

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO DE CÉSAR TOLEDO CAMILO

**MELHORIA DE TENSÃO NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO
SECUNDÁRIA COM FILTRAGEM HÍBRIDA PARALELA**

VITÓRIA

2016

BRUNO DE CÉSAR TOLEDO CAMILO

**MELHORIA DE TENSÃO NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO
SECUNDÁRIA COM FILTRAGEM HÍBRIDA PARALELA**

Dissertação apresentada à Universidade Federal do Espírito Santo, como parte das exigências do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti

VITÓRIA

2016

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

C183m Camilo, Bruno de César Toledo, 1989-
Melhoria de tensão na rede de distribuição secundária com
filtragem híbrida paralela/ Bruno de César Toledo Camilo. –
2016.
118 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Energia elétrica - Qualidade. 2. Filtragem híbrida. I.
Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Universidade Federal do
Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

BRUNO DE CÉSAR TOLEDO CAMILO

**MELHORIA DE TENSÃO NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO
SECUNDÁRIA COM FILTRAGEM HÍBRIDA PARALELA**

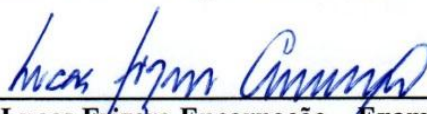
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo como parte dos requisitos necessários a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Aprovada em 12 de setembro de 2016.

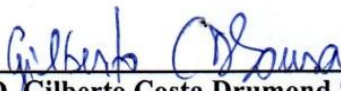
COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti – Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo – UFES



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação – Examinador interno
Universidade Federal do Espírito Santo – UFES



Prof. PhD. Gilberto Costa Drumond Sousa – Examinador externo
Universidade Vila Velha – UVV

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, ao meu pai, Júlio César; minha mãe, Marlene; e meu irmão, Douglas. Minha família, essa, que sempre apoiou todos os meus projetos pessoais e contribuiu para que eles fossem concretizados, incluindo esta dissertação.

De modo especial, ao meu orientador, Prof. Domingos, pela confiança depositada em mim. Tendo em vista os obstáculos que surgiram ao longo da trajetória, sem a relação saudável desenvolvida, certamente este trabalho não teria sido concluído com êxito.

Ao Centro de Ensino Bombeiro Militar de Santa Catarina, por permitir a finalização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma estratégia direcionada às concessionárias de energia elétrica, baseada em uma topologia específica de filtragem híbrida paralela, que visa solucionar problemas de nível, distorção e desequilíbrio de tensão em alimentadores residenciais de redes de distribuição secundária, promovendo assim melhorias na qualidade de energia elétrica. São expostos, avaliados e comparados diferentes métodos previstos na literatura para esse fim. Após esse estudo, propõe-se uma estratégia considerada adequada para o objetivo do trabalho, que é então modelada e simulada. Com base nos resultados obtidos em simulação, verifica-se a viabilidade da estratégia proposta.

PALAVRAS-CHAVE: filtragem híbrida, qualidade de energia elétrica.

ABSTRACT

This paper presents a strategy directed to the utilities, based on a specific topology of parallel hybrid filtering, to solve problems related to voltage level, distortion and imbalance in residential feeders of secondary distribution networks, thereby promoting improvements in power quality. Different methods proposed in literature for this goal are exposed, evaluated and compared. After that discussion, it is proposed a strategy considered appropriate, which is modeled and simulated. Based on the results obtained from simulations, the viability of the proposed strategy is verified.

KEYWORDS: hybrid filtering, power quality.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Normalização	17
1.2	Organização do trabalho	18
2	ASPECTOS DE QUALIDADE DE ENERGIA.....	20
2.1	Tensão em regime permanente	20
2.2	Harmônicos	21
2.2.1	Distorção harmônica de tensão	22
2.2.2	Distorção harmônica de corrente	25
2.3	Fator de potência.....	27
2.4	Desequilíbrio de tensão.....	27
3	FILTROS DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA.....	29
3.1	Filtros passivos.....	29
3.2	Filtros ativos.....	31
3.3	Filtros híbridos	32
4	SISTEMA PROPOSTO	34
4.1	Fonte.....	35
4.2	Transformador de potência	35
4.3	Alimentador	36
4.4	Cargas.....	37
4.4.1	Cargas lineares	39
4.4.2	Cargas não lineares	40
4.5	Filtro passivo.....	43
4.5.1	Banco de capacitores.....	44
4.5.1.1	Instante de chaveamento dos capacitores	45
4.5.1.2	Controle da inserção de capacitores	47
4.5.2	Indutor.....	49
4.6	Filtro ativo.....	50
5	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO	51
5.1	Compensação harmônica seletiva da corrente de carga.....	52
5.2	Isolação harmônica entre a fonte e a carga	53

5.3	Impedância ativa no ramo do filtro híbrido	55
5.3.1	Resistência ativa no ramo do filtro híbrido.....	55
5.3.2	Indutância ativa no ramo do filtro híbrido	56
5.4	Controle por detecção de tensão	58
5.5	Injeção variável de reativos na fundamental.....	59
5.6	Compensação de componentes de sequência negativa	60
5.6.1	Método 1	60
5.6.2	Método 2	63
5.7	Controle de tensão no elo CC do inversor do filtro híbrido.....	64
6	EXTRAÇÃO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS.....	66
6.1	Phase Locked Loop (PLL)	66
6.2	Teoria p-q.....	69
6.3	Sistema de referência síncrono	69
6.3.1	Extração de sinais contínuos.....	71
6.3.2	Extração de sinais alternados	73
7	RESULTADOS	77
7.1	Simulação com alimentador de cabo 4/0 AWG.....	79
7.1.1	Sem compensação.....	79
7.1.2	Apenas com capacitores.....	81
7.1.3	Apenas com filtragem passiva	83
7.1.4	Com filtragem híbrida.....	86
7.1.4.1	Indicadores de qualidade de energia.....	87
7.1.4.2	Barramento CC do inversor	90
7.1.4.3	Potência do filtro ativo.....	94
7.1.5	Outras análises	95
7.1.5.1	Melhor localização do filtro híbrido	95
7.1.5.2	Correntes no filtro ativo.....	98
7.1.5.3	Correntes harmônicas na fonte	100
7.2	Simulação com alimentador de cabos multiplexados	101
7.2.1	Sem compensação.....	101
7.2.2	Com filtragem híbrida.....	103
8	CONCLUSÕES	107
	REFERÊNCIAS.....	109

APÊNDICE A - Parâmetros do sistema simulado.....	114
APÊNDICE B – Código em C chamado na simulação.....	116
ANEXO A - Dados técnicos de cabos de alma de aço.....	119
ANEXO B - Dados técnicos de cabos multiplexados	120

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura básica de um filtro passivo inserido em um sistema elétrico de potência (SEP).....	29
Figura 2 - Estrutura básica de um filtro ativo série inserido em um SEP.....	31
Figura 3 - Estrutura básica de um filtro ativo em derivação inserido em um SEP.....	32
Figura 4 - Estrutura básica do filtro híbrido paralelo estudado	33
Figura 5 - Esquema de alimentador radial de distribuição secundária	34
Figura 6 - Retificador monofásico de onda completa a diodo com filtro capacitivo	41
Figura 7 - Circuito RLC equivalente para análise da resposta transitória	46
Figura 8 - Fluxograma do processo de conexão/desconexão de capacitores.....	48
Figura 9 – Estrutura do filtro ativo utilizado em simulação	50
Figura 10 - Circuito monofásico equivalente de um SEP com compensação híbrida paralela.....	51
Figura 11 - Transformação dq por fase e processo de filtragem	62
Figura 12 - Compensação de componentes de sequência negativa utilizando controlador SSI baseado em coordenadas dq.....	64
Figura 13 - Controle da tensão do barramento CC do inversor do filtro híbrido	64
Figura 14 - Esquema do circuito de sincronismo PLL	67
Figura 15 – Processo de extração de sinais contínuos.....	72
Figura 16 - Extração de sinais alternados utilizando controlador SSI baseado em coordenadas $\alpha\beta$	74
Figura 17 - Extração de sinais alternados utilizando controlador SSI baseado em coordenadas dq.....	75
Figura 18 - Esquema da metodologia de controle completa do filtro híbrido.....	77
Figura 19 – Variação do fator de demanda ao longo das simulações.....	78
Figura 20 – Tensões nas barras do alimentador sem compensação (valores em pu)	79
Figura 21 – DTT% nas barras do alimentador sem compensação (valores na escala decimal).....	80
Figura 22 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador sem compensação (valores na escala decimal).....	80
Figura 23 – FD% nas barras do alimentador sem compensação (valores percentuais).....	81
Figura 24 - Tensões nas barras do alimentador apenas com capacitores (valores em pu)	82

Figura 25 - DTT% nas barras do alimentador apenas com capacitores (valores na escala decimal)	82
Figura 26 - FD% nas barras do alimentador apenas com capacitores (valores percentuais)..	83
Figura 27 - Tensões nas barras do alimentador apenas com filtragem passiva (valores em pu).....	84
Figura 28 - DTT% nas barras do alimentador apenas filtragem passiva (valores na escala decimal)	85
Figura 29 – DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador apenas filtragem passiva (valores na escala decimal)	85
Figura 30 - FD% nas barras do alimentador com filtragem passiva (valores percentuais)	86
Figura 31 - Tensões nas barras do alimentador apenas com filtragem híbrida (valores em pu).....	87
Figura 32 - DTT% nas barras do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal)	88
Figura 33 - DTT% das barras usando filtragem passiva (à esquerda) e híbrida (à direita)	89
Figura 34 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal).....	89
Figura 35 - FD% nas barras do alimentador com filtragem híbrida (valores percentuais).....	90
Figura 36 - Tensões sobre os capacitores do braço com fio neutro (V)	91
Figura 37 - Magnitudes das correntes harmônicas (<i>Arms</i>) injetadas por CDC (à esquerda) e por C1 (à direita).....	92
Figura 38 – Tensão no barramento CC do inversor (V)	92
Figura 39 – Sinal de referência do gerador de pulsos PWM	93
Figura 40 – Esquema de medição de tensão e corrente no filtro ativo para cálculo da potência.....	94
Figura 41 - Potência aparente no filtro ativo (MVA)	95
Figura 42 - Tensões nas barras do alimentador apenas com o filtro híbrido instalado na 4ª barra (valores em pu).....	97
Figura 43 - DTT% das barras com o filtro híbrido instalado na 4ª barra (à esquerda) e na 7ª barra (à direita)	97
Figura 44 - FD% das barras com o filtro híbrido instalado na 4ª barra (à esquerda) e na 7ª barra (à direita)	97
Figura 45 - Potência aparente no filtro ativo instalado na 4ª barra (kVA)	98

Figura 46 - Forma de onda da corrente de neutro no filtro ativo (A)	99
Figura 47 - Corrente instantânea de neutro no filtro ativo ao longo da simulação (A)	99
Figura 48 - Níveis de corrente eficaz injetada pelo filtro ativo (A).....	100
Figura 49 - DTD% (verde), DTD3% (vermelha), DTD5% (lilás), DTD7% (azul) na entrada do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal).....	101
Figura 50 - Tensões nas barras do alimentador sem compensação (valores em pu)	102
Figura 51 - DTT% nas barras do alimentador sem compensação (valores na escala decimal)	102
Figura 52 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador sem compensação (valores na escala decimal).....	103
Figura 53 - FD% nas barras do alimentador sem compensação (valores percentuais)	103
Figura 54 - Tensões nas barras do alimentador apenas com filtragem híbrida (valores em pu).....	104
Figura 55 - DTT% nas barras do alimentador apenas filtragem híbrida (valores na escala decimal)	105
Figura 56 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal).....	105
Figura 57 - FD% nas barras do alimentador com filtragem híbrida (valores percentuais)...	106
Figura 58 - Potência aparente no filtro ativo (kVA).....	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (220/127)	21
Tabela 2 – Comparação das recomendações da ANEEL, IEEE e IEC para os valores máximos dos indicadores de distorção de tensão	24
Tabela 3 - Limites de distorção de corrente em sistemas de distribuição (IEEE Std 519).....	26
Tabela 4 – Resultado comparativos de simulações realizadas com cabos 4/0 AWG e multiplexado 120 mm ² , na condição de demanda de 1,15 pu.....	37
Tabela 5 - Valores eficazes das correntes harmônicas do retificador monofásico na fase “a” da barra 1	43
Tabela 6 – Sequência de acionamento dos bancos de capacitores	47
Tabela 7 - Momentos de ocorrência dos eventos na simulação.....	86
Tabela 8 – Parâmetros da fonte (BT).....	114
Tabela 9 – Parâmetros do transformador.....	114
Tabela 10 – Parâmetros do alimentador residencial com cabos de aço nu.....	114
Tabela 11 – Parâmetros do filtro passivo	115
Tabela 12 - Parâmetros do filtro ativo	115
Tabela 13 - Parametros da interface de simulação (PSCAD / EMTDC).....	115

1 INTRODUÇÃO

A falta de qualidade de energia pode ser definida como qualquer problema manifestado na amplitude, frequência ou forma da tensão e da corrente, podendo resultar em falha ou operação inadequada em equipamentos de consumidores (DUGAN, 2004, tradução nossa). A norma brasileira prevê que esses problemas englobam, entre outros: o nível tensão em regime permanente; os harmônicos de tensão e corrente; e o desequilíbrio de tensão (PRODIST, 2016).

A regulação do nível de tensão em sistemas de distribuição secundária pelas concessionárias de energia, ainda hoje, é realizada principalmente por meio da inserção de bancos de capacitores em derivação. Tal medida, no passado, era efetiva, uma vez que as cargas harmônicas se encontravam concentradas principalmente em polos industriais, logo, nesse aspecto, era mais fácil identificar e resolver os problemas decorrentes delas.

No entanto, no Brasil, principalmente após o racionamento de energia elétrica ocorrido entre os anos 2001 e 2002, a realidade do sistema elétrico mudou profundamente com a proliferação de cargas monofásicas não lineares em sistemas de distribuição residenciais, onde o terceiro harmônico é geralmente o dominante (NUNES, 2007; HERNANDEZ et al., 2013). O uso intensivo de equipamentos eletrônicos eficientes, sem controle de injeção de harmônicos de corrente, de fato permitiu uma economia de energia considerável. Contudo, deteriorou bastante a qualidade da energia elétrica.

Agora, a amplificação de componentes harmônicos devido à ressonância entre as indutâncias da linha e os bancos de capacitores tornou-se uma preocupação real para as concessionárias, pois limitar a distorção harmônica da tensão global do sistema pode ser considerada responsabilidade delas (IEEE, 2014). Portanto, verifica-se claramente a necessidade de soluções técnicas mais completas.

Filtros híbridos, constituídos pela associação de filtros ativos e passivos, combinam as vantagens de ambos, uma vez que melhoram as características de compensação de filtros passivos e permitem a redução das características nominais do filtro ativo. Em razão disso,

obtêm-se melhoras tanto em termos de custo quanto de desempenho (FUJITA; YAMASAKI; AKAGI, 2000).

A topologia a ser explorada neste trabalho consiste em um filtro híbrido composto por um filtro ativo série, baseado em detecção da tensão, ligado em cascata com um filtro passivo, para instalação paralela em alimentadores de distribuição secundária.

Alguns dos principais fatores que contribuem para a deterioração da qualidade da tensão na rede de distribuição são: a queda de tensão nos alimentadores, a injeção de correntes harmônicas por cargas não lineares e o desbalanceamento entre as fases. A fim de superá-los, diversas soluções já foram exploradas (SARCINELLI, 2005; AZEREDO, 2009; DE MELO, 2009; NUNES, 2011; CAIRES, 2014; DIXON et al., 2005; INZUNZA; AKAGI, 2005; HOCHGRAFF; LASSETER, 1998), porém, a maioria lida com cada um deles separadamente. Esta dissertação apresenta uma estratégia de controle do filtro híbrido que tem como finalidade minimizar os efeitos negativos de todos os fatores supracitados sobre as tensões nas barras de um alimentador residencial, simultaneamente e em tempo real, levando em consideração que a solução proposta não deve ser proibitivamente cara ou impraticável do ponto de vista computacional.

Em sistemas radiais de distribuição secundária, é comum que os alimentadores tenham de 5 a 7 postes, de acordo com dados fornecidos pela EDP Escelsa (informação verbal). O filtro híbrido deverá ser instalado em um dos postes, com a finalidade de melhorar o perfil de tensão ao longo de todo o alimentador, destacando que a definição do melhor ponto para a instalação é um dos objetos de estudo deste trabalho.

Os resultados apresentados foram obtidos a partir de simulações realizadas no software PSCAD / EMTDC.

1.1 Normalização

No Brasil, as exigências de conformidade da qualidade de energia são tratadas atualmente pelo Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica, dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), aprovado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) através de sua Resolução Normativa nº 664/2015; e pelo Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes, dos Procedimentos de Rede (PROREDE), aprovado pela ANEEL através de sua Resolução Normativa nº 461/2011. Ambos serão utilizados como referência neste trabalho.

Os PRODIST são documentos elaborados pela ANEEL que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica, e são mandatórios. Seu módulo 8 tem como funções definir procedimentos, terminologias, parâmetros e metodologias para apuração de indicadores, relativos à qualidade da energia elétrica, abordando a qualidade do produto e a qualidade do serviço prestado (PRODIST, 2016).

