 é feita uma simulação. As formas de onda de tensão e corrente obtidas da simulação no PCC são mostradas na Figura 4.20.

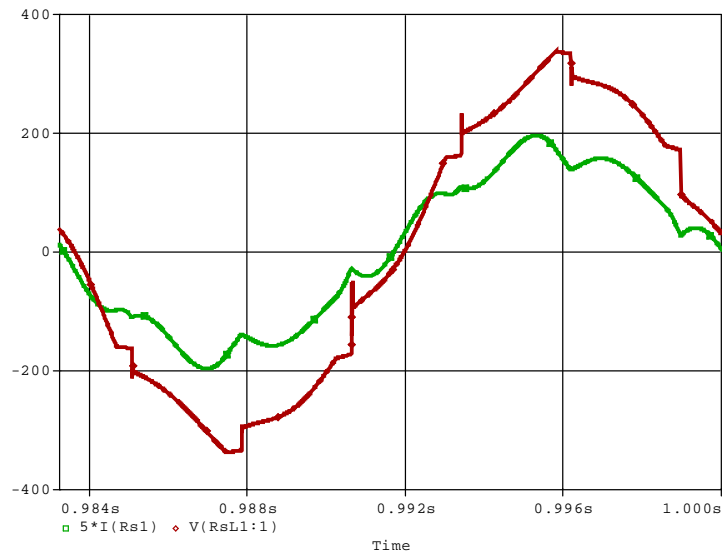


Figura 4.20 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC do circuito da Figura 4.19.

Na simulação do circuito da Figura 4.19, também são obtidos os novos espectros harmônicas de tensão e corrente indicados nas Figuras 4.21 e 4.22 e nas Tabelas 4.15 e 4.16.

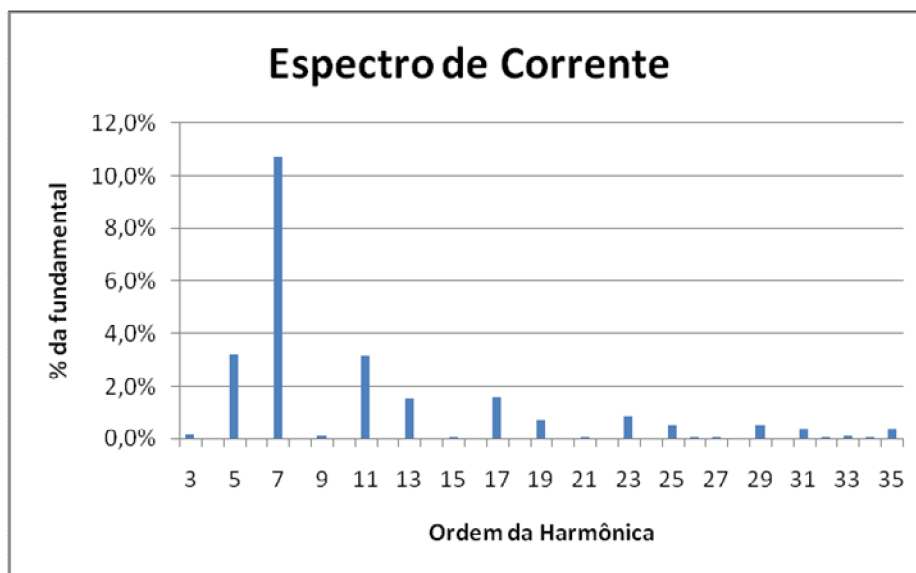


Figura 4.21 – Espectro de corrente no PCC com filtros de 5ª harmônica.

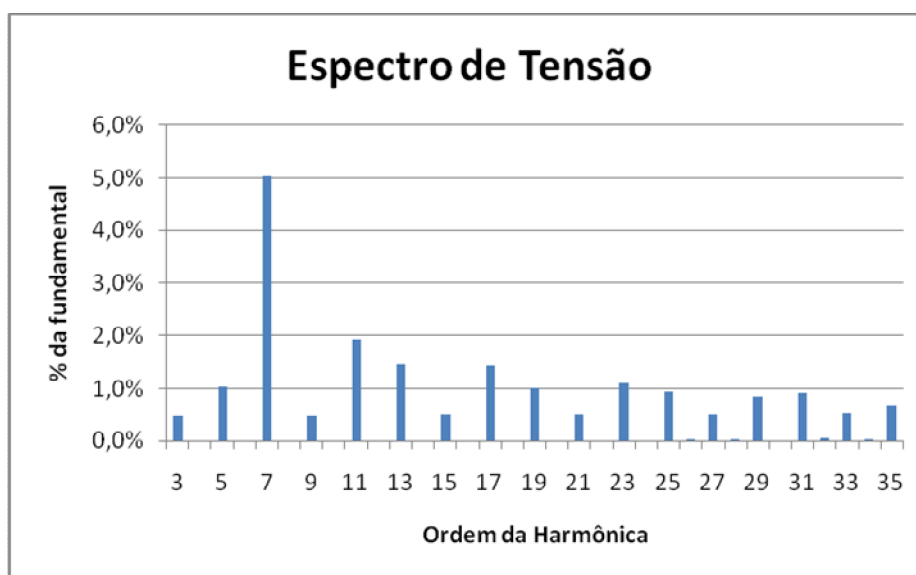


Figura 4.22 – Espectro de tensão no PCC com filtros de 5ª harmônica.

Tabela 4.15 – Componentes Fourier de corrente no PCC da Figura 4.19.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,47E+01	1,00E+00	-1,77E+02
3	1,80E+02	5,81E-02	1,67E-03	-1,83E+01
5	3,00E+02	1,12E+00	3,23E-02	-1,25E+02
7	4,20E+02	3,74E+00	1,08E-01	1,12E+02
9	5,40E+02	3,98E-02	1,15E-03	9,40E+01
11	6,60E+02	1,09E+00	3,15E-02	1,18E+02
13	7,80E+02	5,28E-01	1,52E-02	-1,44E+02
15	9,00E+02	2,26E-02	6,51E-04	-1,36E+02
17	1,02E+03	5,47E-01	1,58E-02	-9,28E+01
23	1,38E+03	3,08E-01	8,86E-03	5,05E+01
35	2,10E+03	1,36E-01	3,92E-03	-4,17E+01
THD de corrente no PCC:				1,20E+01

Tabela 4.16 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.19.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,11E+02	1,00E+00	1,76E+02
3	1,80E+02	1,53E+00	4,92E-03	-2,60E+01
5	3,00E+02	3,22E+00	1,04E-02	1,28E+02
7	4,20E+02	1,56E+01	5,03E-02	2,16E+01
9	5,40E+02	1,48E+00	4,75E-03	1,06E+02
11	6,60E+02	5,95E+00	1,92E-02	3,18E+01
13	7,80E+02	4,54E+00	1,46E-02	1,33E+02
15	9,00E+02	1,55E+00	4,99E-03	-1,16E+02
17	1,02E+03	4,52E+00	1,45E-02	-1,73E+02
23	1,38E+03	3,44E+00	1,11E-02	-2,10E+01
35	2,10E+03	2,08E+00	6,69E-03	-8,06E+01
THD de tensão no PCC:				6,40E+00

O fator de deslocamento entre a fundamental de tensão e de corrente é: 0,99 capacitivo.

Os valores de pico de tensão fundamental e corrente fundamental no ponto de conexão comum (PCC), Tabelas 4.15 e 4.16, são:

$$V_{pfundamental} = 310,6 V ;$$

$$I_{pfundamental} = 34,7 A .$$

Assim, os valores eficazes da tensão e corrente fundamental no PCC são:

$$V_{sef} = \frac{V_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = 219,63 V ;$$

$$I_L = \frac{I_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = I_1 = 24,54 A .$$

A capacidade de curto circuito do sistema pela equação (3.34).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} = \frac{219,627 / 0,569}{24,537} = 15,72 .$$

A relação $\frac{I_{sc}}{I_L}$ é inferior a 20 na Tabela 4.1. Pelas tabelas 4.2, 4.15 e 4.16 obtém-se as

seguintes conclusões:

- THD de corrente: acima de 5% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 7ª harmônica de corrente: acima de 4% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 11ª harmônica de corrente: acima de 2% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 17ª harmônica de corrente: acima de 1,5% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 23ª harmônica de corrente: acima de 0,6% exigido por norma, não atendendo a norma;
- 35ª harmônica de corrente: acima de 0,3% exigido por norma, não atendendo a norma;
- THD de tensão: acima de 5% exigido por norma, não atendendo a norma.

Assim, a próxima harmônica escolhida para ser mitigada será a de 7ª ordem. Com isso, o valor de K (constante de distorção) deve ter um valor máximo de 4% segundo a Tabela 4.1.

Após o projeto do filtro para 7ª harmônica, é feita uma simulação do circuito da Figura 4.23.

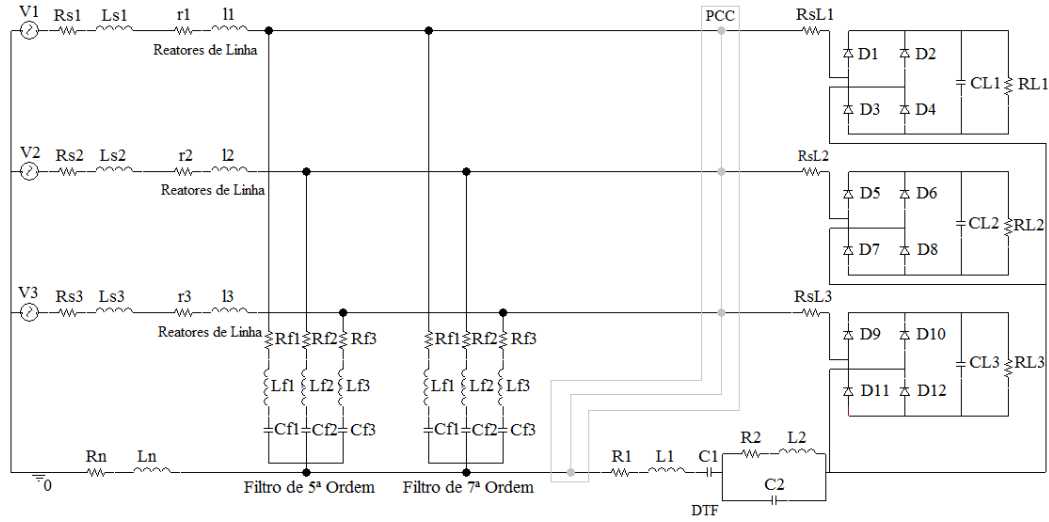


Figura 4.23 - Sistema em estudo com filtro duplamente sintonizado, reatores de linha e bancos de filtros de 5ª e 7ª harmônicas.