Os PROREDE são documentos de caráter normativo elaborados pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), aprovados pela ANEEL, que definem os procedimentos e os requisitos necessários à realização das atividades de planejamento da operação eletroenergética, administração da transmissão, programação e operação em tempo real no âmbito do SIN. Um dos objetivos do submódulo 2.8 é atribuir responsabilidades e estabelecer princípios e diretrizes para o gerenciamento de indicadores de qualidade de energia elétrica da rede básica (PROREDE, 2011). Esta norma será utilizada apenas como fonte de consulta para definição de parâmetros mínimos de qualidade de energia, uma vez que ela não é mandatória para sistemas de distribuição.

No contexto internacional, sobre o tema de distorção harmônica, há ainda duas referências importantes.

Uma delas é a norma europeia IEC série 61000, a qual tem ganhado força de lei em vários países da comunidade europeia. O Brasil é associado à *International Electrotechnical Commission* (IEC) através da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), com isso todas as normas IEC sem equivalente nacional aplicam-se ao País. Ela apresenta limites de distorção harmônica de tensão em redes de baixa tensão; e estabelece o máximo conteúdo harmônico de corrente que pode ser gerado por equipamentos individuais (não é pelo consumidor).

Outra é o guia americano, produzido pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), o IEEE Std 519 (2014): um conjunto de recomendações tomadas como referência por engenheiros de diversos países, mas que não possui força de lei. Além de apresentar limites de distorção harmônica, seu aspecto inovador é a divisão da responsabilidade de conter a poluição harmônica entre os consumidores e a concessionária. Convencionou-se que a limitação da distorção de tensão no ponto de ligação é dever da concessionária, e os limites de injeção de corrente harmônica, neste mesmo ponto, são encargo dos consumidores. Diferentemente da norma europeia, os limites de corrente harmônica são dados por consumidor, e não por equipamento.

A norma série IEC 61000 apresenta como vantagem o maior controle dos harmônicos de corrente injetados na rede por pequenos consumidores. Por outro lado, esse controle acarreta em custos mais elevados na produção de equipamentos.

Já o guia IEEE Std 519 diz expressamente que suas recomendações não podem ser aplicadas a equipamentos individuais nem a locais pertencentes à instalação do consumidor - somente são aplicáveis ao ponto de acoplamento comum (PAC).

1.2 Organização do trabalho

A organização dos assuntos tratados nesta dissertação é feita da seguinte maneira:

- O Capítulo 2 apresenta os aspectos de qualidade de energia pertinentes ao sistema desenvolvido, com base em normas.

- O Capítulo 3 esclarece resumidamente o que são filtros passivos, ativos e híbridos de sistemas elétricos de potência.
- O Capítulo 4 apresenta todas as partes físicas do sistema proposto.
- O Capítulo 5 explica diversas estratégias de controle aplicáveis à topologia de filtro híbrido estudada neste trabalho.
- O Capítulo 6 explana alguns de métodos de extração de componentes harmônicas de sinais.
- O Capítulo 7 traz os resultados das simulações realizadas, por meio de gráficos, tabelas e análises.
- O Capítulo 8 traz os comentários e conclusões sobre a proposta do filtro híbrido apresentada.

2 ASPECTOS DE QUALIDADE DE ENERGIA

No Brasil, a regulamentação dos indicadores de qualidade que devem ser atendidos pelas concessionárias de energia elétrica é de competência da ANEEL. Os aspectos de qualidade de energia em regime permanente ou transitório previstos nos PRODIST (2016) são estes:

- Tensão em regime permanente;
- Harmônicos;
- Fator de potência;
- Desequilíbrio de tensão;
- Flutuação de tensão;
- Variações de tensão de curta duração;
- Variação de frequência.

Apenas os quatro primeiros tópicos da lista anterior serão discutidos neste capítulo, pois os outros não serão utilizados neste trabalho.

A Resolução ANEEL nº 223 (2003) estabelece que tensão secundária de distribuição é aquela disponibilizada no sistema elétrico da concessionária, com valores padronizados inferiores a 2,3 kV. Como todo o estudo será realizado com base em um alimentador de distribuição secundária, cujo valor nominal de tensão de linha/fase é de 220/127 V, só serão expostos dados pertinentes a esse valor.

2.1 Tensão em regime permanente

O nível da tensão de alimentação em regime permanente é um tópico de extrema importância no fornecimento de energia, pois diz respeito ao valor esperado pelo consumidor na entrada de sua instalação. Alterações significativas desse valor podem levar a mau-funcionamentos e danos em equipamentos; e até mesmo a acidentes. A Tabela 1 mostra as faixas de classificação de tensões em regime permanente.

Tabela 1 - Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (220/127)

Tensão de Atendimento	Faixa de variação da Tensão de Leitura (Volts)
Adequada	$(202 \leq TL \leq 231)/(117 \leq TL \leq 133)$
Precária	$(191 \leq TL < 202)$ ou $(231 < TL \leq 233)/$ $(110 \leq TL < 117)$ ou $(133 < TL \leq 135)$
Crítica	$(TL < 191$ ou $TL > 233)/(TL < 110$ ou $TL > 135)$

Fonte: PRODIST (2016).

A seguir, seguem algumas definições necessárias para a compreensão da tabela anterior (PRODIST, 2015):

- Tensão de Atendimento (TA): valor eficaz de tensão no ponto de entrega ou de conexão, obtido por meio de medição. A TA pode ser classificada em adequada, precária ou crítica, de acordo com a leitura efetuada.
- Tensão de Leitura: valor eficaz de tensão, integralizado a cada 10 (dez) minutos, obtido de medição por meio de equipamentos apropriados.
- Tensão Nominal: valor eficaz de tensão pelo qual o sistema é designado.

Para a concessionária, o ideal é manter sempre a TA dentro da faixa “adequada”, caso contrário, ela pode ficar sujeita ao pagamento de compensações financeiras às unidades consumidoras submetidas a tensões de atendimento com transgressão. Portanto os valores considerados adequados na norma serão aqueles utilizados como referência ao longo do trabalho.

2.2 Harmônicos

Os harmônicos são os “poluidores” do sistema elétrico, por isso, é necessário que eles sejam restringidos por meio de normas que assegurem limites toleráveis. Alguns dos problemas gerados por eles são (SANTOS et al., 2006):

- Perdas adicionais e aquecimento em máquinas elétricas e capacitores;
- Sobretensões devido a ressonâncias;
- Aumento das perdas em condutores;
- Interferências em sistemas de comunicação e circuitos de proteção e controle;
- Aumento da corrente de neutro;
- Erros em instrumentos de medição convencionais;
- Redução da vida útil de lâmpadas incandescentes;
- Aumento das perdas nos transformadores e consequente necessidade de sobredimensionamento desses equipamentos.

Nos próximos tópicos discutir-se-á separadamente sobre a distorção harmônica de tensão e a de corrente.

2.2.1 Distorção harmônica de tensão

Existem dois indicadores que avaliam a distorção presente na tensão de alimentação em regime permanente: a distorção harmônica individual de tensão de ordem h (DITh%) e a distorção harmônica total de tensão (DTT%). Suas expressões matemáticas são:

$$\text{DITh}\% = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100 \quad (2.1)$$

$$\text{DTT}\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\text{máx}}} V_h^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (2.2)$$

A primeira estabelece os limites para cada componente harmônico V_h em função do valor fundamental V_1 da tensão de alimentação. A outra estabelece a relação entre o valor eficaz do conteúdo harmônico de tensão com $h \geq 2$ e o valor eficaz da fundamental, ou seja, ela mostra quão diferente a tensão está de uma senóide pura com frequência fundamental.

Os PRODIST (2016) recomendam que o espectro harmônico considerado para fins do cálculo da DTT% deva compreender uma faixa de frequências que considere desde a componente fundamental até, no mínimo, a 25ª ordem harmônica. Já os PROREDE (2011) estabelecem que devam ser utilizadas as tensões harmônicas de ordens 2 até 50. A IEC 61000-2-2 (2004), por sua vez, aconselha a utilização de $h_{\text{máx}} = 50$, entretanto, nos casos em que o risco de ressonância em ordens elevadas é baixo, ela propõe o uso $h_{\text{máx}} = 25$. O IEEE Std 519 (2014) é omissivo nesse aspecto.

Esses indicadores não se aplicam a fenômenos transitórios ou de curta duração que resultem em injeção de correntes harmônicas, como ocorre, por exemplo, na energização de transformadores ou em partida de unidades geradoras que utilizem equipamentos conversores de frequência (PROREDE, 2011).

A Tabela 2 mostra comparativamente as recomendações para a DTT% e as DITH% das quatro referências.

Tabela 2 – Comparação das recomendações da ANEEL, IEEE e IEC para os valores máximos dos indicadores de distorção de tensão

Norma		PRODIST Módulo 8	PROREDE Submódulo 2.8	IEEE Std 519	IEC 61000-2-2
Ordem harmônica		DIT%			
		$V \leq 1$ kV	$V \leq 69$ kV	$V \leq 1$ kV	$V(1\phi) \leq 420$ V ou $V(3\phi) \leq 690$ V
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,50	5,00	5,00	6,00
	7	6,50	5,00		5,00
	11	4,50	3,00		3,50
	13	4,00	3,00		3,00
	17	2,50	2,00		2,00
	19	2,00	2,00		1,76
	23	2,00	2,00		1,41
	25	2,00	2,00		1,27
	> 25	1,50	1,00		(*)
Ímpares múltiplas de 3	3	6,50	5,00		5,00
	9	2,00	3,00		1,50
	15	1,00	2,00		0,40
	21	1,00	2,00		0,30
	> 21	1,00	1,00		0,20
Pares	2	2,50	2,00		2,00
	4	1,50	2,00	1,00	
	6	1,00	2,00	0,50	
	8	1,00	1,00	0,50	
	10	1,00	1,00	0,50	
	12	1,00	1,00	0,46	
	> 12	1,00	1,00	(**)	
DTT%		10,00	6,00	8,00	8,00

(*) $2,27 \cdot (17/h) - 0,27$ (**) $0,25 \cdot (10/h) + 0,25$

Fonte: PROSDIT (2016), PROREDE (2011), IEC 61000-2-2 (2004), IEEE Std 519 (2014).

Nota: Dados adaptados pelo autor.

É possível tirar algumas conclusões a partir da tabela anterior. Nota-se, primeiramente, que os PRODIST têm as recomendações menos rígidas dentre os quatro documentos, tanto em relação à DTT% quanto às DITH%.

Os PROREDE, por sua vez, apresentam o menor DTT% da tabela, de 6%. É provável que esse valor seja tão baixo, pois a sua faixa de tensão vai até 69 kV. Independentemente disso, ele será levado em consideração.

O guia IEEE Std 519 traz uma inovação importante em relação à publicação de 1992, que é a de estabelecer limites de distorção para tensões menores que 1 kV. No mais antigo, a previsão era para tensões de até 69 kV (englobando as tensões abaixo de 1 kV), o que o tornava bem mais rígido: a recomendação para a DTT% era de 5% e, para as DITH%, de 3%. De qualquer forma, fica claro que esse documento não se preocupa muito com o nível de cada DITH% separadamente, já que estabelece um valor único para todos os harmônicos.

O que mais chama atenção na norma IEC 61000-2-2 é que ela é mais rígida em relação aos harmônicos de ordem mais elevada. É interessante comentar que somente ela e os PROREDE deixam claro que suas recomendações só valem para harmônicos de ordem menor que 50.

Para o nível de alimentação adotado, as recomendações definidas nos PRODIST (2016) são mandatórias. Entretanto, conforme a Tabela 2, dentre as normas analisadas, a mais rigorosa em relação ao indicador DTT% recomenda um valor máximo de 6%, o qual, obviamente, também atende aos PRODIST. Portanto, na análise dos resultados, ele será considerado o limite máximo aceitável de DTT%. A escolha dos valores de referência para os indicadores de DITH% seguirá a mesma lógica, logo os valores limites para DIT3% , DIT5% e DIT7% serão idênticos e iguais a 5%. Os outros harmônicos individuais não serão analisados separadamente.

2.2.2 Distorção harmônica de corrente

A limitação da distorção harmônica de corrente ainda não é prevista em normas nacionais, por isso, costumeiramente, são utilizadas como referência as normas da série IEC 61000 e o guia IEEE Std 519.

A IEC 61000-3-2 trata de equipamentos de menor potência, que drenam até 16 A por fase, dividindo-os em quatro categorias: A, B, C e D. Já a parte 61000-3-4 discorre sobre equipamentos com correntes de fase maiores que 16 A e menores que 75 A (NUNES, 2007). Como essas partes da norma abordam apenas as correntes harmônicas injetadas por

equipamentos individuais, não faz muito sentido discuti-las com mais detalhes neste trabalho, já que o foco não é analisar o comportamento de cargas específicas, e sim, do consumidor.

O IEEE Std 519 (2014) estabelece limites de injeção de harmônicos de corrente no PAC, por um único consumidor, sendo que os valores apresentados são função da razão entre a corrente de curto-circuito no PAC e a máxima corrente de carga na fundamental. Com isso, consegue-se limitar indiretamente a distorção de tensão que tais correntes harmônicas poderiam provocar.

A distorção total de demanda (DTD%) é a distorção total de corrente para a situação demanda máxima, calculada com base em um período de 15 ou 30 minutos, e não em um pico de demanda transitório. O autor optou por utilizar essa recomendação como referência para a distorção de corrente, já que ela trata de consumidores, e não de equipamentos. A Tabela 3 exhibe os dados trazidos pelo documento:

Tabela 3 - Limites de distorção de corrente em sistemas de distribuição (IEEE Std 519)

Máxima distorção de corrente harmônica (%) em função de I_L						
$\frac{I_{SC}}{I_L}$	Ordem h dos harmônicos individuais ímpares (120 V - 69 kV)					DTD%
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	
< 20*	4	2	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 < 100	10	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 1000	12	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
Os harmônicos pares são limitados a 25% do harmônico ímpar superior						
Distorções de corrente que resultam em componentes CC não são permitidas. Ex.: retificadores de meia onda						
* Todos os equipamentos de geração de potência estão limitados a estes valores de distorção de corrente, a despeito do valor de I_{SC}/I_L						
I_{SC} = máxima corrente de curto-circuito no PAC						
I_L = corrente fundamental durante demanda máxima						

Fonte: IEEE Std 519 (2014).

Pela tabela anterior, nota-se que o IEEE Std 519 é bastante criterioso com a questão da injeção de correntes harmônicas pelos consumidores individuais. A relação I_{SC}/I_L mostra o impacto relativo que um determinado cliente pode causar na rede. Um consumidor com demanda pequena em relação à corrente de curto-circuito disponível no PAC dificilmente

causará perturbações consideráveis no sistema. Assim, para tal cliente é permitida uma injeção maior de corrente harmônica corrente. Por outro lado, um grande cliente, com I_L elevada em relação à corrente de falha disponível, lidará com limites mais rigorosos.

2.3 Fator de potência

Por definição, o fator de potência é a razão entre a potência ativa e a raiz quadrada da soma dos quadrados das potências ativa e reativa, demandadas em um mesmo período especificado.

De acordo com os PRODIST (2016), o controle do fator de potência no PAC de unidades consumidoras do Grupo B deve estar compreendido entre 0,92 e 1,00; e será efetuado por medição individual permanente e facultativa, observada a regulamentação vigente. O grupo B (baixa tensão) é caracterizado por unidades consumidoras atendidas em tensão inferior a 2,3 kV, com tarifa monômnia (aplicável apenas ao consumo).

Entretanto, por meio da Resolução nº 414 (2013), a ANEEL estabeleceu que as unidades consumidoras do grupo B não podem ser cobradas pelo excedente de reativos devido ao baixo fator de potência, e essa é a regra atual.

Que fique claro que o fator de potência não é objeto de análise no trabalho, uma vez que a qualidade de energia é avaliada pela ótica da concessionária, e não dos consumidores. No entanto, como ele é utilizado no dimensionamento do modelo do sistema elétrico de potência simulado, optou-se por trazer seu conceito.

2.4 Desequilíbrio de tensão

Os PRODIST (2016) estabelecem que o desequilíbrio de tensão é basicamente um fenômeno associado à alterações dos padrões trifásicos do sistema de distribuição. A IEC 61000-2-2 (2004) traz uma definição mais completa: ela explica que o desequilíbrio é uma condição, em

um sistema polifásico, na qual os valores das componentes fundamentais das tensões de linha (valores rms), ou os ângulos de fase entre tensões de linha consecutivas, não são todos iguais. O fator de desequilíbrio (FD%) é o indicador que mede esse grau de desigualdade.

A expressão mais prática e usual para o cálculo do FD% é a dada na Equação 2.3 (PROREDE, 2011; PRODIST, 2014a), que exprime a relação entre as magnitudes das componentes de sequência negativa (V_-) e sequência positiva (V_+) da tensão, em termos percentuais. As normas IEEE Standard 519 (2014) e IEC 61000-2-2 (2004) trazem outras expressões para o cálculo do fator de desequilíbrio, entretanto elas não serão utilizadas neste trabalho.

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} \cdot 100 \quad (2.3)$$

A norma brasileira ainda não definiu um valor de referência para o FD% em redes com tensão secundária, limitando-se a dizer que nos barramentos do sistema de distribuição, com exceção da baixa tensão, o FD% deve ser igual ou inferior a 2% (PRODIST, 2014a). Como não há previsão, na análise dos resultados, será utilizado como referência este mesmo valor limite de 2%.

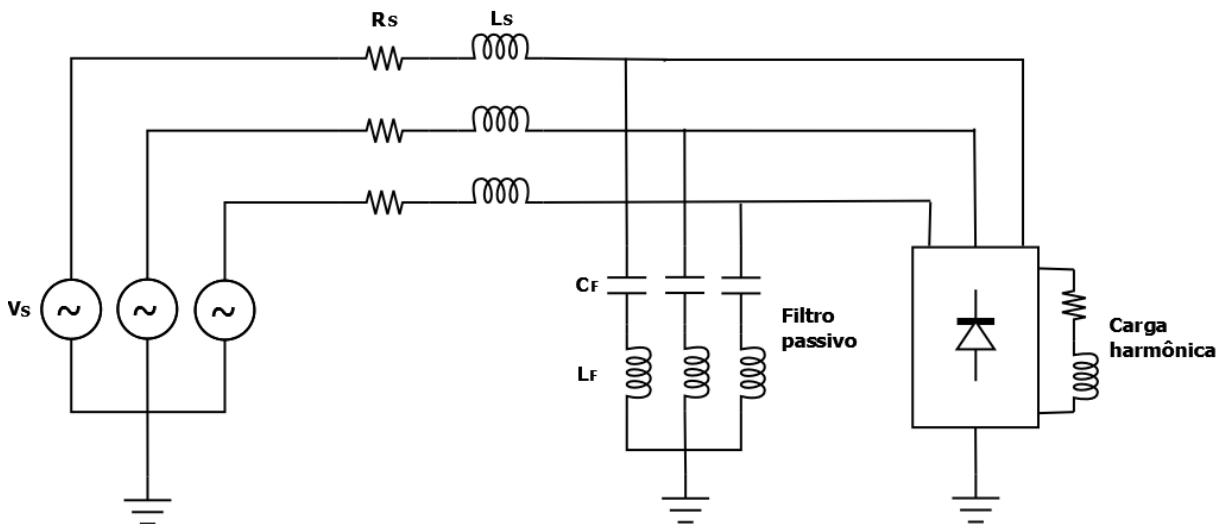
3 FILTROS DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Neste capítulo serão apresentados os filtros de potência, que podem ser dos tipos passivo, ativo ou híbrido. São equipamentos que têm a função básica de mitigar problemas de distorção de correntes e/ou tensões em sistemas elétricos.

3.1 Filtros passivos

A solução clássica para suprimir a circulação de correntes harmônicas em sistemas elétricos é o uso de filtros passivos conectados em derivação no alimentador, os quais tipicamente consistem em células LC séries, sintonizadas na frequência que se deseja eliminar, conforme mostra a Figura 1.

Figura 1 - Estrutura básica de um filtro passivo inserido em um sistema elétrico de potência (SEP)



A frequência de ressonância f_0 do filtro passivo é aquela em que suas reatâncias indutiva e capacitiva se anulam, resultando na equação a seguir:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \quad (3.1)$$

Desenvolvendo a equação anterior, pode-se chegar ainda à Equação 2.2, na qual “h” é a ordem harmônica da frequência de ressonância desejada; X_{C1} é a reatância capacitiva do filtro na fundamental; e X_{L1} é a reatância indutiva do filtro na fundamental.

$$h^2 = \frac{X_{C1}}{X_{L1}} \quad (3.2)$$

As características de filtragem dos filtros passivos são fortemente afetadas pela impedância da fonte, fato que pode trazer uma série de problemas (FUJITA; AKAGI, 1991) que desestimulam a utilização desses equipamentos, a saber:

- A impedância da fonte não é um dado preciso, podendo, inclusive, variar de acordo com a configuração do sistema. Isso dificulta bastante a fase de projeto.
- Na presença de tensões harmônicas originárias da fonte, podem surgir correntes harmônicas elevadíssimas circulando pela rede e pelo filtro passivo. No pior dos casos, a impedância do filtro entra em ressonância série com a impedância da fonte. Para contornar esse problema, geralmente os filtros passivos não são sintonizados exatamente nas frequências harmônicas, e sim com um ligeiro deslocamento no espectro (POMILIO; DECKMANN, 2009). Essa solução, entretanto, obviamente deteriora a capacidade de filtragem do equipamento.
- É possível que em uma determinada frequência harmônica ocorra ressonância paralela entre a reatância da fonte e a do filtro passivo. Isso causa o fenômeno de amplificação harmônica, que consiste basicamente em uma elevação da tensão no barramento do filtro.

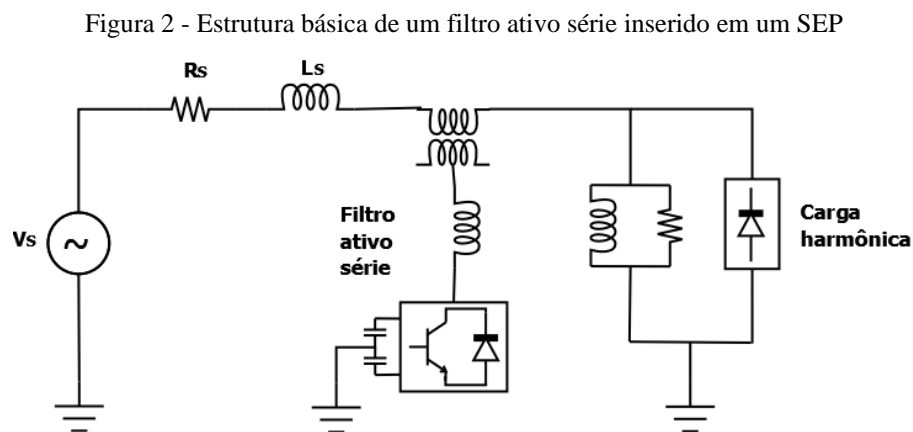
Para resolver os problemas inerentes dos filtros passivos, incontáveis estudos foram realizados até se chegar a uma solução baseada na utilização de inversores: os filtros ativos.

3.2 Filtros ativos

O filtro ativo de potência usa a capacidade que um conversor CC/CA tem de produzir tensões ou correntes alternadas com qualquer forma de onda seguindo uma referência, a qual está relacionada com as componentes da corrente (ou tensão) que se quer compensar. São possíveis as implementações de filtros série ou em derivação (POMILIO; DECKMANN, 2009).

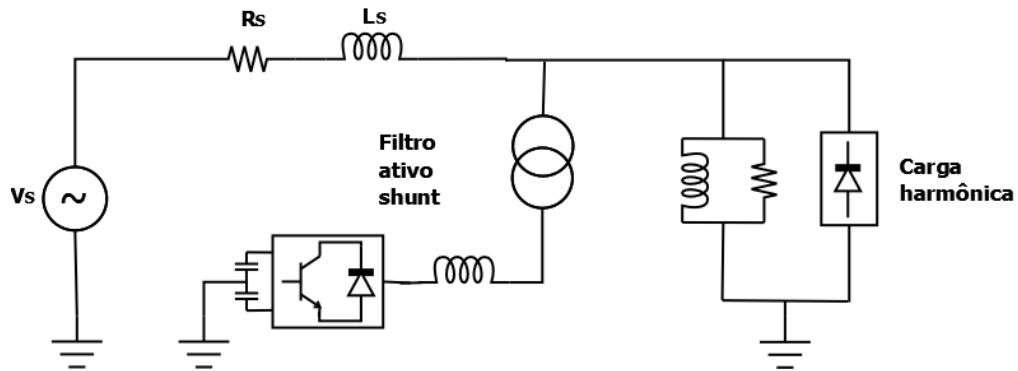
Neste trabalho, é feita a compensação de tensões harmônicas de sequência zero, ou seja, é necessário estabelecer um caminho para que as correntes dessa sequência passem. Por isso optou-se por um inversor convencional de três pernas com fio neutro diretamente ligado ao ponto central do barramento CC.

O objetivo do filtro ativo série (Fig. 2) é de minimizar distorções da tensão da fonte, corrigindo as eventuais componentes harmônicas presentes na tensão da rede local. A tensão produzida pelo filtro é uma pequena fração da tensão nominal da rede, enquanto a corrente que o percorre é a própria corrente da carga.



Já o filtro em derivação (*shunt*) tem a função de reduzir as correntes harmônicas que fluem pela rede elétrica, conforme mostra a Figura 3. O filtro deve ser capaz de injetar uma corrente que compense a corrente harmônica da carga, de tal forma que a corrente que circula na rede seja, idealmente, apenas a fundamental. A tensão sobre filtro é a própria tensão do seu barramento, enquanto a corrente que o percorre é a corrente de compensação.

Figura 3 - Estrutura básica de um filtro ativo em derivação inserido em um SEP



Assim como os filtros passivos, os ativos também apresentam algumas desvantagens que devem ser levadas em consideração (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007):

- Pode não ser tecnicamente viável implementar um inversor PWM de elevada potência nominal com resposta rápida suficiente para compensar os componentes harmônicos com eficiência.
- O custo inicial do filtro ativo é bem elevado, comparado com o de um filtro passivo.

Viu-se que tanto os filtros passivos quanto os ativos apresentam os problemas que muitas vezes os tornam inviáveis na prática. Fica então a dúvida: existe alguma abordagem que poderia resolver esses problemas?

3.3 Filtros híbridos

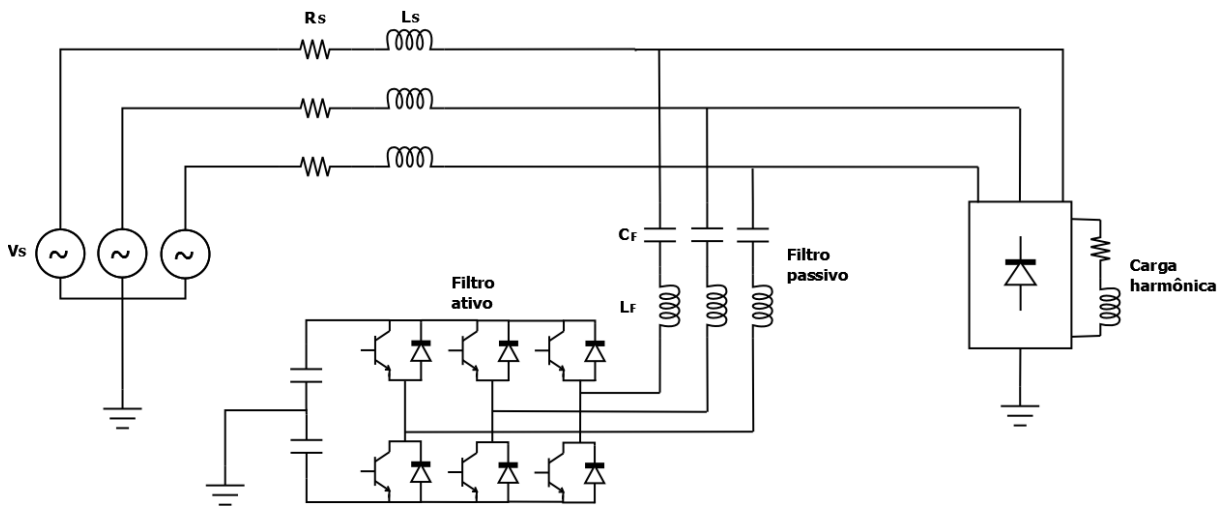
A fim de reduzir a potência a ser processada pelo filtro ativo, é possível utilizá-lo em associação com filtros passivos. A essa combinação dá-se o nome de filtro híbrido.

Em (SINGH et al., 2005) é possível encontrar uma pesquisa abrangente sobre inúmeras estruturas de filtros híbridos, classificadas em várias categorias, por meio do levantamento de mais de 150 publicações.

Neste trabalho, para evitar um desvio demasiado do tema, será discutida apenas a topologia a ser estudada, que consiste em um filtro ativo série ligado em cascata com um filtro passivo, conectados em derivação ao alimentador. A Figura 4 mostra a estrutura básica desse filtro inserido em um sistema de potência. Ele consiste em um único filtro passivo conectado diretamente ao filtro ativo.

Esse é um modelo cujo circuito é bastante simples e dispensa o uso de transformador, sendo bastante atrativo do ponto de vista prático, em razão dos seguintes fatores: estrutura simples, volume pequeno e baixo custo, comparado a outras topologias mais complexas.

Figura 4 - Estrutura básica do filtro híbrido paralelo estudado



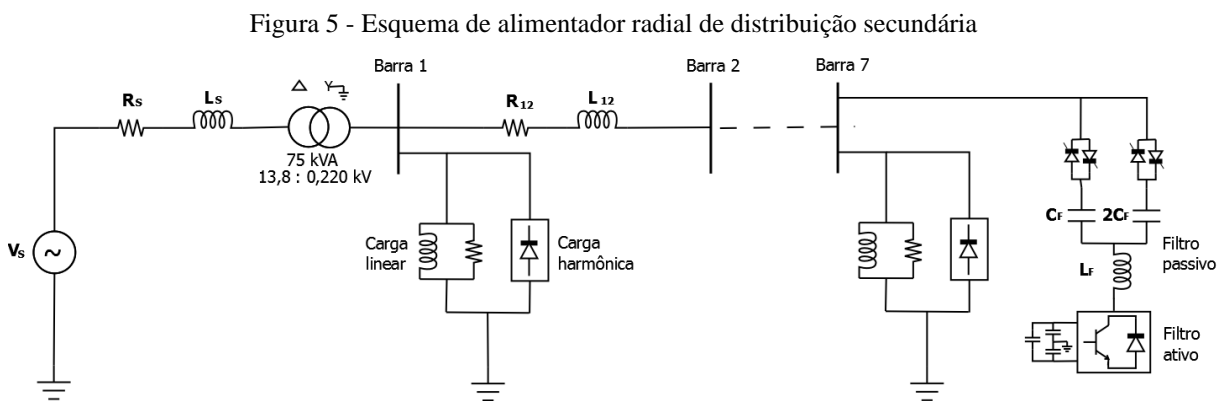
A grande vantagem dessa topologia é que o filtro passivo impõe uma impedância elevada na frequência fundamental de maneira que a componente fundamental da tensão aparece exclusivamente sobre ele. Isso faz com que a tensão a ser suportada pelo estágio ativo seja somente a tensão relativa às componentes harmônicas. Dessa forma, obtém-se uma redução considerável da potência nominal do filtro ativo.

A discussão mais detalhada sobre essa topologia será apresentada no Capítulo 4.

4 SISTEMA PROPOSTO

Este trabalho propõe a utilização de um filtro híbrido cuja finalidade é solucionar problemas de nível, distorção e desequilíbrio de tensão ao longo de um alimentador radial de distribuição secundária, garantindo que todas as barras se mantenham dentro de padrões adequados.

O estudo aqui realizado será feito utilizando um sistema no qual o filtro híbrido é instalado na sétima (última) barra de um alimentador radial de distribuição trifásica de 220 V, composto por sete postes, como mostra a Figura 5. A justificativa do local de instalação do filtro será apresentada no Capítulo 7.



Costumeiramente, a maior preocupação das concessionárias, em termos de qualidade do fornecimento de energia elétrica, é manter os níveis de tensão das barras dentro dos limites permitidos. Por isso, a primeira preocupação é exatamente garantir que a tensão se mantenha num nível adequado em todas as sete barras do alimentador, em qualquer condição de carga.

A seguir, há a preocupação de manter as distorções harmônicas individuais e totais nas barras abaixo dos limites previstos pela norma. O filtro híbrido deverá ser capaz de corrigir os harmônicos de tensão mais dominantes no sistema de distribuição secundária, que são o 3º, o 5º e o 7º. Nada impede que ele seja utilizado pra filtrar outras frequências, entretanto, é importante lembrar que quanto maior o conteúdo harmônico a ser filtrado, maior será a potência nominal do filtro e a complexidade computacional para implementar sua lógica de controle.

Por fim, há ainda a necessidade minimizar o desequilíbrio de tensão nas barras do alimentador.

Nos próximos subcapítulos será esclarecido como a fonte, o transformador de potência o alimentador e as cargas foram dimensionados. Em seguida serão discutidas com detalhes as características e as funções específicas do filtro passivo e do ativo idealizados neste trabalho. Assim será possível visualizar e compreender com clareza o sistema simulado.

O APÊNDICE A traz resumidamente todos os parâmetros sistema simulado.

4.1 Fonte

A tensão da fonte é modelada como uma parcela ideal de 1,0 pu e frequência fundamental de 60 Hz, e outra parcela de 0,01 pu de quinto harmônico para verificar o comportamento do filtro híbrido frente a essa distorção.

O alimentador de distribuição primária, ao qual o transformador de potência é conectado, é representado pela impedância de curto-circuito no ponto de conexão, dado fornecido pela concessionária.

4.2 Transformador de potência

Analisar os efeitos da distorção harmônica sobre o transformador de potência não está entre os objetivos deste trabalho. Portanto optou-se por utilizar a configuração “ideal” do modelo de transformador do programa PSCAD / EMTDC. Nela só é considerada a indutância de dispersão do transformador, desprezando o ramo de magnetização e, por consequência, possíveis efeitos causados pela saturação do núcleo. As resistências dos enrolamentos primário e secundário, que representam as perdas no cobre, foram incorporadas à resistência da fonte. A ligação utilizada foi delta-estrela aterrado.

4.3 Alimentador

Dados práticos dos procedimentos de distribuição de energia em baixa tensão consideram, em situações normais, uma distância média entre postes de 40 metros para áreas urbanas, sendo que em geral os alimentadores compreendem até sete postes (informação verbal). Sendo assim, o sistema simulado será composto por sete postes separados por distâncias de 40 metros. Por simplicidade, considera-se que a seção do cabo é a mesma em todo o alimentador secundário.

A corrente na linha de distribuição secundária analisada sugere o uso do cabo 4/0 AWG (condutores nus com alma de aço) ou do cabo de 120 mm² multiplexado, cujas resistências e indutâncias por quilômetro são mostradas nos ANEXOS A e B.

Os cabos multiplexados vêm sendo muito utilizados pelas concessionárias de energia, em substituição aos condutores nus com alma de aço, devido ao fato de facilitarem a distribuição, minimizarem as quedas de tensão no alimentador, além de dificultarem os furtos de energia elétrica.