$K = 0,01$, escolhido;

$h = 7$;

$I_{ph} = 3,74A$, valor de pico da corrente harmônica de 7ª ordem, Tabela 4.15;

$$I_h = \frac{I_{ph}}{\sqrt{2}} = \frac{3,735}{\sqrt{2}} = 2,64 \text{ A, valor eficaz da corrente harmônica de 7ª ordem.}$$

Componente resistiva do filtro pela equação (3.35).

$$R = \frac{K \cdot I_1}{(I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \left[R_s \cdot K \cdot I_1 \pm \sqrt{(R_s \cdot I_1)^2 + (h\omega L_s)^2 \cdot (I_h^2 - K^2 \cdot I_1^2)} \right] \quad (3.35);$$

$$R = 375 \text{ m}\Omega.$$

Assim, usando as equações (3.36) e (3.37), pode-se determinar os valores da indutância e capacitância do filtro escolhendo-se um valor para o fator de qualidade do filtro (ou reator).

$Q = 50$, escolhido;

$$L = \frac{R \cdot Q}{h \cdot \omega} \quad (3.36);$$

$$L = 7,10 \text{ mH};$$

$$C = \frac{1}{h \cdot \omega \cdot R \cdot Q} \quad (3.37);$$

$$C = 20,24 \text{ }\mu\text{F}.$$

Da simulação do circuito da Figura 4.23, pode-se obter as formas de onda ilustradas na Figura 4.24.

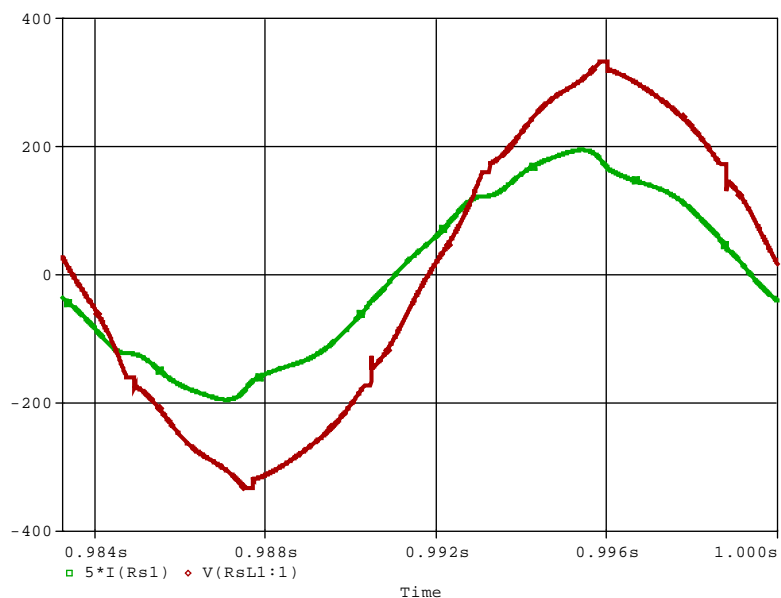


Figura 4.24 – Formas de onda de tensão e corrente do circuito da Figura 4.23.

Além das formas de ondas da Figura 4.24, a simulação do circuito da Figura 4.23 também forneceu os espectros harmônicos de tensão e corrente mostrados nas Figuras 4.25 e 4.26 e nas Tabelas 4.17 e 4.18.

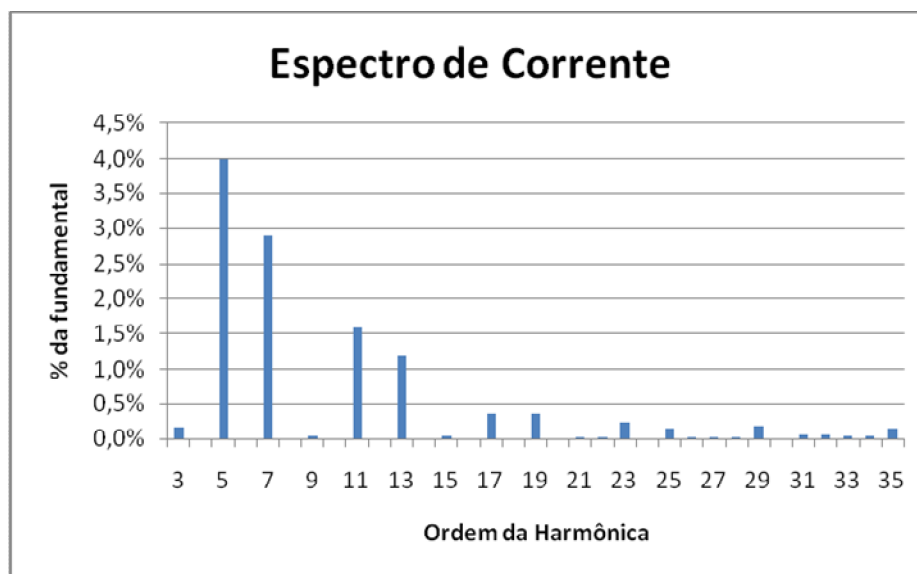


Figura 4.25 - Espectro de corrente no PCC com filtros da Figura 4.23.

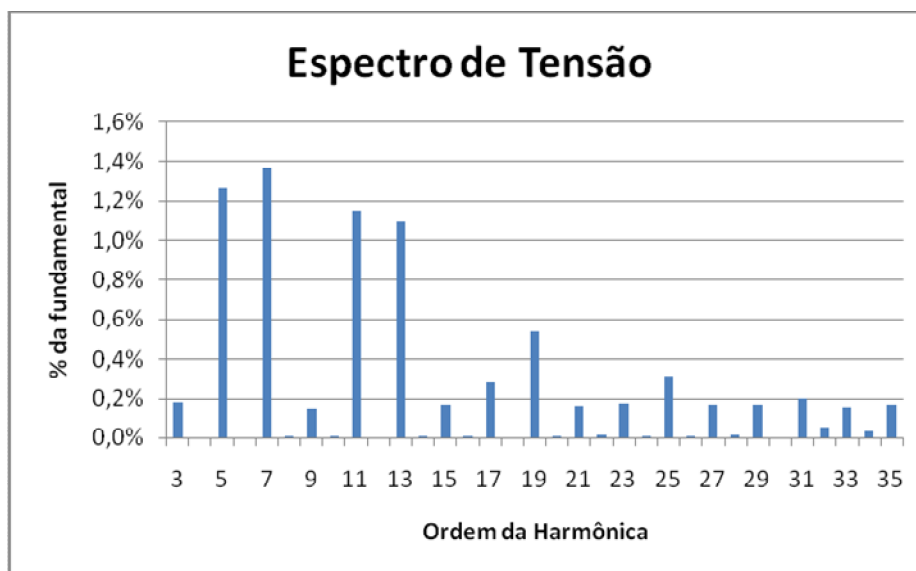


Figura 4.26 - Espectro de tensão no PCC com filtros da Figura 4.23.

Tabela 4.17 – Componentes Fourier de corrente no PCC da Figura 4.23.

Ordem N°	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,64E+01	1,00E+00	-1,68E+02
3	1,80E+02	6,23E-02	1,71E-03	-1,45E+01
5	3,00E+02	1,45E+00	3,99E-02	-9,43E+01
7	4,20E+02	1,06E+00	2,90E-02	8,95E+01
9	5,40E+02	1,53E-02	4,19E-04	7,77E+01
11	6,60E+02	5,76E-01	1,58E-02	3,24E+01
13	7,80E+02	4,32E-01	1,19E-02	-6,57E+01
15	9,00E+02	1,11E-02	3,03E-04	-8,75E+01
17	1,02E+03	1,30E-01	3,56E-03	-1,13E+02
23	1,38E+03	8,35E-02	2,29E-03	7,83E+01
35	2,10E+03	5,05E-02	1,39E-03	3,66E+01
THD de corrente no PCC:				5,35E+00

Tabela 4.18 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.23.

Ordem Nº	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,14E+02	1,00E+00	1,76E+02
3	1,80E+02	5,68E-01	1,81E-03	-2,14E+01
5	3,00E+02	3,97E+00	1,27E-02	1,70E+02
7	4,20E+02	4,30E+00	1,37E-02	1,81E+00
9	5,40E+02	4,69E-01	1,49E-03	1,49E+02
11	6,60E+02	3,62E+00	1,15E-02	-6,40E+01
13	7,80E+02	3,44E+00	1,10E-02	-1,55E+02
15	9,00E+02	5,29E-01	1,69E-03	-5,71E+01
17	1,02E+03	8,85E-01	2,82E-03	1,42E+02
23	1,38E+03	5,51E-01	1,76E-03	-1,09E+01
35	2,10E+03	5,37E-01	1,71E-03	-1,13E+01
THD de tensão no PCC:				2,60E+00

O fator de deslocamento entre a fundamental de tensão e de corrente é: 0,96 capacitivo.

Os valores de pico de tensão fundamental e corrente fundamental no ponto de conexão comum (PCC), Tabelas 4.17 e 4.18, são:

$$V_{pfundamental} = 314 V ;$$

$$I_{pfundamental} = 36,4 A .$$

Assim, os valores eficazes da tensão e corrente fundamental no PCC são:

$$V_{sef} = \frac{V_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = 222,032 V ;$$

$$I_L = \frac{I_{pfundamental}}{\sqrt{2}} = I_1 = 25,74 A .$$

A capacidade de curto circuito do sistema pela equação (3.34).

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{V_{sef} / Z_s}{I_L} = \frac{222,032 / 0,569}{25,739} = 15,16 .$$

A relação $\frac{I_{sc}}{I_L}$ é inferior a 20 na Tabela 4.1. Pelas Tabelas 4.2, 4.17 e 4.18 obtém-se as

seguintes conclusões:

- THD de corrente: acima de 5% exigido por norma, não atendendo a norma;
- Nenhuma harmônica acima de seu respectivo limite percentual de distorção harmônica segundo a Tabela 4.1;
- THD de tensão: abaixo de 5% exigido por norma, atendendo a norma.

Nesse caso, como todas as harmônicas estão abaixo de seus limites percentuais de distorção estabelecidos pela Tabela 4.1 e a diferença da THD de corrente obtido por simulação (Tabela 4.13) e a THD exigido por norma é pequena (0,35%), pode-se considerar que as restrições da Tabela 4.1 da IEEE 519 foram atendidas.

Para concluir o projeto, deve ser verificado se a forma de onda da tensão no PCC atende às restrições da Tabela 4.2.

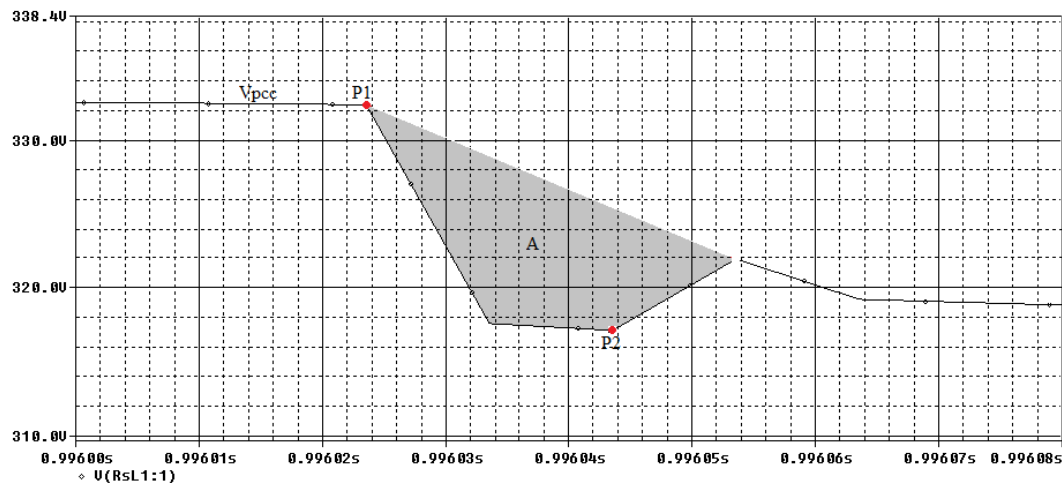


Figura 4.27 – Detalhe do *notch* do sinal de tensão no PCC.

A forma de onda da tensão no PCC possui um *notch*, ilustrado na Figura 4.27. Esse *notch* possui uma profundidade de dente dado pela diferença vertical entre os pontos P1 e P2 e uma área indicada pela região A (hachurada).

$$\text{Profundidade do dente: } \frac{P1 - P2}{220} \times 100 = \frac{332,394 - 317,153}{220} \times 100 = 6,928\% ;$$

$$\text{Área do notch: } A \approx 338,670 V \cdot \mu s .$$

Por norma, segundo a Tabela 4.2:

Profundidade máxima permitida do dente: 20%;

Área máxima permitida do *notch*: $A = 22800 V \cdot \mu s$.

Portanto, as restrições da Tabela 4.2, também, foram atendidas.

Uma observação importante com relação aos pontos de conexão comum, no primeiro projeto (Figura 4.1) e no segundo projeto (Figura 4.15), deve ser feita. Para a medição final dos níveis de distorções harmônicas de tensão e corrente, dimensões dos *notches* de tensão e o fator de potência total, deve-se considerar o ponto de conexão comum indicado na Figura 4.1. Não se pode esquecer que o projeto visa obedecer às normas da IEEE 519 [5] e NT-004/2011 COELCE [23], que analisam os quesitos de distorção de tensão e corrente e fator de potência total do ponto de vista da rede. E esse ponto de vista corresponde ao ponto de conexão comum indicado na Figura 4.1.

O motivo para ter considerado um novo ponto de conexão comum (PCC), na Figura 4.15, é que se pretendia implementar o primeiro projeto de filtros RLC série *shunt* combinado com o filtro duplamente sintonizado. E, assim, poder fazer a mitigação de harmônicas e melhorar o fator de potência total. Isso só poderia ser possível com a implementação dos reatores de linha. Pois, assim, a impedância da linha seria forte para os níveis severos de distorção da carga em estudo, e o projeto de filtros RLC série *shunt*, teria mais chances de dar certo.

O PCC, indicado na Figura 4.15, é usado para a implementação do projeto híbrido proposto. Assim, o PCC indicado na Figura 4.1 é o ponto onde se devem realizar as avaliações finais de distorções e fator de potência total. Uma vez que os reatores de linha fazem parte da carga do ponto de vista da rede.

A análise de distorção quanto à corrente não muda. Ou seja, as distorções harmônicas de corrente estão de acordo com a norma IEEE 519.

Quanto à análise da tensão, considera-se o ponto entre a impedância de linha e o reator de linha. Como mostra a Figura 4.28.

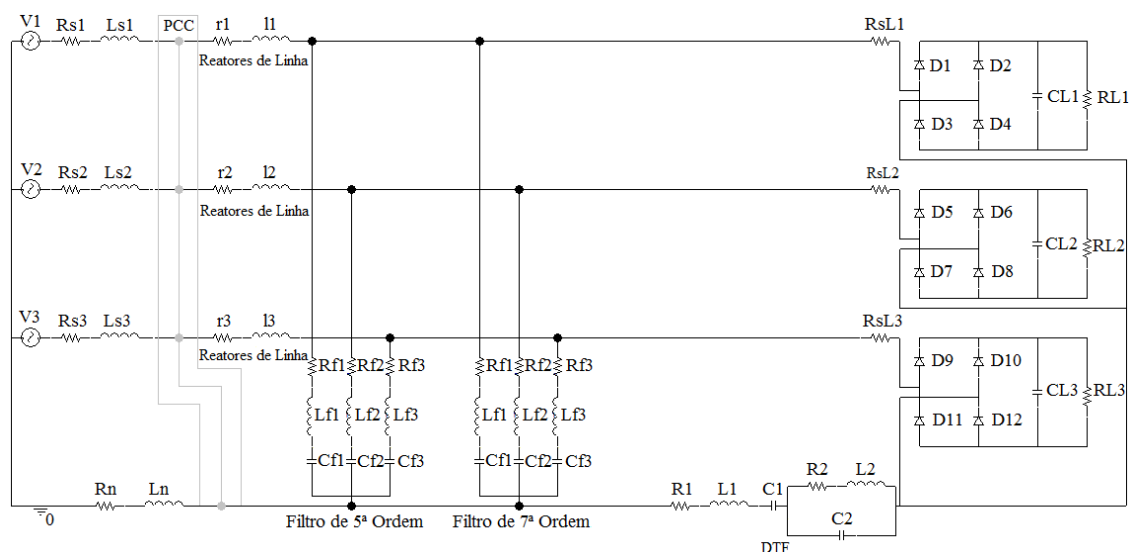


Figura 4.28 – Indicação do PCC para avaliação final do projeto.

Analisando a tensão no PCC, da Figura 4.28, obtém-se as Figuras 4.29 e 4.30, bem como a Tabela 4.19.

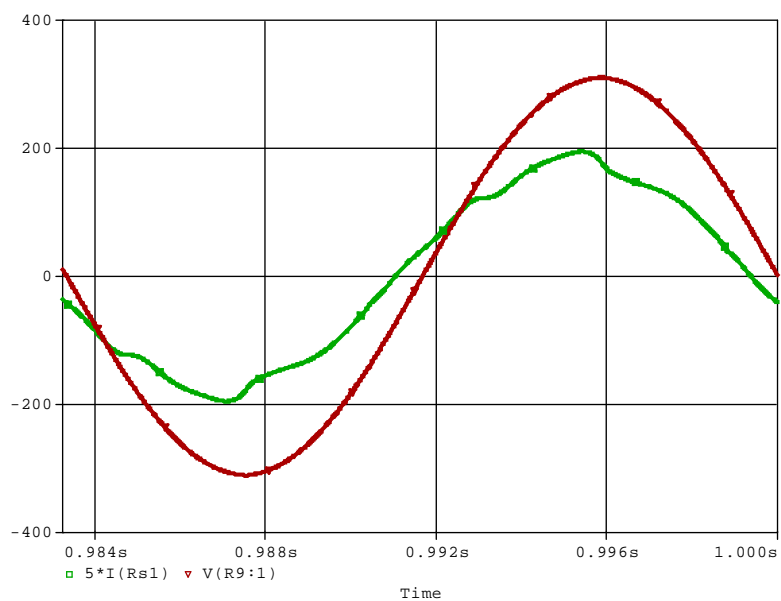


Figura 4.29 – Formas de onda de tensão e corrente no PCC considerado na Figura 4.28.