Uma importante característica dos cabos multiplexados é o fato de sua reatância indutiva apresentar um valor bem menor em comparação aos seus concorrentes, daí o motivo deles apresentarem uma queda de tensão menor. No entanto, a redução do valor da relação (L/R) da linha de distribuição implica na necessidade de uma compensação de reativos maior para aplicar uma mesma elevação de tensão.

A Tabela 4 mostra comparativamente os resultados de simulações realizadas com ambos os tipos de cabos, sem o uso de qualquer tipo de compensação, na condição de demanda de 1,15 pu.

Tabela 4 – Resultado comparativos de simulações realizadas com cabos 4/0 AWG e multiplexado 120 mm², na condição de demanda de 1,15 pu.

Barra	Cabo 4/0 AWG			Cabo multiplexado 120 mm ²		
	<i>Tensão eficaz (pu)</i>	<i>DTT%</i>	<i>FD%</i>	<i>Tensão eficaz (pu)</i>	<i>DTT%</i>	<i>FD%</i>
1	0,921	4,29	1,21	0,932	7,53	1,32
2	0,892	6,14	1,71	0,917	7,88	1,41
3	0,868	7,79	2,14	0,904	8,17	1,50
4	0,851	9,19	2,49	0,894	8,39	1,57
5	0,838	10,35	2,76	0,886	8,55	1,63
6	0,829	11,33	2,95	0,881	8,66	1,67
7	0,825	11,93	3,05	0,879	8,71	1,70
Limite	0,921	6,00	2,00	0,921	6,00	2,00

Fica evidente pela tabela anterior que o uso de qualquer um dos dois cabos no sistema de distribuição proposto aqui demanda a implantação de medidas de melhoria da qualidade de energia.

De um lado, em alimentadores construídos com cabos 4/0 AWG, conclui-se que o aumento da indutância dos condutores deteriora bastante o perfil de tensão nas barras do sistema, em todos os aspectos avaliados. De outro, nota-se que os cabos multiplexados apresentam indicadores menos piores, que, no entanto, não dispensam a aplicação de equipamentos destinados a melhoria da qualidade de energia.

Portanto, neste trabalho, o sistema será simulado e analisado considerando duas construções distintas: com cabos 4/0 AWG e, depois, com cabos de 120 mm² multiplexados.

4.4 Cargas

A forma que as cargas foram consideradas na simulação remetem aos objetivos deste trabalho.

Em primeiro lugar, nas redes de distribuição, a variação da carga durante o dia pode gerar desequilíbrios consideráveis, o que inviabiliza a análise da penetração harmônica de um sistema de distribuição por meio de modelos equivalentes monofásicos, que consideram somente a sequência positiva da tensão. Por isso, para que a análise seja realista, é necessário que a modelagem do sistema seja feita levando em consideração suas características de carga desbalanceada, ou seja, considerando cada fase individualmente (MANJURE; MAKRAM, 2002).

Para controlar esse desbalanceamento na simulação, o autor criou o chamado Fator de Desbalanceamento (f_{desb}), que serve como referência para indicar o grau de desbalanceamento entre as fases. As cargas totais de cada barra são desbalanceadas de forma que as demandas das fases B e C, em relação à fase A, sejam de 85% e 70%, respectivamente, o que, na condição de demanda de 1,15 pu, resulta em um FD% de aproximadamente 3% para cabos de alma de aço e 1,7% para cabos multiplexados. O valor utilizado para alcançar esses resultados é de $f_{desb} = 0,7$. Para maior clareza do conceito, verifique a Equação 4.2.

O autor também tomou a liberdade de criar outra variável, a qual chamou de Fator de Divisão (f_{div}). Sua função é indicar a percentagem da carga total que corresponde à parcela linear da carga. O resto, naturalmente, corresponde à parcela não linear. As Equações 4.1 e 4.4 mostram como esse fator é aplicado nas cargas lineares e não lineares, respectivamente. A divisão entre as cargas é feita de forma a obter uma DTD% de aproximadamente 20%, em cada barra, na condição de demanda de 1,15 pu, o que resulta em $f_{div} = 0,79$. A escolha de 20% foi feita tomando como base os limites previstos na Tabela 3.

Há também o fator de potência (fp), que é necessário para tornar o SEP realista. O fp foi utilizado para caracterizar somente as cargas lineares, e foi convencionado como sendo sempre 0,92.

Sabe-se ainda que a demanda ao longo do dia é variável. Por isso, é importante que a simulação tenha flexibilidade para considerar essa variação. Para tanto é utilizado o Fator de Demanda (f_{dem}) do sistema, que nada mais é que a razão entre a demanda máxima num intervalo de tempo especificado e a carga instalada.

As cargas em cada um dos sete postes são iguais tanto em termos quantitativos como qualitativos, pois essa situação ilustra com mais fidelidade um alimentador residencial.

4.4.1 Cargas lineares

As cargas lineares conectadas em cada poste foram consideradas como sendo de impedância constante, representação que é considerada adequada pela própria ANEEL (AZEREDO, 2009). Assim, na simulação, a carga linear conectada em cada poste foi representada como uma indutância em paralelo com uma resistência.

Para calcular a resistência por fase da carga linear de cada uma das sete barras, primeiro calcula-se uma resistência de referência R_L , conforme a Equação 4.1. O cálculo é feito considerando os valores nominais da tensão de linha (V_{linha}) e da potência do trafo (S_{trafo}).

$$R_L = \frac{7 \cdot V_{linha}^2}{f_p \cdot f_{dem} \cdot f_{div} \cdot S_{trafo}} \quad (4.1)$$

A metodologia adotada para calcular as resistências de cada fase (R_a , R_b e R_c) foi a seguinte:

$$\begin{aligned} R_{La} &= R_L \\ R_{Lc} &= \frac{R_L}{f_{desb}} \\ R_{Lb} &= \frac{R_L}{\left(\frac{1 + f_{desb}}{2}\right)} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Isso equivale a dizer que as potências ativas absorvidas pelas fases B e C são frações daquela absorvida pela fase A.

O método para calcular a indutância por fase da carga linear de cada uma das sete barras segue a mesma lógica. Inicialmente, calcula-se uma indutância de referência L_{ref} :

$$L_{\text{ref}} = \frac{7 \cdot V_{\text{linha}}^2}{f_{\text{dem}} \cdot f_{\text{div}} \cdot \sqrt{S_{\text{trafo}}^2 \cdot (1 - fp^2)}} \quad (4.3)$$

Os cálculos realizados para calcular as indutâncias por fase L_a , L_b e L_c em relação à L_{ref} é idêntico àquele realizado para as resistências, portanto será omitido.

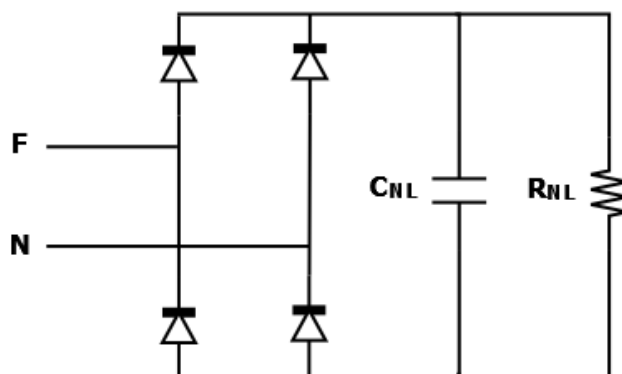
4.4.2 Cargas não lineares

A crescente introdução da eletrônica em equipamentos de consumidores residenciais vem causando um aumento considerável na injeção de harmônicos na rede, fato que pode causar prejuízos tanto para as concessionárias de energia quanto para os próprios consumidores.

Algumas das principais cargas não lineares residenciais são as lâmpadas fluorescentes compactas (LFCs), lâmpadas LED, televisores e os computadores. Elas possuem alta distorção harmônica de corrente (às vezes chegando a mais de 100%), e há pouco mais de uma década, não eram preocupantes, uma vez que a participação delas na demanda total do sistema era ínfima. Porém, com a popularização desses equipamentos nos últimos anos, as residências ligadas ao sistema elétrico começaram a injetar uma parcela considerável de harmônicos na rede (Y GONZALEZ et al., 2006)..

Em (NUNES, 2007; Y GONZALES; PIRES; SILVA, 2005), é possível constatar que o comportamento dessas cargas se aproxima muito daquele dos retificadores monofásicos de onda completa a diodo, com filtro capacitivo: conversores estáticos que convertem tensão alternada em contínua. A estrutura resultante dessa combinação está ilustrada na Figura 6, na qual R_{ret} representa uma carga propriamente dita e C_{ret} é a capacitância responsável por alisar a tensão de saída.

Figura 6 - Retificador monofásico de onda completa a diodo com filtro capacitivo



Existem diferentes abordagens para a modelagem de cargas não lineares, a saber:

- Em (DUGAN, 2004), afirma-se, com base em vários estudos, que é suficiente modelar as cargas harmônicas por fontes de correntes. Entretanto, (IEEE, 2014) aponta que essa aproximação é adequada apenas nos casos em que a DTT% no sistema simulado for inferior a 10%.
- Em (PENG, 2001; POMÍLIO; DECKMANN, 2007), os autores propõem a modelagem de retificadores a diodo com filtro capacitivo como fontes de tensão; e de conversores tiristorizados e de retificadores a diodo com carga predominantemente indutiva como fontes de corrente.

Levando em consideração as ponderações feitas, e sabendo que o sistema simulado é baseado em um alimentador de distribuição secundária residencial e que o tipo de carga não linear predominante é conhecido, o autor optou por modelar as cargas não lineares exatamente como retificadores monofásicos de onda completa a diodo com filtragem capacitiva, em vez de fontes de tensão ou de corrente, assim como foi feito em (CAIRES, 2014). A estrutura utilizada em simulação é a mesma da Figura 6.

Cada fase dos barramentos é ligada a um retificador. Dessa forma, a lógica para calcular a resistência por fase da carga não linear de cada uma das sete barras é bem semelhante àquela usada nos cálculos da carga linear. Primeiramente, calcula-se uma resistência de referência R_{NL} , conforme a Equação 4.4. A tensão V_{DC} representa a tensão na saída do retificador e, desconsiderando as quedas de tensão nos diodos, foi avaliada como sendo o valor de pico da

tensão de fase na condição nominal de 127 V. Portanto, convencionou-se seu valor como 180 V.

$$R_{NL} = \frac{7 \cdot 3 \cdot V_{DC}^2}{f_{dem} \cdot (1 - f_{div}) \cdot S_{trafo}} \quad (4.4)$$

Agora, para calcular as resistências das cargas não lineares de cada uma das fases das barras (R_{NLa} , R_{NLb} e R_{NLc}), usa-se os mesmo raciocínio do tópico anterior:

$$\begin{aligned} R_{NLa} &= R_{NL} \\ R_{NLc} &= \frac{R_{NL}}{f_{desb}} \\ R_{NLb} &= \frac{R_{NL}}{\left(\frac{1 + f_{desb}}{2}\right)} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Obviamente, para que a Equação 4.4 seja coerente, é necessário que a ondulação da tensão V_{DC} seja mínima, objetivo que é atingido por meio do dimensionamento correto do capacitor. Como neste trabalho um dos interesses é verificar o comportamento do sistema para demandas variadas e diferentes divisões entre cargas lineares e não lineares, a capacitância do retificador também assume um valor variável, de maneira que a razão entre a ondulação da tensão pico a pico sobre o capacitor $V_{DC(pp)}$ e a tensão máxima V_{DC} mantenha-se constante em qualquer situação. Na simulação, optou-se por manter esse valor em 5%. A fim de dimensionar a capacitância para obter esse valor, pode-se usar a Equação 4.6 (RASHID, 1999). A frequência f_{ret} é a frequência da ondulação da tensão de saída no retificador. No caso do monofásico de onda completa, esse valor é de 120 Hz. O símbolo “x” utilizado nessa equação é para indicar a que fase se refere a capacitância. O autor optou por não usar o tradicional fator de ondulação – a razão entre o valor eficaz da ondulação da tensão de saída e a tensão média na saída –, pois ele é mais difícil de ser verificado graficamente de forma visual.

$$C_{NLx} = \frac{1}{f_{ret} \cdot R_{NLx} \cdot \frac{V_{DC(pp)}}{V_{DC}}} \quad (4.6)$$

Para estimar a magnitude das correntes harmônicas e a DTD% dos consumidores, foram feitas medições em simulação, na fase “a” da carga da primeira barra, utilizando um cenário com as seguintes características: $f_{dem} = 1,15$; $f_{div} = 0,79$; $f_p = 0,92$; $f_{desb} = 0,7$. A Tabela 5 exibe os valores obtidos.

Tabela 5 - Valores eficazes das correntes harmônicas do retificador monofásico na fase “a” da barra 1

Correntes harmônicas das cargas									
<i>Ordem harmônica</i>	1	3	5	7	9	11	13	15	Total
<i>Corrente rms (A)</i>	28,15	3,79	3,26	2,33	1,27	0,57	0,28	0,40	28,95
<i>DTDh%</i>	-	13,44	11,58	8,28	4,5	2,02	0,99	1,42	20,27

4.5 Filtro passivo

O filtro passivo tem três funções:

- Injetar potência reativa na rede a fim de garantir níveis de tensão adequados nos barramentos do alimentador.
- Absorver correntes harmônicas produzidas pelas cargas.
- Impor uma alta impedância na frequência fundamental para que a tensão nessa frequência apareça exclusivamente sobre o filtro passivo. Isso resulta em uma tensão nula na fundamental aplicada sobre o filtro, o que reduz drasticamente a sua potência nominal.

A injeção de potência reativa pelo filtro passivo, apesar de interessante pela perspectiva da melhoria dos níveis de tensão, é uma questão delicada, pois ela pode ter alguns entraves. O primeiro deles refere-se à potência nominal do filtro ativo e o outro tem a ver com o tipo de cabo utilizado, conforme comentado anteriormente.

Como o filtro passivo e o ativo estão ligados em série, toda a corrente reativa de compensação na fundamental injetada pelos capacitores passa também pelo inversor. Isso pode causar um aumento considerável na potência nominal do filtro ativo.

O tipo de cabo utilizado no alimentador secundário (multiplexados ou condutores nus), por sua vez, altera a quantidade necessária de injeção de reativos para corrigir os níveis de tensão. Entende-se que esse fator pode até tornar a compensação reativa desnecessária ou até mesmo inviável, dependendo do caso.

4.5.1 Banco de capacitores

Uma vez que a amplitude da variação da carga ao longo do dia é considerável, é preferível ter níveis diferentes de compensação reativa. Por isso, alguns trabalhos propõem a conexão paralela de três capacitores de capacitâncias C , $2C$ e $4C$ (AZEREDO, 2009; NUNES, 2011). Desconsiderando a situação em que todos os capacitores estão desligados, essa escolha permite sete combinações diferentes entre os capacitores, o que dá bastante flexibilidade ao sistema em termos de compensação reativa para melhoria dos níveis de tensão. No entanto, tratando-se de um filtro passivo, se esse banco de capacitores for ligado a um único indutor por fase, haverá sete frequências de ressonância diferentes no filtro passivo, dependendo da ligação momentânea dos capacitores. Ou seja, a chance de ocorrer uma situação de ressonância entre a rede e o filtro passivo é grande. Além disso, no Capítulo 6 será explicado que esse fato pode criar alguns empecilhos para o sistema de controle do filtro ativo.

Em razão disso, verificou-se se a utilização de somente dois capacitores de capacitâncias $\frac{14}{3}C$ e $\frac{7}{3}C$ seria uma opção mais viável, uma vez que essa configuração só apresenta três combinações, desconsiderando aquela em que os dois capacitores estão desligados, ou seja, três possíveis frequências de ressonância no filtro passivo, dependendo do estado momentâneo dos capacitores. A conclusão foi que esta configuração também atende perfeitamente às recomendações dos PRODIST (2016) em termos de nível de tensão, considerando a demanda variando entre 25% e 115% no alimentador residencial, e, por isso, foi a escolhida para ser aplicada no filtro híbrido.

É possível calcular matematicamente o valor de capacitância necessário para elevar a tensão de um valor para outro (SARCINELLI, 2005), entretanto isso envolveria contas bastante trabalhosas e algumas aproximações. Em razão disso, o autor optou por verificar via

simulação a capacitância a ser instalada na última barra do alimentador para garantir tensões acima de 117 V em todas as barras do alimentador, em uma condição de $f_{dem} = 1,15$; $f_p = 0,92$; $f_{div} = 0,79$; e $f_{desb} = 0,7$.

A escolha de 117 V de tensão, e não de 127 V, deve-se ao fato de que o estado em que os dois capacitores estão ligados (capacitância máxima) seria subaproveitado, uma vez que uma pequena redução da demanda já seria suficiente para elevar as tensões nas barras do alimentador para níveis que demandariam o desligamento do menor capacitor. Além disso, esse incremento de 10 V causaria um aumento considerável da capacitância instalada e conseqüentemente da corrente reativa injetada, que, por sua vez, resultaria em um aumento da potência do filtro ativo. A simulação foi feita considerando a influência do indutor dimensionado para o filtro passivo.

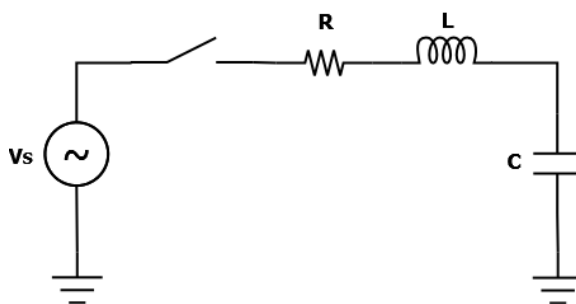
O controle da inserção dos capacitores é feito por pares de tiristores ligados em antiparalelo no lugar das chaves mecânicas, por serem mais precisos no instante de disparo. Essa característica é de extrema importância, pois o chaveamento dos capacitores podem causar transitórios de tensão acentuados na rede, o que, além de trazer possíveis prejuízos para a concessionária, acaba diminuindo a vida útil desses elementos (DIXON et al., 2005).