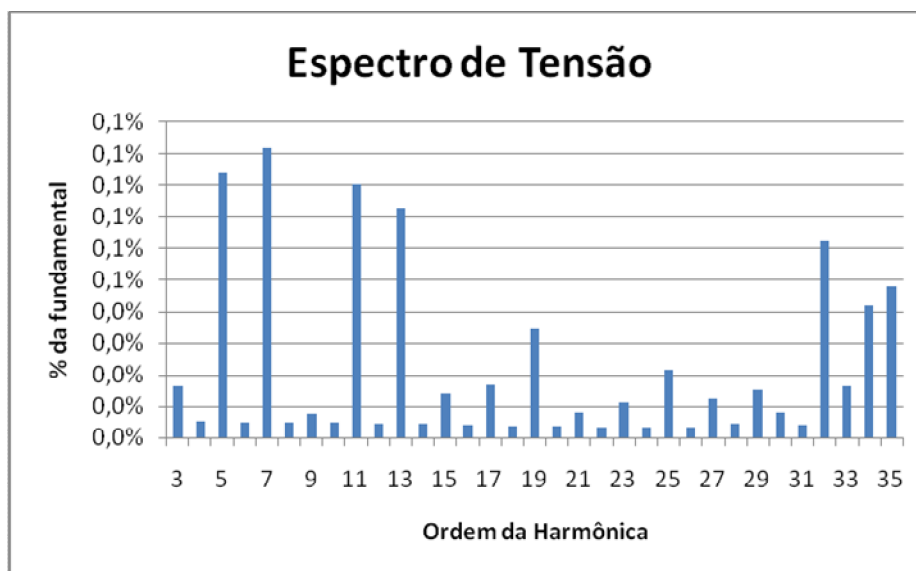


Figura 4.30 – Espectro de tensão no PCC da Figura 4.28.

Tabela 4.19 – Componentes Fourier de tensão no PCC da Figura 4.28.

Ordem N°	Frequência [Hz]	Componente Fourier	Componente Normalizada	Ângulo Fase [°]
1	6,00E+01	3,09E+02	1,00E+00	1,80E+02
3	1,80E+02	5,07E-02	1,64E-04	-3,08E+01
5	3,00E+02	2,60E-01	8,40E-04	1,56E+02
7	4,20E+02	2,85E-01	9,20E-04	-1,20E+01
9	5,40E+02	2,34E-02	7,56E-05	1,76E+02
11	6,60E+02	2,49E-01	8,05E-04	-7,18E+01
13	7,80E+02	2,25E-01	7,26E-04	-1,58E+02
15	9,00E+02	4,37E-02	1,41E-04	-6,60E+01
17	1,02E+03	5,24E-02	1,69E-04	1,46E+02
23	1,38E+03	3,49E-02	1,13E-04	-3,34E+01
35	2,10E+03	1,49E-01	4,82E-04	-5,50E+01
THD de tensão no PCC:				1,97E-01

Para confirmar se o projeto realmente atende a IEEE 519 do ponto de vista da fonte supridora de energia, deve ser verificado se a forma de onda da tensão no PCC atende às restrições da Tabela 4.2.

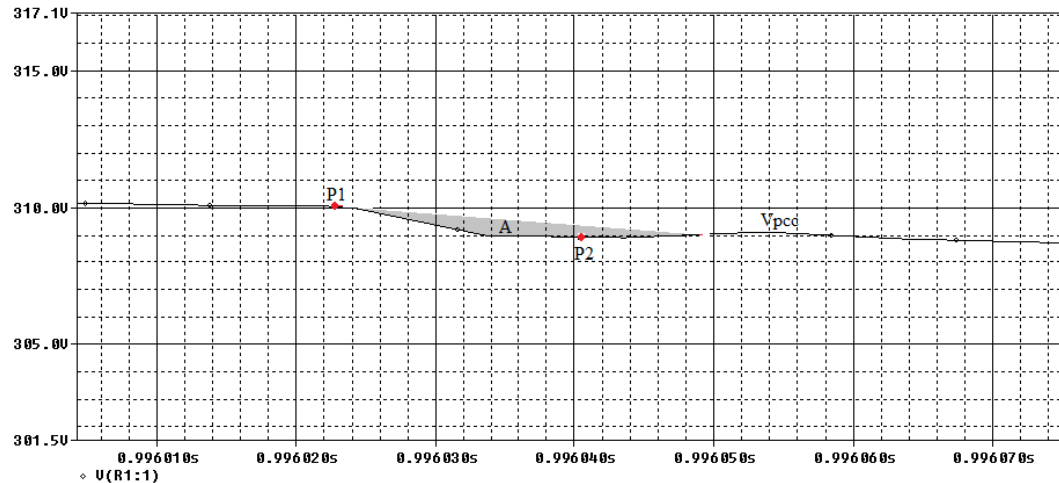


Figura 4.31 – Detalhe do *notch* do sinal de tensão no PCC da Figura 4.28.

A forma de onda da tensão no PCC possui um *notch*, ilustrado na Figura 4.27. Esse *notch* possui uma profundidade de dente, dado pela diferença vertical entre os pontos P1, e P2 e uma área indicada pela região A (hachurada).

$$\text{Profundidade do dente: } \frac{P1 - P2}{220} \times 100 = \frac{310,024 - 308,894}{220} \times 100 = 0,514\% ;$$

$$\text{Área do notch: } A \approx 26,467V \cdot \mu s .$$

Por norma, segundo a Tabela 4.2:

Profundidade máxima permitida do dente: 20%;

$$\text{Área máxima permitida do notch: } A = 22800V \cdot \mu s .$$

Portanto, as restrições da Tabela 4.2 foram atendidas. Assim, o projeto do filtro pode ser encerrado.

4.1.2.1 – CONCLUSÕES DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO PROJETO DE FILTROS RLC SÉRIE *SHUNT* COMBINADOS COM O FILTRO DUPLAMENTE SINTONIZADO (DTF)

O procedimento para desenvolver o projeto de bancos de filtros RLC série *shunt*, combinados com o filtro duplamente sintonizado, foi elaborado seguindo [2] e [17], para o projeto dos filtros RLC série *shunt*, e [21], para o projeto de filtros duplamente sintonizados (DTF).

Primeiramente, projetou-se o DTF, otimizando a função multi-objetivo citada em [21], com o auxílio do MATLAB. Uma vez determinado o DTF ótimo a ser inserido no neutro da

carga, o próximo passo tomado foi a determinação dos reatores de linha que viabilizassem o projeto de filtro RLC série *shunt*, ao passo que a variação da tensão eficaz nos terminais da carga fosse inferior a 10% (valor percentual de variação de tensão eficaz registrado nas medições do Anexo I). Por fim, o projeto dos filtros RLC série *shunt*, como descrito no Capítulo 4, foi iniciado tomando como ponto de conexão comum (PCC), para a execução dos procedimentos de projeto, o ponto situado entre os reatores de linha e a carga.

A Tabela 4.20 mostra um comparativo entre o antes, quando a carga em estudo estava sem os bancos de filtros, e o depois, já com os bancos de filtros RLC série *shunt* combinados com o DTF, banco híbrido de filtros. Lembrando, que o ponto de conexão comum (PCC) adotado para o projeto dos filtros RLC série *shunt* não é o mesmo PCC para a avaliação final do desempenho do projeto dos filtros. O PCC que deve ser analisado para avaliar o desempenho do projeto dos filtros combinados frente às normas IEEE 519 [5] e NT-004/2011 COELCE [23], deve ser o ponto situado entre os reatores de linha e a impedância de linha da rede elétrica. Como mostrado na Figura 4.28.

Tabela 4.20 – Dados da carga obtidos no PCC por simulação no PSPICE.

Dados	Sem Filtro	Com Filtro
	Fase 1	Fase 1
Tensão eficaz [V]	219,32	218,71
Corrente eficaz [A]	47,88	31,65
Potência aparente [VA]	10502,00	6922,80
Potência ativa [W]	7088,10	5746,00
Potência reativa [VAr]	6864,26	3861,17
Fator de potência total	0,68	0,83
THD de corrente [%]	98,02	5,35
THD de tensão [%]	2,03	0,20

Pela Tabela 4.20, percebe-se que o limite de distorção de corrente, imposto pela norma IEEE 519 [5], de 5% para o THD de corrente não foi precisamente atendido. Contudo, como as componentes harmônicas de corrente estão abaixo de seus respectivos limites de distorção, como mostrado na Tabela 4.17, a pequena diferença entre a THD de corrente obtida da simulação do circuito da Figura 4.23 e a THD exigida pela norma IEEE [5] torna-se tolerável.

Na última avaliação da capacidade de curto-circuito no procedimento de projeto dos filtros combinados, constatou-se que a mesma era inferior a 20. As restrições quanto à forma de onda da tensão (percentual de THD inferior a 5%, por ser um sistema comum,

profundidade do *notch* de tensão e a área do *notch*), impostos pela IEEE 519, também foram atendidos.

Nota-se na Tabela 4.20 que houve um aumento do fator de potência total. No entanto, esse aumento do fator de potência total não foi suficiente para fazer com que o projeto dos filtros RLC série *shunt* combinados com o DTF atendesse ao limite imposto pela NT-004/2011 COELCE [23] que é de 0,92.

Percebeu-se que, depois de vários testes de simulação, mantendo sempre o fator de qualidade do filtro constante e igual a 50, que o melhor valor de K (constante de distorção obtida em uma faixa de valores possíveis da Tabela 4.1) seria aquele que garantisse, ao mesmo tempo, o maior fator de potência e a menor distorção parcial e total de corrente e tensão.

O filtro duplamente sintonizado (DTF) se mostrou bastante eficaz, pois conseguiu reduzir a distorção de corrente da 3ª harmônica de 78,1% (Tabela 4.3) para 0,12%, e a corrente do neutro de 71,79A eficaz para 0,54mA eficaz. Isso significa uma grande economia quanto às perdas no condutor neutro do sistema, além de viabilizar o uso de um condutor de neutro de menor seção.

Esses resultados foram obtidos apenas com o uso do DTF, sem a presença dos reatores de linha e dos filtros RLC série *shunt*. O DTF só é eficiente para as harmônicas de sequência zero (3ª, 9ª, ..., chamadas de *triplens*), que fluem pelo neutro do sistema, mesmo se o sistema for equilibrado. Por isso o DTF é instalado em série no neutro. Já as demais harmônicas, por serem de sequência positiva e negativa, não fluem pelo neutro de um sistema equilibrado. Como é o caso da carga em estudo do presente trabalho.

Embora os resultados com essa configuração híbrida tenham sido melhores que os resultados obtidos com o projeto dos filtros RLC série *shunt*, o baixo fator de potência total, frente à norma NT-004/2011 COELCE [23], pode inviabilizar o projeto sobre alguns aspectos. Um desses aspectos é que o banco híbrido (conjunto de bancos de filtros RLC série em derivação com a carga combinados com o filtro duplamente sintonizado) não poderia ser usado na carga no período noturno, caso a carga estivesse sujeita à tarifação de excedentes reativos [23]. Caso contrário, o banco híbrido poderia ser implementado na prática. Este aspecto se deve ao fato de que o baixo fator de potência, causado pelo banco híbrido, é de caráter capacitivo e, segundo a NT-004/2011 COELCE [23], os excedentes reativos capacitivos são cobrados no período da noite. Outros aspectos podem estar relacionados ao custo-benefício e a complexidade para implementação do projeto.

Uma observação importante, quanto ao dimensionamento do filtro duplamente sintonizado (DTF), está associada aos fatores de ponderação da função multi-objetivo, citada na equação (3.39).

Se o fator de ponderação do primeiro termo da equação (3.39) (relativo à impedância do DTF na frequência fundamental) for muito maior que os demais, a redução das harmônicas ímpares e múltiplas de 3 será menor, e a redução das demais harmônicas, características da carga em estudo (5^a, 7^a, 11^a, ... ordem), será maior. Além disso, os valores das capacitâncias serão maiores, implicando em um projeto final mais caro. Mas, se os fatores de ponderação dos demais termos da equação (3.39) for maior que o do primeiro termo (como feito no presente trabalho), implicará em uma redução das harmônicas ímpares e múltiplas de 3 maior e em uma redução das demais harmônicas características da carga em estudo (5^a, 7^a, 11^a, ... ordem) menor. Além disso, os valores das capacitâncias serão menores, implicando em um projeto final mais barato.

Tabela 4.21 – Perdas no filtro duplamente sintonizado (DTF) e nos filtros RLC série *shunt* de 5^a e 7^a harmônicas.

Filtro	Perda por fase, [W]	Perda total trifásica, [W]
DTF	-	4,77
Banco RLC de 5 ^a harmônica	47,11	141,32
Banco RLC de 7 ^a harmônica	26,46	79,37
Total		225,45

Tabela 4.22 – Tensão e corrente eficaz nos componentes dos filtros.

Filtro duplamente sintonizado (DTF)		
Componente	Tensão eficaz [V]	Corrente eficaz [A]
L1	18,16	0,89
C1	9,82	
L2	48,48	4,51
C2	48,50	4,52
Filtro RLC série <i>shunt</i> de 5ª harmônica		
Componente	Tensão eficaz [V]	Corrente eficaz [A]
Lf	144,63	15,09
Cf	272,44	
Filtro RLC série <i>shunt</i> de 7ª harmônica		
Componente	Tensão eficaz [V]	Corrente eficaz [A]
Lf	145,83	8,14
Cf	269,47	

Na Tabela 4.21, pode-se perceber que, desconsiderando o conjunto dos reatores de linha, a potência total trifásica consumida pelos filtros DTF, filtros de 5^a harmônica e 7^a

harmônica é inferior a 50% da potência total trifásica consumida pelo conjunto de filtros do primeiro projeto. Caso a potência dissipada nos dos reatores de linha, de $11,09[W]$, fosse considerada, essa constatação ainda seria a mesma.

Tabela 4.23 - Valores de componentes dos filtros.

Filtro duplamente sintonizado (DTF)			
Componentes	Valor teórico	Valor Comercial	Fabricante
C1	244,7[μF]	250 μF (250[V]rms)	EPCOS, [24]
C2	81,57[μF]	80 μF (250[V]rms)	
R1	217[m Ω]	Sob encomenda	-
L1	29[mH]		
R2	217[m Ω]	Sob encomenda	-
L2	9,59[mH]		
Componentes do filtro de 5ª harmônica			
Componentes	Valor Teórico	Valor Comercial	Fabricante
Cf1, Cf2 e Cf3	52,85[μF]	50[μF] (350[V]rms)	EPCOS, [24]
Rf1, Rf2 e Rf3	201[m Ω]	Sob encomenda	-
Lf1, Lf2 e Lf3	5,33[mH]		
Componentes do filtro de 7ª harmônica			
Componentes	Valor Teórico	Valor Comercial	Fabricante
Cf1, Cf2 e Cf3	20,24[μF]	20[μF] (350[V]rms)	EPCOS, [24]
Rf1, Rf2 e Rf3	375[m Ω]	Sob encomenda	-
Lf1, Lf2 e Lf3	7,10[mH]		

*Observação: a corrente eficaz, obtida por simulação, que passa nos ramos do filtro RLC de 7ª harmônica, Tabela 4.20, é de 8,14A. O capacitor comercial proposto de $20\mu F (350V_{rms})$, EPCOS, suporta uma corrente máxima de 10A. Usar 2 capacitores de $10\mu F (350V_{rms})$, EPCOS, que suportam, cada um, uma corrente máxima de 10A, garante uma maior margem de segurança ao capacitor, quanto à oscilações do sistema, além de ampliar o tempo de troca (ou o tempo de vida útil) dos capacitores por dividir a corrente suportada por cada um.

Diante dos resultados apresentados pelo filtro híbrido, pode-se classificá-lo como filtro mínimo. Segundo [14], diz-se que os filtros mínimos são aqueles que conseguem atenuar os harmônicas a níveis estabelecidos por norma [5] com um custo mínimo. E ainda fornecem energia reativa na frequência fundamental, mas não o suficiente para atender a norma [23]. Mesmo envolvendo mais elementos em sua constituição do que o primeiro projeto (composto apenas por filtros RLC série *shunt*), o filtro híbrido (segundo projeto), por ser passivo, apresenta um custo inferior a outras soluções citadas neste trabalho.

Segundo [14], o custo do filtro é associado ao tamanho do mesmo descrito pela equação (5.1). A Figura 4.31 mostra o comportamento do custo do filtro quanto ao tamanho, descrito pela potência em $[MVA_r]$, que o filtro possui.

$$C(\$) = a \cdot s + \frac{b}{s} \quad (4.2)$$

Onde:

$C(\$)$: custo total [\\$];

a, b : constantes $[\$/MVar]$ e $[\$ \cdot MVar]$;

s : potência em $[MVar]$.

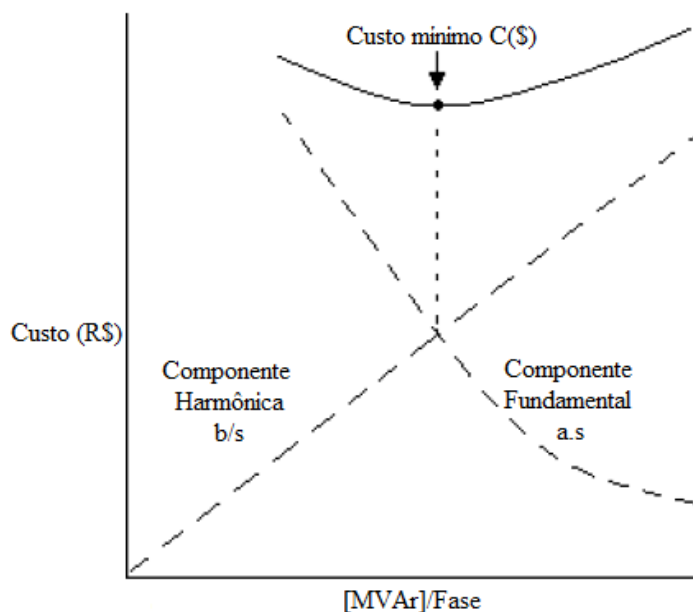


Figura 4.32 – Curva de custo para o filtro passivo.

Ao se fazer uma análise comparativa dos resultados do projeto de filtros RLC série *shunt* com o projeto do filtro híbrido, percebe-se que além do filtro híbrido apresentar melhores resultados em termos de redução de consumo de potência, o filtro híbrido também apresenta um baixo custo, visto que 60% do custo em investimentos de projetos de filtros se devem aos capacitores [14].

CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou um estudo sobre as causas e efeitos das distorções harmônicas, geradas por cargas não-lineares convencionais e chaveadas [2]. Neste estudo foi possível compreender, matematicamente, o efeito das harmônicas no fator de potência total de uma carga, bem como na qualidade de energia do sistema.

Além da compreensão matemática das harmônicas de corrente e tensão, foram apresentados alguns métodos para atenuação das mesmas. A compreensão desses métodos possibilitou ampliar a visão das formas de se combater as harmônicas em uma instalação elétrica. Essa visão amplificada levou a um maior amadurecimento de idéias com relação à mitigação de harmônicos.

Percebe-se que a tendência natural, imposta pela evolução tecnológica, no ambiente industrial, favorece aos filtros passivos. Porém, às vezes, uma solução de baixo custo, simples e de fácil implementação, para problemas que tendem a se agravar à medida que a tecnologia industrial evolui, pesa na balança a favor dos filtros passivos. Sendo esta a principal motivação para o desenvolvimento de um projeto de filtro passivo.

Embora o título do trabalho se reporte à mitigação de harmônicos em instalações industriais, o estudo de caso, apresentado nos capítulos 4 e 5, serviu de base prática para a implementação dos conhecimentos adquiridos, com relação aos harmônicos e aos filtros.