No texto, foi mencionado que o estado em que todos os capacitores estão desligados foi desconsiderado. Essa situação é indesejada, pois, com os capacitores curto-circuitados e a presença somente dos indutores, o sistema de controle do filtro ativo instabiliza. Caso seja necessário desconectar o banco de capacitores, é necessário que todo o filtro híbrido seja desconectado da rede elétrica.

4.5.1.1 Instante de chaveamento dos capacitores

A Figura 7 mostra o modelo de um banco de capacitores de capacitância C ligado a um sistema elétrico cuja fonte possui tensão V_s . A impedância equivalente vista dos seus terminais é representada pela indutância L e pela resistência R .

Figura 7 - Circuito RLC equivalente para análise da resposta transitória



A equação da corrente no tempo do circuito RLC anterior pode ser expressa como:

$$\frac{d^2 i(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot i(t) = \frac{de(t)}{dt} - e_0 \quad (4.7)$$

Onde $e(t) = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \theta)$ e e_0 é a tensão inicial no capacitor.

A solução da equação acima pode ser decomposta em duas partes: a corrente de regime permanente $i_R(t)$ e a corrente transitória $i_T(t)$, tal que $i(t) = i_R(t) + i_T(t)$. Como o objetivo é minimizar os transitórios causados pelo chaveamento dos capacitores, é desejável que $i(t)$ seja nula no instante do chaveamento, ou seja, $i_R(t)$ e $i_T(t)$ também devem ser nulas (CLOSE, 1996). Há duas premissas que devem ser obedecidas para que isso ocorra (TRARBACH, 1998):

1. Para que $i_R(t)$ seja nula, o chaveamento deve ocorrer no instante em que $i(t)$ passar por zero. Isso implica que a comutação deve ser realizada quando a tensão na rede for máxima, visto que a corrente no capacitor é adiantada em 90° em relação à tensão. Essa situação, entretanto, pode causar problemas caso o capacitor esteja descarregado.
2. O cancelamento do termo $i_T(t)$ se dá quando a tensão sobre o capacitor é igual à tensão da rede. Isso significa que idealmente o capacitor deve ser previamente carregado com o valor de pico da tensão da rede no momento da comutação.

Os tiristores em antiparalelo são capazes de atender à primeira condição com o auxílio de um medidor de tensão, contudo, somente com essas chaves não seria possível realizar uma pré-carga suave dos capacitores, logo a segunda condição não seria atendida. Por simulação, viu-se que atendendo somente a primeira premissa, já seria possível evitar transitórios acentuados nos

instantes de chaveamento. Em razão disso, foi descartada a hipótese de aplicar uma solução mais completa a fim de atender também à segunda premissa.

Como uma das funções do filtro híbrido é corrigir os desequilíbrios de tensão, não há necessidade de utilizar as medições de todas as fases no controle de chaveamento dos capacitores. Por isso, para determinar o instante de chaveamento dos capacitores, mede-se a tensão na fase A da barra 7 do alimentador, e, quando ela for máxima, o capacitor da fase A é chaveado. Conhecida a frequência da rede (60 Hz), os instantes de chaveamento dos capacitores das fases B e C são facilmente determinados: basicamente impõem-se atrasos de 0,00556 e 0,01111 segundos, respectivamente.

4.5.1.2 Controle da inserção de capacitores

Neste trabalho, diferente de Nunes (2011), que utilizou uma tabela estática como referência para definir o número de capacitores a ser conectado em cada intervalo de tensão, optou-se por usar uma estratégia semelhante à de Azeredo (2009), que implementou uma máquina de estados finitos para controlar a inserção de capacitores. Este método dá mais robustez e flexibilidade ao sistema.

A ideia básica por trás do controle é monitorar a tensão na barra em que os capacitores estão instalados. Com base no PRODIST (2016), adotou-se que, a cada período de amostragem T_A , se a tensão eficaz no último poste da rede for inferior a V_{min} , haverá a inserção automática de um conjunto de capacitores, de forma crescente, para aumentar a tensão eficaz. A sequência de inserção dos capacitores C_{F1} (menor) e C_{F2} (maior) pode ser vista na Tabela 6, onde a letra “L” representa “ligado” e a letra “D” representa “desligado”.

Tabela 6 – Sequência de acionamento dos bancos de capacitores

Controle de acionamento dos capacitores a partir da tensão no PAC		
<i>Estado</i>	C_{F1}	C_{F2}
LD	L	D
DL	D	L
LL	L	L

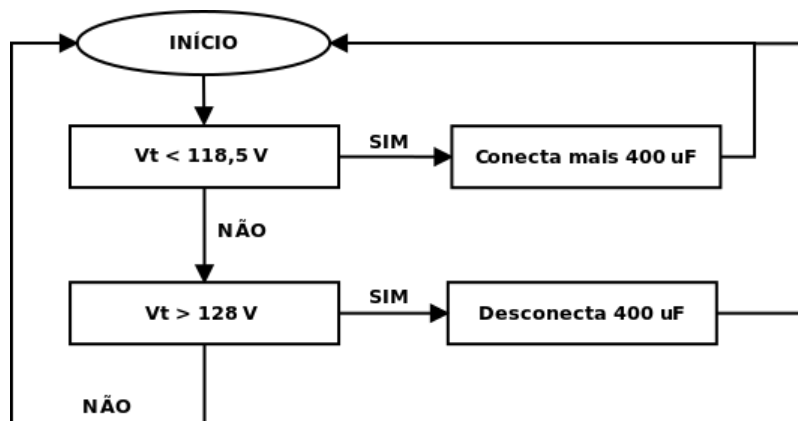
É também imperativo convencionar um valor de tensão máxima $V_{m\acute{a}x}$ para garantir que nas barras à montante daquela onde o banco está instalado as tensões não subam acima do valor de 133 V (PRODIST, 2016). Caso a tensão na barra do filtro ultrapasse o valor de $V_{m\acute{a}x}$, deve-se garantir a desconexão dos capacitores até que a tensão estabilize abaixo desse valor de segurança. Para tanto, segue-se a sequência inversa da Tabela 6.

Caso o valor de tensão medido na barra esteja dentro do intervalo entre $V_{m\acute{i}n}$ e $V_{m\acute{a}x}$, o estado não muda.

Para evitar que a saída do controle fique oscilando entre dois estados, a tensão de desconexão $V_{m\acute{a}x}$ deve ser superior à tensão de conexão $V_{m\acute{i}n}$ somada com o ganho inserido pelo degrau capacitivo.

Adotou-se o valor de $V_{m\acute{i}n}$ de 118,5 V para garantir uma tensão mínima de 117 V em todas as barras do alimentador. As simulações realizadas com diferentes condições de carga indicaram que os degraus de tensão causados pela inserção de capacitores na mudança de um estado para outro são de aproximadamente 9 V, ou seja, $V_{m\acute{a}x}$ deve ser maior que 127,5 V. Por isso, foi escolhido o valor de 128 V para $V_{m\acute{a}x}$. O fluxograma da Figura 8 ilustra esse processo.

Figura 8 - Fluxograma do processo de conexão/desconexão de capacitores



Para realizar o controle descrito, foi implementado um *script* na linguagem C que roda paralelamente à simulação, com o mesmo passo de cálculo (*time step*) de 10 μ s. Seu código pode ser analisado no Apêndice B. Dessa forma, definir um período de amostragem T_A para o sistema de controle de inserção dos capacitores é de suma importância, já que é o programa é muito mais rápido que o tempo necessário para o degrau de tensão estabilizar em um novo patamar após uma

mudança de estado, tempo este que chega a ser de até 0,1 segundo. Resumindo: é necessário garantir que a tensão já estabilizou antes de realizar uma nova medição, logo $T_A > 0,1$ s.

Além disso, é fundamental observar o que a norma brasileira diz a respeito da medição do nível tensão em regime permanente para fins de fiscalização: “Os valores eficazes devem ser calculados a partir das amostras coletadas em janelas sucessivas. Cada janela compreenderá uma sequência de doze ciclos (0,2 segundos) a quinze ciclos (0,25 segundos)” (PRODIST, 2016).

Ou seja, é importante também que o controle forneça uma resposta rápida na inserção dos bancos de capacitores garantido que o menor número possível de medições sejam realizadas pela concessionária com a tensão fora do padrão (Tabela 1). Levando tudo isso em consideração, foi estabelecido um tempo de amostragem de 0,15 segundos.

Naturalmente, o controle da inserção de capacitores é realizado em conjunto com a estratégia descrita no subtópico anterior, que diz respeito ao instante do chaveamento desses elementos. Quando detectado um valor de tensão abaixo de V_{\min} ou acima de V_{\max} , o programa aguarda até que a tensão sobre a fase A seja máxima, e só então dá a ordem para que sejam realizadas as comutações sequencialmente.

O autor optou por utilizar como parâmetro de entrada para o controle dos capacitores a tensão instantânea de sequência positiva, em vez da total, pois, como será visto nos resultados, a tensão instantânea total medida nas barras pelo software PSCAD / EMTDC fica bastante ruidosa por conta da poluição harmônica, e isso pode causar falhas no instante de chaveamento dos capacitores. Além disso, é preciso ficar claro que, do ponto de vista de melhoria dos níveis de tensão nas barras, a função do banco de capacitores é de corrigir somente as tensões de sequência positiva na frequência fundamental.

4.5.2 Indutor

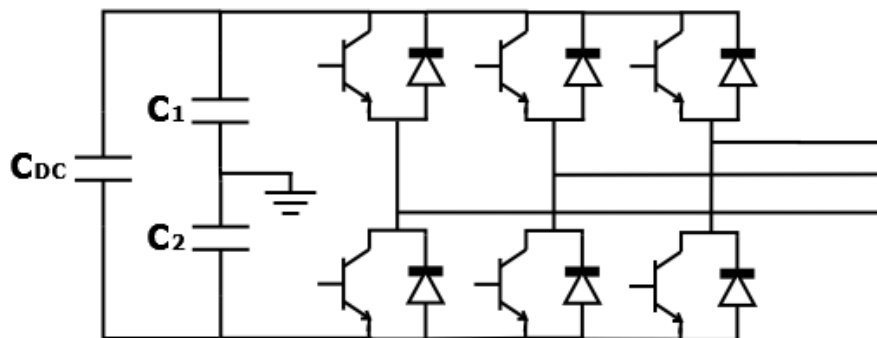
O indutor foi dimensionado de modo que a frequência de ressonância entre ele e o maior capacitor (C_{F2}) seja de 180 Hz, ou seja, equivalente ao terceiro harmônico, que é o mais

crítico no sistema. Essa combinação foi escolhida como referência para a sintonização no filtro, para que, independentemente da combinação dos capacitores, a frequência de ressonância não se afaste demais de 180 Hz. Como é utilizado um filtro ativo combinado com o estágio passivo, não há problema em realizar a sintonização em precisamente 180 Hz, uma vez que aquele acaba atuando como uma proteção contra problemas ressonância.

4.6 Filtro ativo

A estrutura do filtro ativo utilizada em simulação é a da Figura 9.

Figura 9 – Estrutura do filtro ativo utilizado em simulação



A ponte inversora é de três braços, formada por ligações antiparalelas de IGBTs (com circuitos *snubber*, omitidos no desenho) e diodos. Os parâmetros das chaves foram escolhidos de maneira que as perdas no filtro ativo se aproximem o máximo possível da realidade, que são equivalentes a aproximadamente 5% da potência do inversor (informação verbal).

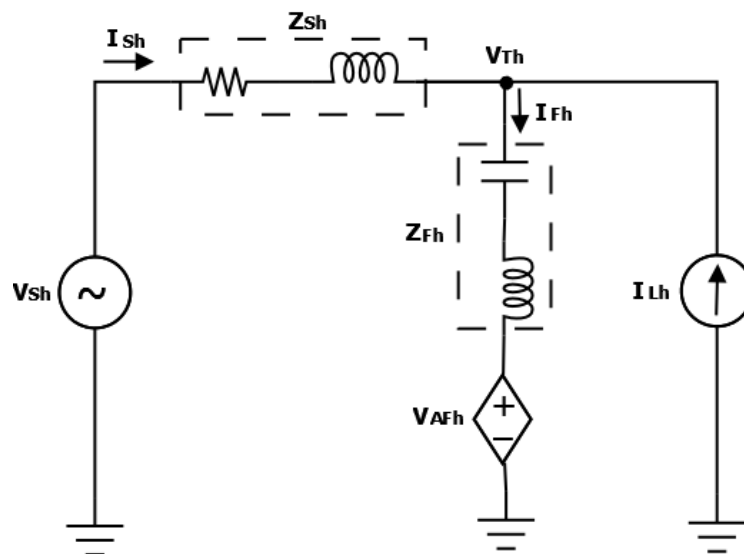
Como circulam pelo filtro ativo correntes de terceiro harmônico, as quais são de sequência zero, há passagem de corrente pelos capacitores C_1 e C_2 , em direção ao neutro. Dessa forma as correntes de terceiro harmônico fluem alternadamente por C_1 ou C_2 , o que gera uma oscilação de tensão entre eles, que por consequência atrapalha o funcionamento. Conforme será mostrado nos resultados, isso causa problemas principalmente na compensação de sequência negativa. Uma das medidas tomadas para contornar o problema foi a de acrescentar um capacitor C_{DC} para melhorar a regulação de tensão do barramento CC.

5 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO

Nesta seção serão discutidas diferentes estratégias de controle aplicáveis à topologia do filtro híbrido proposta nesta dissertação.

Para analisar detalhadamente as características dessa estrutura, por simplicidade, é assumido que o filtro ativo é uma fonte dependente de tensão ideal com valor V_{AFh} . A carga não linear é considerada como uma fonte de corrente harmônica com valor I_{Lh} , enquanto V_{Sh} e I_{Sh} representam a tensão e a corrente da fonte. Além disso, há as impedâncias equivalentes da fonte e do filtro passivo, representadas por Z_{Sh} e Z_{Fh} , respectivamente. Há ainda a tensão V_{Th} , que representa a tensão no terminal do filtro híbrido, e a corrente I_{Fh} que circula por ele. A Figura 10 ilustra o circuito monofásico equivalente desse sistema, em uma única frequência harmônica, e será usada como referência para os tópicos desta seção.

Figura 10 - Circuito monofásico equivalente de um SEP com compensação híbrida paralela



Algumas questões relacionadas a coordenadas dq, levantadas neste capítulo, serão esclarecidas no Capítulo 6.

5.1 Compensação harmônica seletiva da corrente de carga

Levando em consideração as recomendações do IEEE Std 519 (2014), em primeiro lugar, é necessário lembrar que, enquanto as concessionárias de energia elétrica têm a responsabilidade de limitar as tensões harmônicas nas barras do sistema de distribuição, os clientes são responsáveis pela limitação das correntes harmônicas de suas cargas não lineares.

Ou seja, a expressão “compensação harmônica” refere-se a uma determinada corrente harmônica que deve ser compensada, de forma que ela não circule pelo sistema de distribuição. Para evitar confusões, neste capítulo, tal expressão só será utilizada quando se referir à corrente de uma carga não linear (I_{Lh}).

Do ponto de vista do cliente, não é interessante compensar correntes harmônicas provenientes de cargas vizinhas, pois isso exigiria um filtro com potência nominal maior, ou seja, um custo maior. Essa é uma das desvantagens do filtro passivo, o qual não seleciona que corrente ele irá filtrar, podendo, inclusive, sofrer problemas de sobrecarga causados pela vizinhança.

Tal situação pode ser resolvida com a utilização de um filtro híbrido, uma vez que o filtro ativo consegue selecionar que corrente harmônica o conjunto deverá compensar. Daí vem o termo “seletiva”.

Utilizando a topologia proposta, para fazer a compensação harmônica seletiva, o filtro ativo deve injetar uma tensão, em série com o filtro passivo. Pode-se fazê-la proporcional ao conteúdo harmônico da corrente da carga não linear especificada, conforme a Equação 5.1 (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

$$V_{AFh} = K \cdot I_{Lh} \quad (5.1)$$

Dessa forma, garante-se que o filtro híbrido compensará apenas a corrente I_{Lh} da carga desejada. As equações circuitais obtidas com a utilização desse método mostra que ele não elimina possíveis problemas de ressonância harmônica causados por distorções na tensão da fonte (V_{Sh}).

A utilização desta estratégia pode ser bem interessante, tanto para a concessionária quanto para o cliente, no caso deste possuir DTD% elevada e ser um consumidor com demanda preponderante no seu alimentador.

No entanto, em alimentadores residenciais, as cargas são distribuídas com certa uniformidade nas barras existentes, conforme o sistema proposto no Capítulo 4.

Como este método de controle usa como referência as correntes harmônicas de uma única carga (I_{Lh}), somente uma parcela pequena da corrente total que circula pelo alimentador é compensada, independente do local de instalação do filtro. Usando o sistema modelado neste trabalho como exemplo, supondo que o filtro fosse instalado em qualquer um dos sete postes, ele compensaria apenas a corrente da carga daquele poste, que equivale a aproximadamente 14% da corrente harmônica total que é injetada no alimentador (I_{Sh}).

Conclui-se então que esta estratégia não é indicada para alimentadores residenciais com cargas distribuídas de maneira praticamente uniforme, pois a melhoria da distorção de tensão é bem pequena.