O principal objetivo deste trabalho se resumiu em desenvolver um projeto de filtro passivo RLC série em derivação com a carga e, assim, minimizar os harmônicos de uma carga, com níveis de potência e taxas de harmônicos elevados, similares a cargas presentes em plantas industriais. No entanto, para o caso em estudo, a topologia tão usual entre os trabalhos de projeto de filtros passivos, se mostrou ineficaz. Porém, compreendê-la permitiu ir mais a frente e buscar em soluções de problemas específicos, como em [21], soluções para resolver o problema da carga em estudo.

Os resultados obtidos em ambas as topologias, desenvolvidas neste trabalho, foram satisfatórios no que diz respeito às distorções harmônicas. Mas quanto aos resultados consequentes advindos da redução de harmônicos, como a redução da potência demandada pela carga, só foi possível com a topologia híbrida desenvolvida como segundo projeto do Capítulo 4.

A junção dos filtros RLC série *shunt* com o filtro duplamente sintonizado, criou um filtro híbrido que apresentou em seus resultados finais a característica de um filtro mínimo

[14]. Essa característica de filtro mínimo permite concluir que o filtro híbrido é viável na prática, uma vez que ele minimiza os harmônicos para níveis aceitáveis da rede de energia e compensa certa parcela dos excedentes reativos.

Para trabalhos futuros, seria interessante um melhor estudo com relação aos fatores de ponderação da equação (3.39) do DTF, a fim de otimizar os resultados do filtro híbrido. Também seria interessante fazer um comparativo entre o custo e benefício entre o filtro ativo e o filtro passivo híbrido.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ORTMANN, Márcio Silveira. *Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementações*. Florianópolis: UFSC, 2008. 241p. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [2] KASSICK, Enio Valmor. *Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão*. Florianópolis: INEP, 2000.
- [3] LINDEKE, Dirk. *Projeto de Um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnicas de Controle Analógico Digital*. Florianópolis: UFSC, 2003. 197p. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.
- [4] KINGSLEY, A. E Fitzgerald Charles; UMANS, Jr. Stephen D. *Máquinas Elétricas*. 6 ed. Porto Alegre: Artmed, 2006.
- [5] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems – 1992. Std 519. New York, 1992.
- [6] MEDIDAS de mitigação de harmônicos. O Setor Elétrico, São Paulo, dez. 2010, p. 38-47.
- [7] FASSBINDER, Stefan. *Guia de Aplicação de Qualidade de Energia*. PROCOBRE, São Paulo: Connects Life, p 1-12, junho. 2003.
- [8] NASCIMENTO, R. P.; RESENDE, J.W. *Procedimentos para determinação de Filtros Harmônicos Sintonizados, Incluindo Análises de Desempenho e Suportabilidade*. Universidade Federal de Uberlândia, Minas Gerais, 2007.
- [9] IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters – 2003. Std 1531. New York, 2003.

- [10] SILVA, Marina Mariana Davi da. *Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor CA/CC de Seis Pulsos*. Rio de Janeiro: UFRJ, 2007. 131p. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.
- [11] *Conceitos iniciais: qualidade de energia e harmônicos*. O Setor Elétrico, São Paulo, dez. 2010, p 37-38.
- [12] Floyd, T.L. *Principles of Electric Circuits*, 6th Ed. Prentice Hall, 2000. ISBN 0-13-095997-9. 927p.
- [13] *Fator de Potência: Como Transformá-lo Em Um Fator de Economia*. COPEL. Disponível em: <[http://www.copel.com/hpcopel/root/sitearquivos2.nsf/arquivos/fator_de_potencia/\\$FILE/fator_potencia.pdf](http://www.copel.com/hpcopel/root/sitearquivos2.nsf/arquivos/fator_de_potencia/$FILE/fator_potencia.pdf)> Acesso em 13 março 2011.
- [14] TEIXEIRA, Douglas Ângelo. *Análise das Distorções Harmônicas – Estudo de Caso de um Sistema Industrial*. Minas Gerais: UFMG, 2009. 128p. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Tecnologia, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerias, 2009
- [15] RASHID, Muhammad H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, dispositivos e aplicações*. São Paulo: MAKRON Books, 1999.
- [16] LEÃO, Ruth P.S. *Harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência*. Fortaleza: UFC, 2010. 46p.
- [17] PEREIRA, Osvanil Oliveira. *Estudo da Distorção Harmônica em um Sistema Trifásico de Baixa Tensão*. Florianópolis: UFSC, 1999. 91p. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999.

- [18] ANJOS, Reginaldo Silva dos; BRITO, Mauricio Harley de; LEITE, Fabricio. LEVANTAMENTO DOS PONTOS DE MEDIÇÃO DO CT_UFC_PICI. Janeiro. Fortaleza, 2011.
- [19] FILHO, João Mamede; *Instalações Elétricas Industriais*. 8 ed . Ceará: LTC, 2010.
- [20] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR 5410*: resumos. Rio de Janeiro, 1997. 128 p.
- [21] LAWRENCE, W.; AGELIDIS, V.G. *Reduction of Harmonic Currents in Fluorescent Lighting Systems: Design and Realisation*. University of Technology Bentley, Austrália, 2003.
- [22] MATHWORKS. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/help/techdoc/math/bsotu2d.html#bsgpq6p-11>> Acesso em 20 março 2011.
- [23] NORMAS TÉCNICAS – COELCE. *FORNECIMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA EM ALTA TENSÃO – 69 KV. NT-004/2011 R-05*: resumos. Ceará, 2011. 69 p.
- [24] Datasheet *Film capacitors – Power Eletronic Capacitors*. Disponível em <http://www.epcos.com>. Acesso em 13 de Fevereiro de 2011.
- [25] LATHI, B.P. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2 ed . Porto Alegre: Artmed, 2007.

APÊNDICE A
(MODELAGEM DA IMPEDÂNCIA DE LINHA DO SISTEMA
SUPRIDOR DE ENERGIA DA CARGA EM ESTUDO)

A.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Na modelagem da impedância de linha do Capítulo 3 o transformador de distribuição considerado é de 225kVA (potência nominal do transformador). As perdas no cobre transformador de 225kVA é de 2800W. A tensão de linha no primário do transformador é de 13,8kVA. A tensão de linha no secundário do transformador é de 380V. Pela Tabela 3.5 [19] a impedância percentual do transformador é de 4,5%.

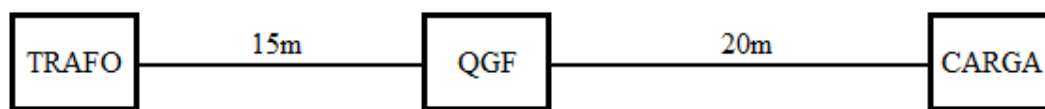


Figura A.1 – Percurso considerado para a impedância de linha de fase.

Regra de três simples para estipulação da potência de curto circuito no ponto de entrega da instalação. Tomando como elementos correlativos, dados obtidos a partir de um exemplo de [19] para determinação da corrente de curto circuito em um centro de controle de motores:

$$P_{ccpu} = \frac{P_{npu} \cdot P_{ccxepu}}{P_{nexepu}} = \frac{0,225 \cdot 119,511}{1} = 26,89 \quad (A.1)$$

Onde:

P_{ccpu} : potência de curto circuito em $[pu]$ suposta no ponto de entrega;

P_{npu} : potência nominal do transformador em $[pu]$ obtida através de [18];

P_{ccxepu} : potência de curto circuito em $[pu]$ do exemplo de [19];

P_{nexepu} : potência nominal do transformador em $[pu]$ de [19].

Potência de base:

$$P_b = 0,225 \quad (A.2)$$

Tensão de base:

$$V_b = 0,38 \quad (A.3)$$

A.2 – IMPEDÂNCIA REDUZIDA

$$X_{us} = \frac{P_b}{P_{ccpu}} = 8,37 \cdot 10^{-3} \quad (\text{A.4})$$

Onde:

X_{us} : reatância da impedância reduzida em $[pu]$;

P_b : potência de base;

P_{ccpu} : potência de curto circuito no ponto de entrega.

A impedância reduzida do sistema é:

$$\vec{Z}_{us} = R_{us} + jX_{us} = 8,37 \cdot 10^{-3} j \quad (\text{A.5})$$

Onde:

\vec{Z}_{us} : é a impedância reduzida em $[pu]$;

$R_{us} \approx 0 [pu]$.

A.3 – IMPEDÂNCIA DO TRANSFORMADOR

$$R_{pt} = \frac{P_{cu}}{10 \cdot P_{nt}} = 0,012 \quad (\text{A.6})$$

Onde:

R_{pt} : resistência percentual do transformador em $[pu]$;

P_{cu} : perdas no cobre do transformador de 225 kVA obtido da Tabela 3.4 [19];

P_{nt} : potência nominal do transformador, 225 kVA [18].

$$R_{ut} = R_{pt} \cdot \left(\frac{P_b}{P_{nt}} \right) \cdot \left(\frac{V_{nt}}{V_b} \right)^2 = 0,012 \quad (\text{A.7})$$

Onde:

R_{ut} : resistência em $[pu]$ do transformador;

V_{nt} : tensão de linha nominal do transformador no secundário;

V_b : tensão de base considerada.

$$X_{pt} = \sqrt{Z_{pt}^2 - R_{pt}^2} = 0,043 \quad (\text{A.8})$$

Onde:

X_{pt} : reatância percentual do transformador em $[pu]$;

Z_{pt} : impedância percentual do transformador de 225 kVA obtido da Tabela 3.5.

$$X_{ut} = X_{pt} \cdot \left(\frac{P_b}{P_{nt}} \right) \cdot \left(\frac{V_{nt}}{V_b} \right)^2 = 0,043 \quad (\text{A.9})$$

X_{ut} : resistência em $[pu]$ do transformador.

$$\bar{Z}_{ut} = R_{ut} + jX_{ut} = 0,012 + 0,043j \quad (\text{A.10})$$

Onde:

\bar{Z}_{ut} : é a impedância do transformador em $[pu]$.

A.4 – IMPEDÂNCIA QUE LIGA O TRANSFORMADOR AO QGF

$$I = \frac{P_{nt}}{\sqrt{3} \cdot V_{nt} \cdot N_{cl}} = 85,463 \quad (\text{A.11})$$

Onde:

I : corrente que flui em cada condutor de fase em $[A]$;

N_{cl} : número de condutores por fase: 4.

Com o valor de corrente que flui em cada condutor de fase, dado pela equação, foi possível consultar a NBR5410 [19] e encontrar um condutor de 25 mm^2 para a fase.

$$R_{cl}\Omega = \frac{R_{ul}\Omega \cdot L_{cl}}{1000 \cdot N_{cl}} = 3,334 \cdot 10^{-3} \quad (\text{A.12})$$

Onde:

$R_{cl}\Omega$: resistência em $[\Omega]$ do condutor que liga o transformador ao QGF;

$R_{ul}\Omega$: resistência média do condutor de sequência positiva de 25 mm^2 , $0,8891 \text{ m}\Omega / \text{m}$;

L_{cl} : comprimento do trecho que liga o transformador ao QGF, suposto 15m;

N_{cl} : número de condutores por fase, suposto 4.

$$R_{uc1} = R_{cl}\Omega \cdot \frac{P_b}{1000 \cdot V_b^2} = 5,195 \cdot 10^{-3} \quad (\text{A.13})$$

Onde:

R_{uc1} : resistência em $[pu]$ do condutor que liga o transformador QGF.

$$X_{cl}\Omega = \frac{X_{ul}\Omega \cdot L_{cl}}{1000 \cdot N_{cl}} = 4,365 \cdot 10^{-4} \quad (\text{A.14})$$

Onde:

$X_{c1}\Omega$: reatância em $[\Omega]$ do condutor que liga o transformador ao QGF;

$X_{u1}\Omega$: reatância média do condutor de sequência positiva de 25 mm^2 , $0,1164 \text{ m}\Omega / \text{m}$.

$$X_{uc1} = X_{c1}\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} = 6,801 \cdot 10^{-4} \quad (\text{A.15})$$

Onde:

X_{uc1} : reatância em $[pu]$ do condutor que liga o transformador ao QGF.

$$\bar{Z}_{uc1} = R_{uc1} + jX_{uc1} = 5,195 \cdot 10^{-3} + 6,801 \cdot 10^{-4} j \quad (\text{A.16})$$

Onde:

\bar{Z}_{uc1} : é a impedância do trecho que liga o transformador ao QGF em $[pu]$.

A.5 – IMPEDÂNCIA DO BARRAMENTO DO QGF

$$R_{b1}\Omega = \frac{Rb\Omega \cdot Lb}{1000 \cdot Nb} = 5,811 \cdot 10^{-4} \quad (\text{A.17})$$

Onde:

$R_{b1}\Omega$: resistência em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF);

$Rb\Omega$: resistência média do barramento de 12 mm de largura por 2 mm de espessura, $0,9297 \text{ m}\Omega / \text{m}$;

Lb : comprimento do barramento do QGF, suposto $1,25 \text{ m}$;

Nb : número de barras por fase, suposto 2.

$$R_{ub1} = R_{b1}\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} = 9,054 \cdot 10^{-4} \quad (\text{A.18})$$

Onde:

R_{ub1} : resistência em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF).

$$X_{b1}\Omega = \frac{Xb\Omega \cdot Lb}{1000 \cdot Nb} = 1,787 \cdot 10^{-4} \quad (\text{A.19})$$

Onde:

$X_{b1}\Omega$: reatância em $[\Omega]$ do barramento do quadro geral de força (QGF);

$Xb\Omega$: reatância média do barramento de 12 mm de largura por 2 mm de espessura, $0,2859 \text{ m}\Omega / \text{m}$.

$$X_{ub1} = X_{b1}\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} = 2,784 \cdot 10^{-4} \quad (\text{A.20})$$

Onde:

X_{ub1} : reatância em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF).

$$\bar{Z}_{ub1} = R_{ub1} + jX_{ub1} = 9,054 \cdot 10^{-4} + 2,784 \cdot 10^{-4} j \quad (A.21)$$

Onde:

\bar{Z}_{ub1} : é a impedância do barramento do QGF em $[pu]$.

A.6 – IMPEDÂNCIA QUE LIGA O QGF À CARGA

Após obter o valor da corrente de linha consumida pela carga, através da simulação, foi feita uma consulta a NBR 5410, constatando assim que o condutor ideal seria o de 10 mm^2 .

$$R_{c2\Omega} = \frac{R_{u2\Omega} \cdot L_{c2}}{1000 \cdot N_{c2}} = 0,044 \quad (A.22)$$

Onde:

$R_{c2\Omega}$: resistência em $[\Omega]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga;

$R_{u2\Omega}$: resistência média do condutor de sequência positiva de 10 mm^2 , $1,2221 \text{ m}\Omega / \text{m}$;

L_{c2} : comprimento do trecho que o QGF à carga, suposto 20 m ;

N_{c2} : número de condutores por fase, suposto 1.

$$R_{uc2} = R_{c2\Omega} \cdot \frac{P_b}{1000 \cdot V_b^2} = 0,069 \quad (A.23)$$

Onde:

R_{uc2} : resistência em $[pu]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga.

$$X_{c2\Omega} = \frac{X_{u2\Omega} \cdot L_{c2}}{1000 \cdot N_{c2}} = 2,414 \cdot 10^{-3} \quad (A.24)$$

Onde:

$X_{c2\Omega}$: reatância em $[\Omega]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga;

$X_{u2\Omega}$: reatância média do condutor de sequência positiva de 10 mm^2 , $0,1207 \text{ m}\Omega / \text{m}$.

$$X_{uc2} = X_{c2\Omega} \cdot \frac{P_b}{1000 \cdot V_b^2} = 3,761 \cdot 10^{-3} \quad (A.25)$$

Onde:

X_{uc2} : reatância em $[pu]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga.

$$\vec{Z}_{uc2} = R_{uc2} + jX_{uc2} = 0,069 + 3,761 \cdot 10^{-3} j \quad (\text{A.26})$$

Onde:

\vec{Z}_{uc2} : é a impedância do trecho que liga o QGF à carga em $[pu]$.

$$\vec{Z}_{utot} = \vec{Z}_{us} + \vec{Z}_{ut} + \vec{Z}_{uc1} + \vec{Z}_{ub1} + \vec{Z}_{uc2} = 0,056 + 0,036 j \quad (\text{A.27})$$

Onde:

\vec{Z}_{utot} : impedância total de linha em $[pu]$ entre a fonte de tensão e a carga em estudo.

$$Z_b = \frac{V_b^2}{P_b} = 0,642 \quad (\text{A.28})$$

Onde:

Z_b : é a impedância de base em $[\Omega]$.

$$|\vec{Z}_{tot}| = Z_b \cdot |\vec{Z}_{utot}| = 0,067 \quad (\text{A.29})$$

$$\angle \vec{Z}_{tot} = \angle \vec{Z}_{utot} = 0,57 \quad (\text{A.30})$$

Onde:

$|\vec{Z}_{tot}|$: módulo da impedância total em $[\Omega]$;

$\angle \vec{Z}_{tot}$: ângulo da impedância total em $[\Omega]$ em $[rad]$, radianos;

$\angle \vec{Z}_{utot}$: ângulo da impedância total em $[pu]$.

A.7 – IMPEDÂNCIA DO NEUTRO NO BARRAMENTO NO QGF

$$R_{b1\Omega} = \frac{R_{b\Omega} \cdot L_b}{1000 \cdot N_b} = 1,162 \cdot 10^{-3} \quad (\text{A.31})$$

Onde:

$R_{b1\Omega}$: resistência em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF);

$R_{b\Omega}$: resistência média do barramento de 12 mm de largura por 2 mm de espessura, 0,9297 m Ω /m;

L_b : comprimento do barramento do QGF, suposto 1,25 m;

N_b : número de barras por neutro, suposto 1.

$$R_{ub1} = R_{b1\Omega} \cdot \frac{P_b}{1000 \cdot V_b^2} = 1,811 \cdot 10^{-3} \quad (\text{A.32})$$

Onde:

$Rub1$: resistência em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF).

$$Xb1\Omega = \frac{Xb\Omega \cdot Lb}{1000 \cdot Nb} = 3,574 \cdot 10^{-4} \quad (A.33)$$

Onde:

$Xb1\Omega$: reatância em $[\Omega]$ do barramento do quadro geral de força (QGF);

$Xb\Omega$: reatância média do barramento de 12 mm de largura por 2 mm de espessura, 0,2859 m Ω / m .

$$Xub1 = Xb1\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} = 5,569 \cdot 10^{-4} \quad (A.34)$$

Onde:

$Xub1$: reatância em $[pu]$ do barramento do quadro geral de força (QGF).

$$\bar{Z}ub1 = Rub1 + jXub1 = 1,811 \cdot 10^{-3} + 5,569 \cdot 10^{-4} j \quad (A.35)$$

Onde:

$\bar{Z}ub1$: é a impedância do barramento do QGF em $[pu]$.