5.2 Isolação harmônica entre a fonte e a carga

Quando somente um filtro passivo em derivação é utilizado, sua impedância deve ser inferior à da linha, de forma que ele ofereça um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas na frequência sintonizada, caso contrário elas circulariam majoritariamente pela rede de distribuição, o que é indesejável. Assim, quanto maior a impedância de linha, melhor as características de filtragem. Por outro lado, a linha deve possuir uma impedância pequena na frequência fundamental, para que não ocorram quedas de tensão apreciáveis. Esses dois requisitos, que se contradizem, podem ser satisfeitos através da inserção de uma resistência ativa em série com a impedância da linha. A resistência ativa, idealmente, deve apresentar impedância zero na frequência fundamental e uma impedância infinita para as frequências harmônicas. Para alcançar isso, o inversor deve injetar uma tensão proporcional ao conteúdo

harmônico da corrente da linha, conforme a Equação 5.2 (VAN ZYL; ENSLIN; SPEE, 1996; RIVAS et al., 2003; CORASANITI et al., 2009).

$$V_{AFh} = K \cdot I_{Sh} \quad (5.2)$$

Dessa forma, o sistema elétrico enxerga o filtro ativo como uma resistência de valor K em série com a impedância da linha, para cada frequência harmônica (FUJITA; AKAGI, 2001). Ou seja, nessa estratégia, apesar do filtro híbrido compensar as correntes harmônicas injetadas pela carga não linear à jusante, seu objetivo não é propriamente esse, mas sim fazer a isolamento harmônica entre a fonte e a carga. Como resultado, idealmente, quando $K \rightarrow \infty$, não ocorre ressonância harmônica, e nenhuma corrente harmônica I_{Sh} flui da fonte para o filtro.

A Equação 5.3, que apresenta a dependência da corrente da rede com a corrente harmônica de carga e a tensão harmônica da fonte, mostra isso com mais clareza. O primeiro termo à direita da Equação implica que o filtro ativo atua como uma “resistência de amortização”, eliminando a ressonância paralela, causada por correntes harmônicas provenientes de cargas não lineares. Já o segundo termo significa que o filtro ativo age como uma “resistência de bloqueio”, pois ele previne a ressonância série, que ocorre em razão de distorções na tensão da fonte (PENG; AKAGI; NABAE, 1990).

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Fh}}{Z_{Sh} + Z_{Fh} + K} I_{Lh} + \frac{1}{Z_{Sh} + Z_{Fh} + K} V_{Sh} \quad (5.3)$$

A desvantagem deste método é que ele não bloqueia harmônicos de tensão presentes na fonte; eles se propagam para o terminal da carga, mesmo com a presença do filtro, conforme indica o segundo termo à direita da Equação 5.4, que mostra a relação da tensão harmônica da carga com a corrente harmônica da carga e com a tensão harmônica da fonte.

$$V_{Th} = \frac{-Z_{Sh}Z_{Fh}}{Z_{Sh} + Z_{Fh} + K} I_{Lh} + \frac{Z_{Fh} + K}{Z_{Sh} + Z_{Fh} + K} V_{Sh} \quad (5.4)$$

Este método depende fortemente do local de instalação do filtro híbrido, visto que ele usa como referência de controle a corrente medida imediatamente à montante da barra onde o

filtro é instalado. Isso significa que quanto mais à jusante da primeira barra ele é instalado, menor é a corrente I_{Sh} medida, e, conseqüentemente, menor é o efeito da isolação harmônica sobre a distorção de tensão ao longo do alimentador.

Ou seja, para maximizar os resultados dessa estratégia sobre a DTT% e as DITH%, o ideal seria instalar o filtro na primeira barra do alimentador. Por outro lado, sabe-se que, do ponto de vista de correção do nível de tensão, a escolha desse local seria a pior possível.

Sabendo disso, percebe-se que esse método pode ser interessante quando o alimentador considerado não sofre quedas de tensão consideráveis, dispensando o uso de compensação reativa, mas apresenta problemas de poluição harmônica. No entanto, este não é caso do alimentador residencial analisado neste trabalho.

5.3 Impedância ativa no ramo do filtro híbrido

Este método, conforme o nome diz, consiste em utilizar um inversor para gerar tensões harmônicas que são vistas como impedâncias pelas correntes harmônicas que fluem no ramo do filtro híbrido. Essa estratégia pode ser implementada de duas maneiras diferentes.

5.3.1 Resistência ativa no ramo do filtro híbrido

Este método é bastante intuitivo. Nele, o filtro ativo se comporta como uma resistência negativa ou positiva, dependendo da situação, no ramo do filtro híbrido, utilizando o princípio de operação da Equação 5.5 (FUJITA; YAMASAKI; AKAGI, 2000).

$$V_{AFh} = K \cdot I_{Fh} \quad (5.5)$$

Quando o filtro ativo atua como uma resistência negativa (K negativo), seu objetivo é cancelar a resistência positiva inerente do filtro passivo. Dessa forma, o filtro híbrido passa a atuar

como um filtro passivo com fator de qualidade ideal. Isso minimiza significativamente os problemas de ressonância harmônica.

Além disso, o filtro ativo pode ainda atuar como uma espécie de proteção contra sobrecorrentes harmônicas, causadas, por exemplo, por distorções na tensão da fonte. Nesse caso, utiliza-se um valor de K positivo, que atua como uma resistência elevada em determinadas frequências, evitando assim que correntes harmônicas excessivas passem pelo filtro passivo.

Este método é bastante limitado, pois sua única função, em termos de filtragem, é a de melhorar o fator de qualidade, ou seja, ele não é capaz de sintonizar o filtro passivo em outras frequências. Isso pode ser particularmente interessante nos casos em que o filtro ativo é ligado em série com diversos filtros passivos sintonizados em diferentes frequências, porque dessa forma é possível melhorar a filtragem em diversas frequências ao mesmo tempo. No entanto, tal topologia seria custosa e ocuparia um espaço físico demasiadamente grande, o que a torna incompatível para um alimentador de distribuição residencial.

5.3.2 Indutância ativa no ramo do filtro híbrido

O esquema de controle deste método é um pouco mais complexo e baseia-se na imposição de uma indutância ativa L_{ATh} no ramo do filtro, utilizando como base a Equação 5.6 (BHATTACHARYA; DIVAN, 1997).

$$V_{AFh} = L_{ATh} \cdot \frac{d}{dt} I_{Fh} \quad (5.6)$$

Um controlador define dinamicamente valores para a indutância ativa através da geração de tensões harmônicas pelo inversor. A operação de derivação da Equação 5.6 não é feita da forma convencional: é preferível utilizar a relação de ortogonalidade entre eixos d e q .

Esse controlador pode sintetizar seletivamente múltiplas indutâncias ativas negativas em diferentes frequências harmônicas dominantes, usando o princípio da superposição. O resultado disso é um único filtro híbrido sintonizado em múltiplas frequências, atuando como se fosse um conjunto de filtros passivos, com diferentes sintonias, ligados em paralelo. Sua principal função, no entanto, é corrigir possíveis deslocamentos da frequência de ressonância do filtro passivo em relação à frequência harmônica para a qual este foi dimensionado.

Obviamente, quanto maior o número de frequências sintonizadas pelo filtro ativo, maior será a sua potência nominal. Além disso, diferentemente do anterior, este método não altera o fator de qualidade do filtro.

A indutância ativa é gerada usando como referência a corrente harmônica de uma determinada carga não linear. Dessa forma, pode-se dizer que o filtro ativo atua como um compensador harmônico seletivo.

Uma ressalva em relação a este método é que o filtro ativo não deve ser utilizado para sintonizar frequências dominantes abaixo daquela para a qual o filtro passivo foi dimensionado, ou seja, não devem ser gerados valores positivos de indutâncias ativas com esse propósito, pois o controlador corre o risco de instabilizar.

Aqui também é possível implementar uma função de limitação de corrente para evitar sobrecargas harmônicas no filtro. Contudo, em vez de uma resistência ativa, utiliza-se uma indutância ativa positiva elevada.

Este método tem o mesmo problema que o da compensação harmônica seletiva da corrente de carga: o uso das correntes harmônicas de uma única carga como referência implica na compensação de uma parcela muito pequena da corrente harmônica total que circula pelo alimentador, logo a melhoria da DTT% é ínfima. Ele seria interessante para compensar distorções de cargas harmônicas elevadas e concentradas em uma única barra, e não de alimentadores residenciais.

5.4 Controle por detecção de tensão

Conforme mencionado anteriormente, as concessionárias de energia elétrica têm a responsabilidade de limitar as tensões harmônicas nas barras do sistema de distribuição. Portanto, do ponto de vista delas, seria interessante aplicar um método que atuasse diretamente sobre as tensões harmônicas das barras, em vez de trabalhar, por exemplo, com compensação de correntes harmônicas de cargas não lineares, que seria um método que poderia ocasionar melhoras na qualidade das tensões das barras, porém, de forma pequena e indireta.

Em (INZUNZA; AKAGI, 2005), é discutido o uso de um filtro híbrido por controle de corrente, baseado em detecção de tensão, cujo objetivo é melhorar a DTT% ao longo de um sistema de distribuição primária. No entanto, o objetivo deste trabalho é estudar o controle de tensão. Uma maneira de alcançar esse objetivo é utilizar um princípio semelhante de operação do filtro, ou seja, o filtro ativo ser uma fonte de tensão controlada em tensão:

$$V_{AFh} = K \cdot V_{Th} \quad (5.7)$$

A partir do circuito apresentado na Fig. 9, utilizando o princípio da superposição, chega-se às Equações 5.8 e 5.9.

$$V_{Th} = \frac{Z_{Fh}}{Z_{Fh} + (1 - K)Z_{Sh}} V_{Sh} + \frac{-Z_{Sh}Z_{Fh}}{Z_{Fh} + (1 - K)Z_{Sh}} I_{Lh} \quad (5.8)$$

$$I_{Sh} = \frac{(1 - K)}{Z_{Fh} + (1 - K)Z_{Sh}} V_{Sh} + \frac{Z_{Fh}}{Z_{Fh} + (1 - K)Z_{Sh}} I_{Lh} \quad (5.9)$$

Fica claro, a partir de 5.8, que ajustando o ganho K para um valor negativo elevado é possível minimizar a distorção harmônica na tensão no terminal, seja ela proveniente de carga cargas não lineares ou de uma fonte distorcida.

Além disso, verificando 5.9, percebe-se que essa estratégia exclui também a possibilidade de ocorrência de ressonâncias série e paralela. Idealmente, restaria somente uma parcela dada por $I_{Sh} = V_{Sh}/Z_{Sh}$ fluindo pela linha do sistema.

Dentre os métodos discutidos, este definitivamente é o mais promissor, pelos seguintes motivos:

- Permite a instalação do filtro híbrido na última barra, na qual a compensação reativa tem a maior eficácia;
- Seu controle atua diretamente sobre a tensão harmônica medida, o que é excelente, uma vez que o objetivo final da concessionária é melhorar a DTT% das barras, e não a DTD% de consumidores individuais.
- Dispensa medições de corrente, uma vez que seu controlador só depende da medição da tensão na barra em que é instalado.
- Idealmente, exclui a possibilidade de ocorrência de ressonâncias série e paralela, além de eliminar a influência das tensões harmônicas da fonte sobre a barra em que é instalado.

Portanto esta será a estratégia de controle adotada nas simulações para a correção de distorções harmônicas.

5.5 Injeção variável de reativos na fundamental

Outra aplicação dos filtros híbridos, feita em conjunto com a filtragem, é a de injetar reativos na fundamental, dinamicamente. Isso pode ser utilizado tanto por clientes, a fim de corrigir o fator de potência de suas instalações, quanto pela concessionária, para regular as tensões no sistema de distribuição.

O princípio de funcionamento desse método é relativamente simples. Em primeiro lugar, deve-se utilizar o filtro passivo projetado para fazer, além de filtragem, compensação de reativos. Como ele será predominantemente capacitivo, pode-se dizer que ele possui uma

capacitância equivalente C_{eq} , levando tanto os capacitores quanto os indutores em consideração. Com o filtro ativo, aplica-se uma tensão na fundamental variável V_{AF1} em fase com V_{T1} , como mostra a Equação 5.10.

$$V_{AF1} = \alpha \cdot V_{T1} \quad (5.10)$$

Dessa forma, a corrente reativa na fundamental injetada pelo filtro híbrido passa a ser:

$$I_{F1} = C_{eq} \frac{d}{dt} (V_{T1} - \alpha \cdot V_{T1}) = (1 - \alpha) C_{eq} \frac{d}{dt} V_{T1} = C_{\alpha} \frac{d}{dt} V_{T1} \quad (5.11)$$

Ou seja, utilizando o filtro híbrido é possível criar uma capacitância equivalente variável dada por C_{α} , e, assim, controlar a injeção de reativos na rede elétrica (VAN ZYL; ENSLIN; SPEE, 1996; RIVAS et al, 2002).

Testes preliminares desse método mostraram que ele onera demasiadamente o filtro ativo, que é um equipamento caro. Por isso, conforme explicado no Capítulo 4, manteve-se a opção de realizar a variação da injeção de reativos utilizando combinações de capacitores.

5.6 Compensação de componentes de sequência negativa

Neste subcapítulo serão apresentados dois métodos de compensação de sequência negativa.

5.6.1 Método 1

Utilizando o mesmo princípio de controle da técnica SRF, em (HOCHGRAFF; LASSETER, 1998) mostrou-se que é possível realizar a extração das componentes de sequência positiva, negativa e zero da tensão, de forma instantânea, por meio de uma transformada dq por fase. É um método bastante interessante e que foi explorado por diversos trabalhos (DE MELO,

2009; NUNES, 2011; CHEN, 2001). Nesta dissertação, este também será o método utilizado para melhorar o FD% das barras do alimentador.

Primeiramente, consideram-se as tensões de fase na frequência fundamental como componentes senoidais deslocadas em um ângulo φ , conforme as equações abaixo:

$$\begin{aligned} V_a(t) &= |V_a| \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi_a) \\ V_b(t) &= |V_b| \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi_b) \\ V_c(t) &= |V_c| \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi_c) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Essas tensões passam então por um processo de *heterodyning*, no qual $\theta = \omega \cdot t$ (obtido no PLL), na qual são obtidas as componentes dq de cada uma das fases. O objetivo é produzir um sinal com uma componente contínua e outra na frequência do 2º harmônico. A operação realizada é a prevista na Equação 5.13.

$$\begin{bmatrix} V_{qa} \\ V_{da} \\ V_{qb} \\ V_{db} \\ V_{qc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot \cos(\theta) & 0 & 0 \\ -2 \cdot \text{sen}(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 2 \cdot \cos(\theta) & 0 \\ 0 & -2 \cdot \text{sen}(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 2 \cdot \cos(\theta) \\ 0 & 0 & -2 \cdot \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

A partir da operação acima, com o uso de algumas relações trigonométricas, as componentes vetoriais de $V_a(t)$ podem ser escritas como:

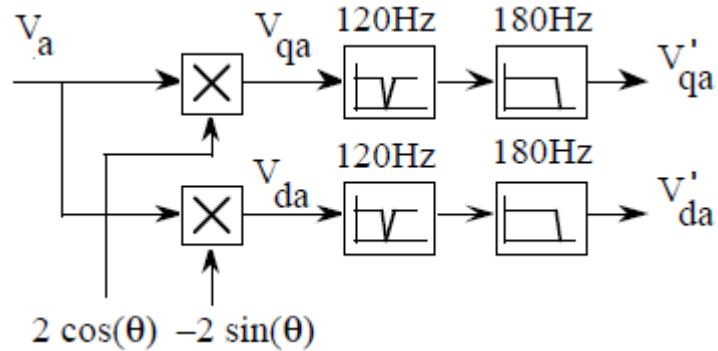
$$\begin{aligned} V_{qa}(t) &= |V_a| \cdot [\text{sen}(\varphi_a) + \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t)] \\ V_{da}(t) &= -|V_a| \cdot [\cos(\varphi_a) - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)] \end{aligned} \quad (5.14)$$

De forma análoga, obtêm-se as expressões para $V_{qb}(t)$, $V_{db}(t)$, $V_{qc}(t)$ e $V_{dc}(t)$.

Para extrair somente as componentes CC dos sinais obtidos, (HOCHGRAFF; LASSETER, 1998) sugere o uso de dois filtros em cascata (Figura 11): um rejeita-faixa, sintonizado em 120 Hz, e um passa-baixa, sintonizado em 180 Hz. O primeiro serve para eliminar as

componentes de 2º harmônico; o segundo, para eliminar componentes harmônicos e ruídos presentes no sinal original medido.

Figura 11 - Transformação dq por fase e processo de filtragem



A próxima etapa da transformação consiste em extrair, a partir das tensões no referencial dq, as componentes de sequência positiva, negativa e zero. Para isso, utiliza-se a seguinte operação:

$$\begin{bmatrix} V_q^+ \\ V_d^+ \\ V_q^- \\ V_d^- \\ V_q^0 \\ V_d^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 & -1/6 & -\sqrt{3}/6 & -1/6 & \sqrt{3}/6 \\ 0 & 1/3 & \sqrt{3}/6 & -1/6 & -\sqrt{3}/6 & -1/6 \\ 1/3 & 0 & -1/6 & \sqrt{3}/6 & -1/6 & -\sqrt{3}/6 \\ 0 & 1/3 & -\sqrt{3}/6 & -1/6 & \sqrt{3}/6 & -1/6 \\ 1/3 & 0 & 1/3 & 0 & 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 & 0 & 1/3 & 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qa} \\ V_{da} \\ V_{qb} \\ V_{db} \\ V_{qc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Para transformá-las de volta para coordenadas abc, são feitas as seguintes operações:

$$\begin{bmatrix} V_{qa} \\ V_{da} \\ V_{qb} \\ V_{db} \\ V_{qc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 & 0 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q^+ \\ V_d^+ \\ V_q^- \\ V_d^- \\ V_q^0 \\ V_d^0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qa} \\ V_{da} \\ V_{qb} \\ V_{db} \\ V_{qc} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

As componentes de sequência negativa obtidas na Equação 5.15 serão utilizadas pelo controlador para melhorar o FD% do alimentador. Já as de sequência positiva serão utilizadas pelo controlador como parâmetro de inserção dos capacitores.

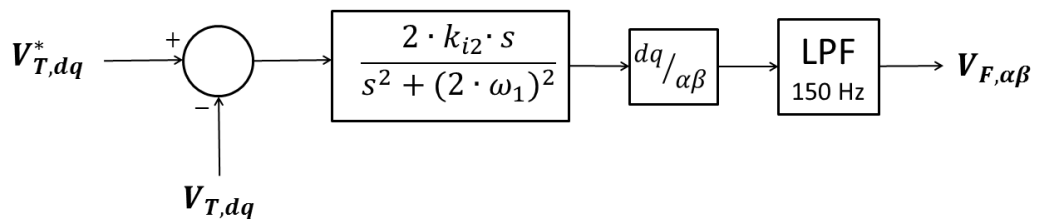
5.6.2 Método 2

Uma transformada dq convencional realizada sobre um sinal de sequência negativa, na frequência de 60 Hz, faz com que ele gire a uma frequência de 120 Hz em relação ao referencial síncrono. Dessa forma, se esse novo sinal passar por um controlador SSI (Capítulo 6) sintonizado em 120 Hz, em tese, é possível extrair a componente de sequência negativa a ser compensada. Um cuidado que se deve tomar é que, após a transformada inversa dq para $\alpha\beta$, é preciso passar os sinais por filtros passa-baixa para eliminar possíveis componentes de sequência positiva no 3º harmônico. A Figura 12 ilustra esse método.

A princípio, a vantagem do Método 2 em relação ao de (HOCHGRAFF; LASSETER, 1998) é que enquanto este utilizaria obrigatoriamente seis filtros passa-faixa, aquela só usaria dois,

fato que traria uma vantagem em termos de esforço computacional. Além disso, seria possível compensar tanto os harmônicos quanto a componente de sequência negativa com o mesmo referencial síncrono, ou seja, não seria necessário fazer novas transformadas dq.

Figura 12 - Compensação de componentes de sequência negativa utilizando controlador SSI baseado em coordenadas dq

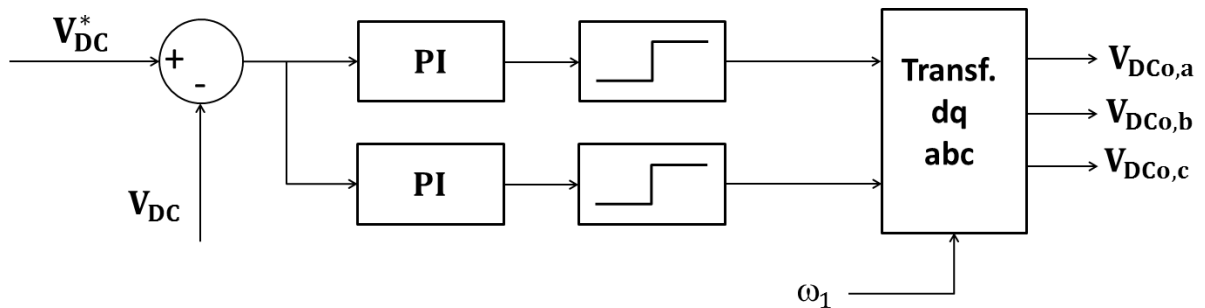


As simulações deste método, contudo, mostraram que seu desempenho é muito afetado pelo valor da impedância do filtro passivo, e em determinados casos ele chegou, inclusive, a piorar o FD% ao invés de melhorá-lo. Por isso, esse método não será utilizado em simulação.

5.7 Controle de tensão no elo CC do inversor do filtro híbrido

A Figura 13 ilustra o controle da tensão do barramento CC do inversor do filtro híbrido, que é feito por controladores PI.

Figura 13 - Controle da tensão do barramento CC do inversor do filtro híbrido



A ideia por trás desse controle é inserir componentes CC na transformada inversa dq-abc, feita com base na frequência angular da fundamental obtida num circuito PLL. Dessa forma obtém-se na saída um sinal de referência de tensão de frequência 60 Hz.

A componente do eixo d é responsável por fornecer potência reativa pura ao filtro passivo mantendo sua tensão constante no valor de referência escolhido. Já a componente no eixo q é responsável por compensar as perdas de chaveamento (potência ativa) na ponte inversora. Sem ela os capacitores teriam que compensar essas perdas, o que prejudicaria a regulação de tensão.

Essa estratégia não é usual, uma vez que ela utiliza os dois eixos do SRF para realizar o controle de tensão, em vez de apenas um. A justificativa disso é que a tensão de referência do controlador é aquela medida no barramento da rede de distribuição, e não nos terminais do filtro ativo. Como há uma defasagem entre essas duas tensões, é necessário utilizar os dois eixos.

6 EXTRAÇÃO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS

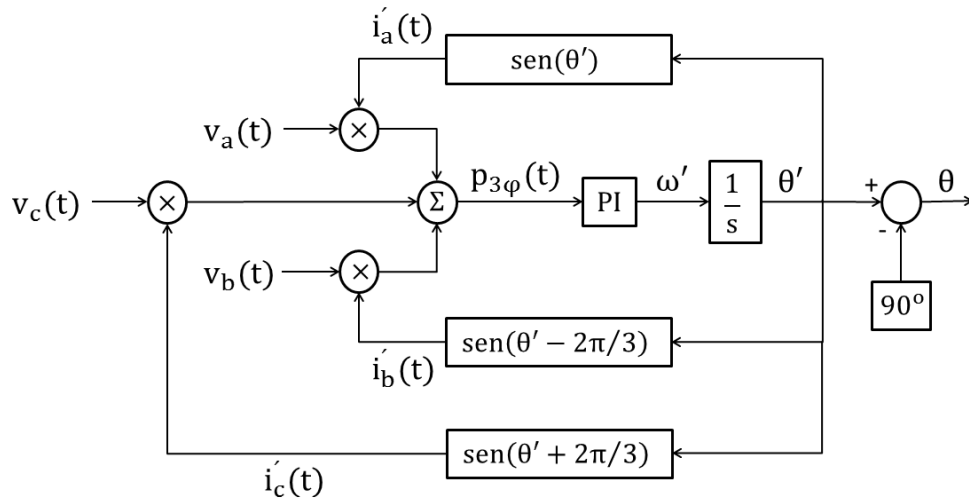
Nesta seção serão apresentados os conceitos necessários para se compreender como são obtidas na prática as componentes harmônicas de um sinal elétrico. Tal conhecimento é essencial para o posterior entendimento dos métodos de mitigação harmônica.

6.1 Phase Locked Loop (PLL)

Antes de falar especificamente sobre extração de componentes harmônicas, é necessário fazer uma breve introdução ao circuito de sincronismo, o PLL, uma vez que ele é essencial no processo.

A função do PLL é determinar a frequência do sistema e o ângulo de fase da componente de sequência positiva fundamental de um sinal de entrada trifásico genérico. Se projetado de forma adequada, ele é efetivo mesmo quando trabalhando com sinais de tensão desequilibrados e desbalanceados. Testes realizados por Akagi, Watanabe e Aredes (2007) mostraram que, mesmo nessas condições, a resposta do circuito estabiliza em menos de 200 ms. A Figura 14 apresenta o diagrama de blocos de uma possível implementação de um circuito PLL trifásico, onde os sinais de entrada são as tensões de fase medidas $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$.

Figura 14 - Esquema do circuito de sincronismo PLL



O funcionamento do PLL é baseado no cálculo de uma potência instantânea trifásica fictícia $p'_{3\phi}(t)$ a partir das tensões de fase medidas $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, como mostra a Eq. 6.1, que pode ser escrita ainda em função das tensões de linha $v_{ab}(t)$ e $v_{cb}(t)$, considerando que o somatório das correntes fictícias $i'_a(t) + i'_b(t) + i'_c(t) = 0$. Frisa-se que $p'_{3\phi}(t)$ não está relacionado com qualquer potência trifásica do sistema de potência, e exatamente por isso é chamada de fictícia.

$$p'_{3\phi}(t) = v_a(t) \cdot i'_a(t) + v_b(t) \cdot i'_b(t) + v_c(t) \cdot i'_c(t) = v_{ab}(t) \cdot i'_a(t) + v_{cb}(t) \cdot i'_c(t) \quad (6.1)$$

Ainda que as tensões medidas no sistema de potência estejam distorcidas, pelo teorema de Fourier, é possível obter suas componentes fundamentais, dadas por:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V_m \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \\ v_b(t) &= V_m \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t - 2\pi/3) \\ v_c(t) &= V_m \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Onde V_m representa o valor de pico das tensões de sequência positiva na frequência fundamental.

Já os sinais de corrente obtidos internamente pelo PLL podem ser escritos como:

$$\begin{aligned}
i'_a(t) &= I_m \cdot \text{sen}(\theta') \\
i'_b(t) &= I_m \cdot \text{sen}(\theta' - 2\pi/3) \\
i'_c(t) &= I_m \cdot \text{sen}(\theta' \cdot t + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{6.3}$$

Nas quais por simplicidade I_m assume o valor unitário.

Pela teoria dos circuitos (NILSSON; RIEDEL, 2009), utilizando como base as equações dadas em 6.2 e 6.3, a parcela constante da potência instantânea trifásica, também chamada de potência ativa ou média, pode ser representada da seguinte forma:

$$p'_{3\varphi}(t) = \frac{3}{2} \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(\omega_1 \cdot t - \theta') \tag{6.4}$$

Analisando novamente o circuito PLL, verifica-se que, para que ele chegue a um ponto estável de operação, é necessário que a entrada $p'_{3\varphi}(t)$ do controlador PI tenha, em regime estacionário, um valor médio de zero, isto é, $p'_{3\varphi}(t) = 0$. A Eq. 6.4 mostra que isso só é possível se o termo $\cos(\omega_1 \cdot t - \theta')$ for nulo. Para tanto é preciso atender simultaneamente duas condições:

- O ângulo $\theta' = \omega' \cdot t$ deve estar relacionado à frequência angular ω_1 , ou seja, $\omega' = \omega_1$.
- O ângulo θ' deve estar adiantado em 90° em relação ao ângulo $\omega_1 \cdot t$. A princípio, um atraso de 90° também pareceria igualmente correto, entretanto, uma análise mais minuciosa mostra que esse seria um ponto instável de operação do PI.

Concluindo: já que em regime estacionário obrigatoriamente $\theta' = \omega_1 \cdot t + 90^\circ$, fazendo a operação $\theta = \theta' - 90^\circ$, obtém-se que $\theta = \omega_1 \cdot t$. Ou seja, a saída θ do PLL representa o ângulo de fase da componente de sequência positiva fundamental da tensão medida, e sua derivada a frequência do sistema.

6.2 Teoria p-q

Também conhecida como Teoria p-q, a Teoria da Potência Instantânea foi introduzida na comunidade científica em 1983 por Akagi, Kanazawa e Nabae, indicando a possibilidade compensar a potência reativa instantânea sem o uso de elementos armazenadores de energia.

Posteriormente, mostrou-se capaz de compensar, em tempo real, as correntes harmônicas e a corrente do neutro, conseguindo balancear as correntes das fases.

Diferentemente da teoria convencional, ela considera o sistema polifásico como um conjunto, e não como uma soma de circuitos monofásicos em superposição, o que a torna uma ótima alternativa para analisar sistemas em que estejam presentes componentes harmônicas.

A explicação da Teoria p-q não é trivial e é relativamente extensa. Como ela não será utilizada no controle do sistema proposto neste trabalho, para obter mais informações, o autor sugere fortemente a leitura de (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007), que traz uma explicação completa e bastante didática sobre o assunto.

6.3 Sistema de referência síncrono

O Sistema de Referências Síncronas, mais conhecido, em inglês, como *Synchronous Reference Frame* (SRF), é uma técnica utilizada para separar os harmônicos de uma determinada onda, seja de tensão ou de corrente, dependendo do caso. A explicação aqui será feita de uma forma mais intuitiva, utilizando sinais de tensão como base para as operações.

Primeiramente, as tensões de fase v_A , v_B e v_C são medidas e passam por mudança de base que converte o referencial estacionário de 3 eixos defasados em 120° (A,B e C) para um de 2 eixos ortogonais (α e β), gerando assim duas novas tensões: v_α e v_β , como mostra a Operação 6.1. A constante $\sqrt{2}/\sqrt{3}$ é necessária para que a transformação seja invariante em potência.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Em seguida, as tensões v_α e v_β , passam por uma segunda mudança de base (Operação 6.2) que faz com que as novas tensões v_d e v_q “enxerguem” os eixos de referência α e β , antes estacionários, como eixos girantes em sincronismo com uma frequência $\omega_e/2\pi$. Eles passam a ser chamados então de eixos d e q.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e \cdot t) & \text{sen}(\omega_e \cdot t) \\ -\text{sen}(\omega_e \cdot t) & \cos(\omega_e \cdot t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Substituindo 6.1 em 6.2, obtém-se a seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_e \cdot t) & \cos(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\omega_e \cdot t) & \text{sen}(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

A Operação 6.3 é suficiente quando só há necessidade de manipular componentes de sequência positiva e negativa. Entretanto, se houver interesse em compensar componentes de sequência zero, por exemplo, o 3º e o 9º harmônicos, é necessário acrescentar uma linha extra na matriz de transformação. Dessa forma, é obtida uma nova tensão chamada v_0 e a operação que deve ser realizada é a dada em 6.4. Note que, na operação para se obter v_0 , não ocorre deslocamento no espectro de frequência dos sinais originais.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_e \cdot t) & \cos(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\omega_e \cdot t) & \text{sen}(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

A velocidade angular ω_e é aquela na qual os eixos de referência d e q devem girar. Mas para qual é o objetivo disso? Imagine que dois vetores imaginários de tensão representados por v_1 e v_2 giram a uma velocidade ω_e em relação a dois eixos de referência, ortogonais e estáticos. A velocidade relativa entre os vetores e os eixos é de exatamente ω_e . Agora, se esses mesmos

dois vetores v_1 e v_2 continuam girando com velocidade ω_e , mas os dois eixos de referência, antes parados, passam a girar com velocidade ω_e , tem-se que a velocidade relativa entre eles passa a ser nula. Ou seja, um sinal de tensão com frequência $\omega_e/2\pi$, que antes era visto como alternado, passa a ser um sinal contínuo no novo referencial síncrono. Em outras palavras, os sinais originais sofrem um deslocamento de $-\omega_e/2\pi$ no espectro de frequência. Essa operação de deslocamento no espectro de frequência é chamada *heterodyning*.

Aplicações do controle SRF serão discutidas nos tópicos subsequentes. Na maioria delas, é necessário utilizar um PLL sintonizado na frequência fundamental (60 Hz) para obter o valor instantâneo de $\omega_e \cdot t$, o qual será utilizado, direta ou indiretamente, na transformada dq0.

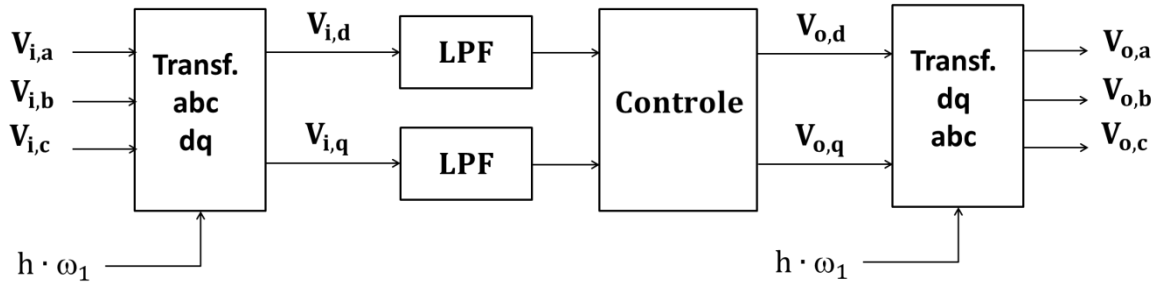
Após a utilização dos sinais v_d , v_q e v_0 no processo de controle, eles podem ser convertidos de volta para o referencial ABC, por meio da matriz inversa da transformada dq0, como mostra a Operação 6.5.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_e \cdot t) & \sin(\omega_e \cdot t) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

6.3.1 Extração de sinais contínuos

Nesta aplicação, após a transformada dq0, utiliza-se um filtro passa-baixa (LPF) para extrair a componente contínua do sinal deslocado no espectro em uma determinada frequência, a qual deverá ser um múltiplo da fundamental $\omega_e/2\pi$, obtido no PLL. A Figura 15 exemplifica esse processo mostrando como extrair uma componente harmônica genérica de ordem h de um sinal medido. Há duas abordagens que podem ser utilizadas.

Figura 15 – Processo de extração de sinais contínuos



Na primeira (BHATTACHARYA; DIVAN; BANERJEE, 1993), o objetivo é extrair do sinal original somente a componente fundamental de sequência positiva, de tal forma que ela possa, por exemplo, ser utilizada para gerar um sinal de referência para um controlador *Pulse Width Modulation* (PWM). Neste caso, a frequência a ser utilizada na transformada dq0 é exatamente $\omega_e/2\pi$.