A.8 – IMPEDÂNCIA DO NEUTRO QUE LIGA O QGF À CARGA

Após obter o valor da corrente de linha consumida pela carga, através da simulação, foi feita uma consulta a NBR 5410, constatando assim que o condutor ideal seria o de 10 mm².

$$Rc2\Omega = \frac{Ru2\Omega \cdot Lc2}{1000 \cdot Nc2} = 0,08 \quad (A.36)$$

Onde:

$Rc2\Omega$: resistência em $[\Omega]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga;

$Ru2\Omega$: resistência média do condutor de sequência positiva de 10 mm², 4,0222 m Ω / m ;

$Lc2$: comprimento do trecho que o QGF à carga, suposto 20 m ;

$Nc2$: número de condutores por neutro, suposto 1.

$$Ruc2 = Rc2\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} = 0,125 \quad (A.37)$$

Onde:

$Ruc2$: resistência em $[pu]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga.

$$X_{c2}\Omega = \frac{X_{u2}\Omega \cdot L_{c2}}{1000 \cdot N_{c2}} = 0,055 \quad (\text{A.38})$$

Onde:

$X_{c2}\Omega$: reatância em $[\Omega]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga;

$X_{u2}\Omega$: reatância média do condutor de sequência positiva de 10mm^2 , $2,7639\text{ m}\Omega / \text{m}$.

$$X_{uc2} = X_{c2}\Omega \cdot \frac{Pb}{1000 \cdot Vb^2} = 0,086 \quad (\text{A.39})$$

Onde:

X_{uc2} : reatância em $[pu]$ do condutor que liga o quadro geral de força (QGF) à carga.

$$\vec{Z}_{uc2} = R_{uc2} + jX_{uc2} = 0,125 + 0,086j \quad (\text{A.40})$$

Onde:

\vec{Z}_{uc2} : é a impedância do trecho que liga o QGF à carga em $[pu]$.

$$\vec{Z}_{utot} = \vec{Z}_{us} + \vec{Z}_{ut} + \vec{Z}_{uc1} + \vec{Z}_{ub1} + \vec{Z}_{uc2} = 0,082 + 0,056j \quad (\text{A.41})$$

Onde:

\vec{Z}_{utot} : impedância total de linha em $[pu]$ entre a fonte de tensão e a carga em estudo.

$$|\vec{Z}_{tot}| = Z_b \cdot |\vec{Z}_{utot}| = 0,099 \quad (\text{A.42})$$

$$\angle \vec{Z}_{tot} = \angle \vec{Z}_{utot} = 0,598 \quad (\text{A.43})$$

Onde:

$|\vec{Z}_{tot}|$: módulo da impedância total em $[\Omega]$;

$\angle \vec{Z}_{tot}$: ângulo da impedância total em $[\Omega]$ em $[rad]$, radianos;

$\angle \vec{Z}_{utot}$: ângulo da impedância total em $[pu]$.

APÊNDICE B
(FATOR DE QUALIDADE)

B.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Segundo a referência [5], o fator de qualidade pode ser entendido como dois π vezes a relação da máxima energia armazenada e a potência dissipada em um ciclo a uma determinada frequência, ou como a relação entre a frequência de ressonância e a banda passante do filtro, limitada pelas frequências de corte, que fazem a potência de saída diferir de um ganho de 3dB (*Decibel*).

Analisando a primeira definição de que o fator de qualidade é dois π vezes a relação da máxima energia armazenada e a potência dissipada em um ciclo a uma determinada frequência, pode-se concluir:

$$Q = 2 \cdot \pi \frac{\frac{L \cdot I_p^2}{2}}{\frac{R \cdot I_p^2 \cdot T}{2}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot L}{T} \cdot \frac{1}{R} = \frac{|X_n|}{R} \quad (\text{B.1})$$

Onde:

$\frac{L \cdot I_p^2}{2}$: é a máxima energia armazenada caso a frequência seja muita alta a ponto da componente reativa do filtro ser devida a apenas o indutor. A mesma análise pode ser feita para o capacitor caso a frequência seja muito baixa. Essa consideração quanto a frequência facilita a demonstração;

$\frac{R \cdot I_p^2 \cdot T}{2}$: é a potência dissipada em um ciclo da rede obtida a partir da integral da potência dissipada em cima da componente resistiva do filtro em um intervalo de tempo que corresponde ao período da rede;

R e L : resistência e indutância do filtro;

T : período da rede;

I_p : corrente de pico que atravessa o filtro;

$|X_n|$: reatância indutiva do filtro na frequência de sintonia.

$$|X_n| = \omega \cdot n \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot n \cdot C} \quad (\text{B.2})$$

Onde:

ω : frequência angular fundamental;

n : ordem da frequência de sintonia;

C : capacitância do filtro.

$$|X_n| \cdot |X_n| = \omega \cdot n \cdot L \cdot \frac{1}{\omega \cdot n \cdot C} = \frac{L}{C}$$

$$|X_n| = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{B.3})$$

Considerando a equação (3.32), obtém-se:

$$\delta = \frac{\Delta f}{fn} = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} \Rightarrow \omega = \omega_n \cdot (1 + \delta) \quad (\text{B.4})$$

Considerando a impedância do filtro RLC série:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2} = R \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \delta \cdot \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right)^2} \quad (\text{B.5})$$

Segundo a referência [25] tem-se que o ganho de potência, analisando a parte resistiva do filtro, é de -3dB nas frequências de corte. Ou seja, na frequência de corte a potência de saída corresponde à metade da potência de entrada.

$$10 \cdot \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{in}}{2 \cdot P_{in}} \right) = -3,01 \quad (\text{B.6})$$

Onde:

P_{out} : é a potência de saída em cima do resistor do filtro na frequência de corte;

P_{in} : é a potência de entrada em cima do resistor do filtro na frequência de sintonia.

Assim:

$$|X| = R = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \Rightarrow \omega = \frac{R \cdot C \pm \sqrt{(R \cdot C)^2 + 4 \cdot L \cdot C}}{2 \cdot L \cdot C} \quad (\text{B.7})$$

Partindo de (B.3) e (B.7) e aplicando a segunda definição:

$$Q = \frac{\omega_n}{BP} = \frac{\omega_n}{\omega_1 + \omega_2}$$

$$\frac{\frac{Q \cdot R}{L}}{\frac{R \cdot C + \sqrt{(R \cdot C)^2 + 4 \cdot L \cdot C}}{2 \cdot L \cdot C} + \frac{R \cdot C - \sqrt{(R \cdot C)^2 + 4 \cdot L \cdot C}}{2 \cdot L \cdot C}} = Q \quad (\text{B.8})$$

Como se queria demonstrar.

Considerando (B.5) e (B.6):

$$|G|_{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \delta^2 \cdot \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right)^2}}{2} \right) \quad (\text{B.9})$$

- Se $Q = 10$ e $\delta = 1,5\%$, [8] $\Rightarrow -2,826\text{dB}$;
- Se $Q = 10$ e $\delta = 3\%$, [8] $\Rightarrow -2,359\text{dB}$;
- Se $Q = 50$ e $\delta = 1,5\%$, [8] $\Rightarrow -0,473\text{dB}$;
- Se $Q = 50$ e $\delta = 3\%$, [8] $\Rightarrow 1,932\text{dB}$.

$$\delta \approx \frac{1}{2 \cdot Q} \quad (\text{B.10})$$

A equação (B.10) relaciona o fator de qualidade do filtro com a banda passante do mesmo. Essa equação foi obtida a partir (B.7) e de [10].

APÊNDICE C
(APLICAÇÃO DO “fminsearch” AO DTF)

Determinação dos parâmetros do DTF ($L1$, $L2$, $C1$, $C2$ e $R = R1 = R2$) usando o MATLAB:

```
>>
```

```
%Construindo a função F(x) no m.file do MATLAB
```

```
function f = filtro(x)
```

```
%Função F(x) objetivo do filtro duplamente sintonizado (DTF)
```

```
F=1*(abs(x(1)+((50*x(1)*((1^2)-1))/(1))*i+((81*(50^2)*x(1)+3*50*x(1)*1*(9*(50^2)-((50*1)^2)-9)*i)/(9*(1^2)+(50^2)*(((1^2)-(9)^2)))*i)^2)+100000/(abs(x(1)+((50*x(1)*((3^2)-1))/(3))*i+((81*(50^2)*x(1)+3*50*x(1)*3*(9*(50^2)-((50*3)^2)-9)*i)/(9*(3^2)+(50^2)*(((3^2)-9)^2)))*i)^2)+100000/(abs(x(1)+((50*x(1)*((9^2)-1))/(9))*i+((81*(50^2)*x(1)+3*50*x(1)*9*(9*(50^2)-((50*9)^2)-9)*i)/(9*(9^2)+(50^2)*(((9^2)-9)^2)))*i)^2)+100000/(abs(x(1)+((50*x(1)*((15^2)-1))/(15))*i+((81*(50^2)*x(1)+3*50*x(1)*15*(9*(50^2)-((50*15)^2)-9)*i)/(9*(15^2)+(50^2)*(((15^2)-9)^2)))*i)^2);
```

```
>> x=[1];
```

```
>> format long;
```

```
>> [xmin,fxmin,conv,saida] = fminsearch('filtro',[1])
```

```
xmin =
```

```
0.21679687500000
```

```
fxmin =
```

```
29.73882949091939
```

```
conv =
```

```
1
```

```
saida =
```

```
iterations: 16
```

```
funcCount: 33
```

```
algorithm: 'Nelder-Mead simplex direct search'
```

```
>>
```

ANEXO
(MEDIÇÕES NO PONTO DE ENTREGA DO SISTEMA EM
ESTUDO)

Tabela I.1 - Valores máximos e mínimos de tensões e correntes.

Va[V]	Vb[V]	Vc[V]	Ia[A]	Ib[A]	Ic[A]
225,69	227,43	225,15	131,85	105,85	99,99
135,12	213,93	139,81	3,15	4,73	4,31

Tabela I.2 - Valores máximos e mínimos de potências trifásicas.

Wt[kW]	Qt[kvar]	St[kVA]
-0,29	18,87	68,23
-65,57	0,26	0,39

Tabela I.3 - Valores máximos e mínimos de fator de potência total trifásico, frequência, e distorções de corrente e tensão.

FPt	hVa[%]	hVb[%]	hVc[%]	hIa[%]	hIb[%]	hIc[%]	[Hz]
0,99	4,1	4,2	4,3	49,6	75,9	56,8	60,07
0,74	1,4	1,6	1,6	9,6	10,4	7,6	59,95