Na outra (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995), a motivação é extrair um determinado componente harmônico do sinal original. Por exemplo, se o objetivo é extrair o 5º harmônico, em vez de se utilizar o valor $\omega_e \cdot t$ como parâmetro de entrada da transformada dq0, usa-se o valor $-5 \cdot \omega_e \cdot t$. O sinal negativo se deve ao fato do 5º harmônico ser, essencialmente, um componente de sequência negativa. Vale comentar que nada impede que, em um sistema com tensões desbalanceadas, o 5º harmônico possua também componentes de sequência positiva e zero, as quais não farão parte do sinal contínuo obtido com este método. O sinal harmônico extraído pode ser utilizado tanto para sintonizar o filtro naquela frequência (BHATTACHARYA; DIVAN, 1997; CHENG; BHATTACHARYA; DIVAN, 2001), quanto para fazer o oposto, minimizando a passagem de determinados harmônicos pelo filtro (BHATTACHARYA; DIVAN; BANERJEE, 1993).

Uma vantagem dos métodos que utilizam como base a extração de sinais contínuos é que é mais fácil manipulá-los na malha de controle. Por exemplo, se for desejável usar um sinal de referência diferente de zero para ser comparado com o sinal extraído (proveniente do sinal medido), o ideal é trabalhar com sinais contínuos. Testes realizados em simulação mostraram que é ineficaz tentar gerar um sinal alternado para compará-lo com o sinal alternado extraído, principalmente porque eles precisam estar em fase. Por outro lado, isso é plenamente realizável com sinais contínuos.

Dessa forma, qualquer estratégia de controle do filtro híbrido que envolva a comparação de dois sinais, como, por exemplo, a da “compensação harmônica seletiva da corrente de carga” ou a da “indutância ativa no ramo do filtro híbrido”, exige o uso de sinais contínuos.

Além disso, trabalhando com sinais contínuos, é possível atingir erro estacionário nulo com um controlador PI. Em sistemas que trabalham com sinais de referência que oscilam em uma determinada frequência, entretanto, ocorrem erros de velocidade e de aceleração. Para contornar esses problemas, pode-se implementar um controlador PI especial, em um sistema de coordenadas síncrono, através de uma mudança de base obtida com nas transformadas $\alpha\beta 0$ ou $dq0$ (GHETTI et al., 2010), como será descrito no próximo subcapítulo.

A grande desvantagem de extrair sinais contínuos é que, para cada frequência que se deseja filtrar, é necessário um novo sistema de referência síncrono. Em outras palavras, para filtrar o 3º, o 5º e o 7º harmônico, são necessárias três transformadas dq. Ou seja, do ponto de vista computacional essa estratégia é custosa.

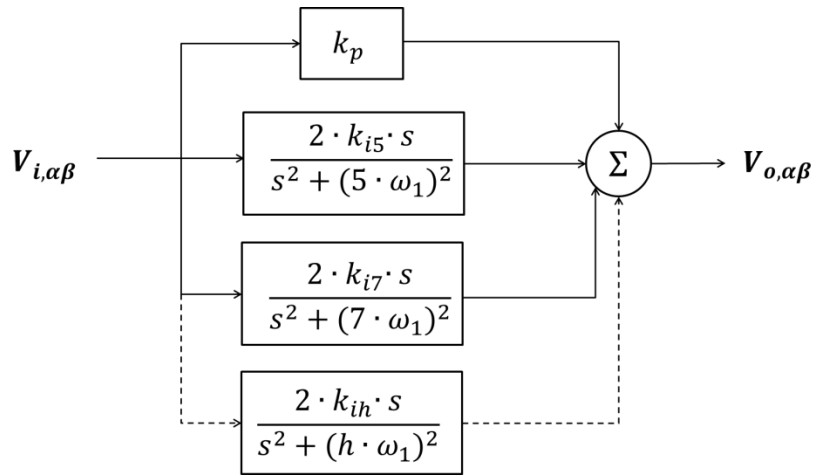
6.3.2 Extração de sinais alternados

As técnicas discutidas no tópico anterior acabam exigindo um esforço matemático-computacional muito grande, uma vez que, para cada harmônico a ser extraído, é necessária uma nova transformada dq. Por isso, as atenções têm se voltado cada vez mais para técnicas de controle nas quais somente as componentes harmônicas de interesse são filtradas.

Para eliminar a necessidade de vários sistemas de referência, foi criada uma estratégia de controle baseada na utilização de integradores de sinais senoidais (SSI), que se comportam como filtros passa-faixa e garantem erro estacionário nulo para entradas senoidais em frequências específicas (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001). A grande vantagem de se trabalhar com sinais alternados é que com uma única transformada $\alpha\beta 0$ ou $dq0$ (dependendo do caso), é possível extrair harmônicos de qualquer ordem. Tendo isso em vista, optou-se por usar neste trabalho a extração de sinais alternados ao invés de contínuos.

Inicialmente, esta técnica de extração permite a eliminação da transformada dq e a possibilidade de trabalhar diretamente no sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Nesse caso, para cada frequência harmônica, seria necessário um filtro passa-faixa sintonizado naquela frequência de ressonância. A Figura 16 mostra o diagrama de blocos de um controlador SSI genérico, no qual k_p e k_{ih} são, respectivamente, o ganhos proporcional e integral; e ω_h é a frequência de ressonância do filtro para uma ordem harmônica h . As tensões medidas são representadas pelos sinais $V_{i,\alpha\beta}$ e as tensões de saída do controlador SSI são ilustradas pelo sinal $V_{o,\alpha\beta}$.

Figura 16 - Extração de sinais alternados utilizando controlador SSI baseado em coordenadas $\alpha\beta$



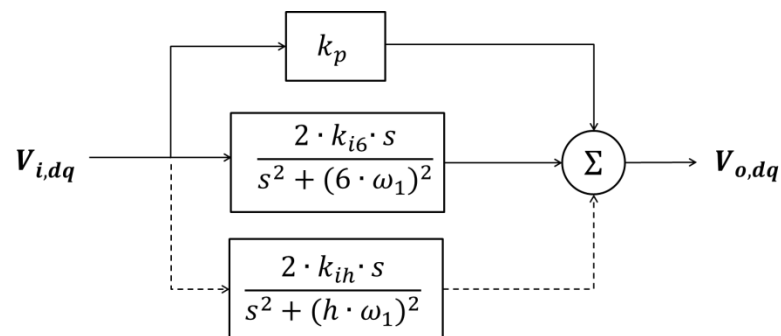
No entanto, em (BOJOI et al., 2005), é apresentada uma abordagem bastante interessante, que utiliza a transformada dq a fim de permitir a filtragem simultânea de duas componentes harmônicas com somente um filtro SSI, ou seja, ela permite a redução do número de filtros.

Quando é realizada a mudança de base do sistema de coordenadas estacionárias para o SRF, utilizando o valor $\omega_e \cdot t$ como parâmetro de entrada da transformada dq0, as componentes de sequência positiva reduzem suas respectivas frequências em $\omega_e/2\pi$ no espectro. Basta lembrar que agora o referencial gira no mesmo sentido que os vetores imaginários dos sinais de sequência positiva. Ou seja, para uma frequência de referência $\frac{\omega_e}{2\pi} = 60$ Hz, o 7º harmônico, por exemplo, no SRF, se comporta como um harmônico par, de ordem 6. Já com as componentes de sequência negativa, ocorre o oposto: suas frequências aumentam em $\omega_e/2\pi$ no espectro, uma vez que o referencial síncrono gira no sentido oposto delas. Dessa forma, o 5º harmônico passa a ser também um harmônico de ordem 6. Conseqüentemente,

um único filtro SSI sintonizado em uma frequência de ressonância de 360 Hz, seria capaz de extrair tanto o 5º como o 7º harmônico ao mesmo tempo. Resumindo, o SSI consegue operar simultaneamente com sinais de sequência positiva e negativa.

A Figura 17 ilustra essa estratégia. Agora, k_p e k_{ih} são, respectivamente, o ganhos proporcional e integral; e ω_h é a frequência de ressonância do filtro para uma frequência de sintonização h , que representa duas ordens harmônicas do sinal original. As tensões medidas são representadas pelos sinais $V_{i,dq}$; e as tensões de saída do controlador SSI são expressas pelo sinal $V_{o,dq}$.

Figura 17 - Extração de sinais alternados utilizando controlador SSI baseado em coordenadas dq



Com base na discussão anterior, para filtrar o 5º e o 7º harmônicos, optou-se pelo uso da extração de sinais alternados utilizando controlador SSI baseado em coordenadas dq, já que assim é possível utilizar um filtro a menos que no caso de coordenadas $\alpha\beta$.

A título de curiosidade, outra aplicação interessante é que o SRF não precisa necessariamente girar a uma frequência de 60 Hz. É possível, por exemplo, aplicar uma frequência de sincronismo de 180 Hz na transformada dq, a fim de extrair o 5º e o 11º harmônico simultaneamente. Para isso, deve-se utilizar um filtro SSI sintonizado em 480 Hz.

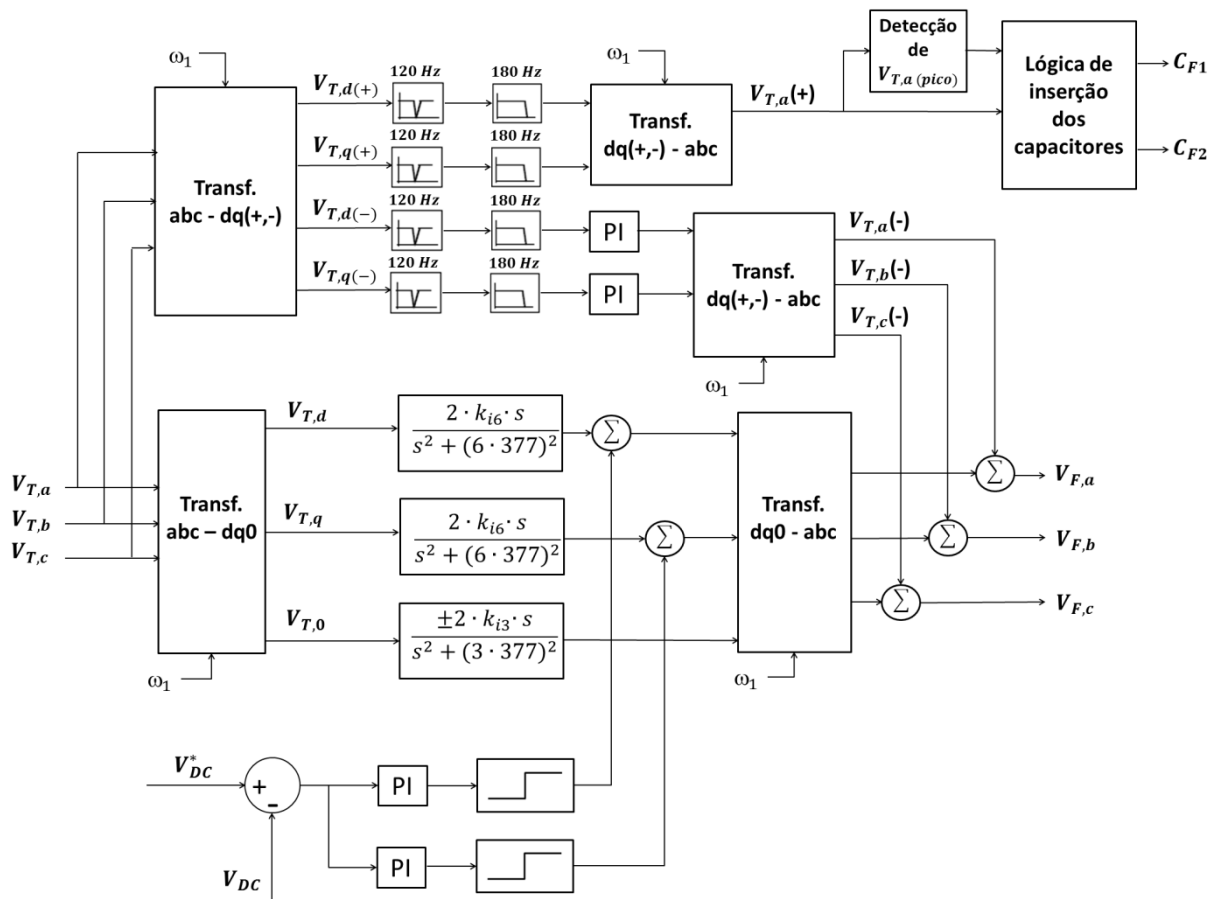
Um cuidado que se deve ter com o uso de coordenadas dq no controle do filtro híbrido proposto é que o filtro passivo apresenta frequências de ressonância diferentes, dependendo da combinação dos capacitores. Isso significa que em algumas situações pode ser necessário utilizar uma constante k_{ih} positiva, e, em outras, negativa. O sinal de k_{ih} é função da frequência de ressonância entre o filtro passivo e o resto do sistema elétrico. Se houver uma

frequência de ressonância na qual k_{i5} deva ser positivo e k_{i7} negativo, o uso da extração de sinais alternados utilizando controlador SSI baseado em coordenadas dq instabilizaria o controlador. Essa situação dificilmente ocorre com o filtro passivo dimensionado com dois capacitores e um indutor por fase. Porém, num sistema com três capacitores e um indutor, viu-se que o risco disso ocorrer é considerável, uma vez que, à medida que a capacitância conectada diminui, a frequência de ressonância do filtro passivo aumenta, aproximando-se do valor de 360 Hz.

7 RESULTADOS

Em primeiro lugar, levando em consideração as discussões dos capítulos anteriores, é importante ilustrar a metodologia de controle completa do filtro híbrido (Figura 18), considerada pelo autor a mais adequada possível para o alimentador residencial utilizado como modelo. A estrutura simulada atua no sentido de manter a tensão das barras dentro dos limites de tensão do PRODIST, compensar desequilíbrio (sequência negativa), compensar 5^o e 7^o harmônicos, e componentes de 3^o harmônico.

Figura 18 - Esquema da metodologia de controle completa do filtro híbrido



Para validar a eficácia do sistema proposto foram realizadas simulações no PSCAD / EMTDC considerando quatro situações possíveis.

1. Sem compensação;

2. Apenas com capacitores;
3. Apenas com filtragem passiva;
4. Com filtragem híbrida.

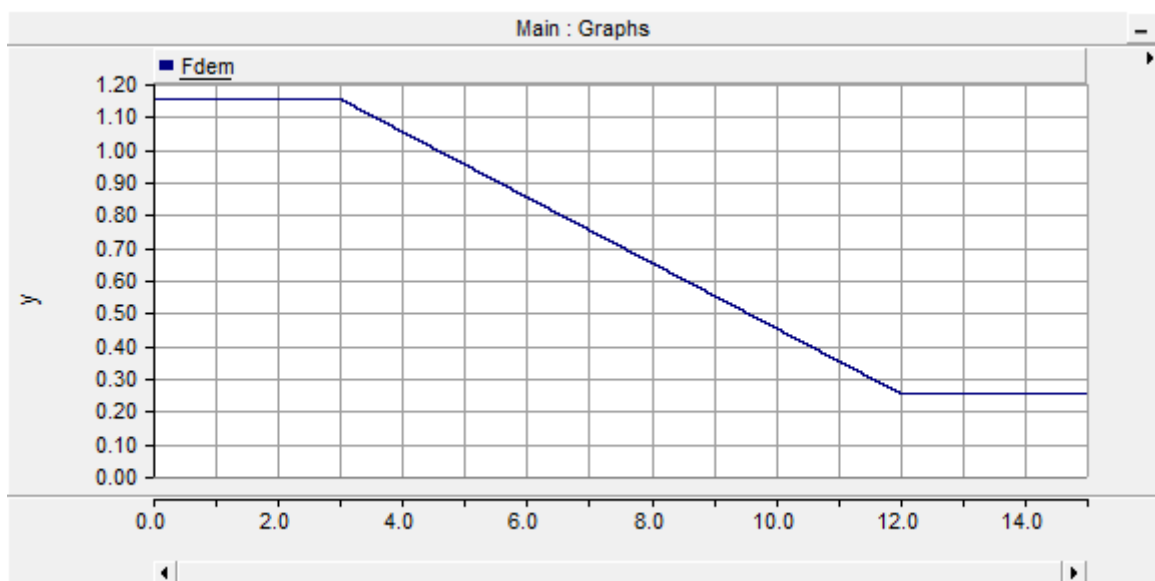
Em todas elas foram consideradas as seguintes características:

- Fator de demanda (f_{dem}) variante, entre 0,25 e 1,15;
- Fator de potência (f_p) constante de 0,92;
- Fator de desbalanceamento (f_{desb}) constante de 0,7;
- Fator de divisão (f_{div}) constante de 0,79.

Todos os resultados de simulação a serem apresentados representam um tempo t de 15 segundos de um sistema elétrico real.

A variação da demanda é idêntica em todas as situações: em $t = 0$, o f_{dem} inicia em 1,15; a partir de $t = 3$ s ele passa a diminuir linearmente a uma taxa de $-0,1/s$; em $t = 12$, quando $f_{dem} = 0,25$, seu valor fica estável até o fim da simulação, em $t = 15$ s. A escolha de realizar essa grande variação do fator de demanda objetiva verificar o funcionamento do filtro híbrido mesmo em condições extremas. A Figura 19 ilustra esse processo.

Figura 19 – Variação do fator de demanda ao longo das simulações



As linhas vermelhas tracejadas, presentes em alguns dos gráficos apresentados neste Capítulo, representam os limites estabelecidos nesta dissertação para seus respectivos indicadores.

7.1 Simulação com alimentador de cabo 4/0 AWG

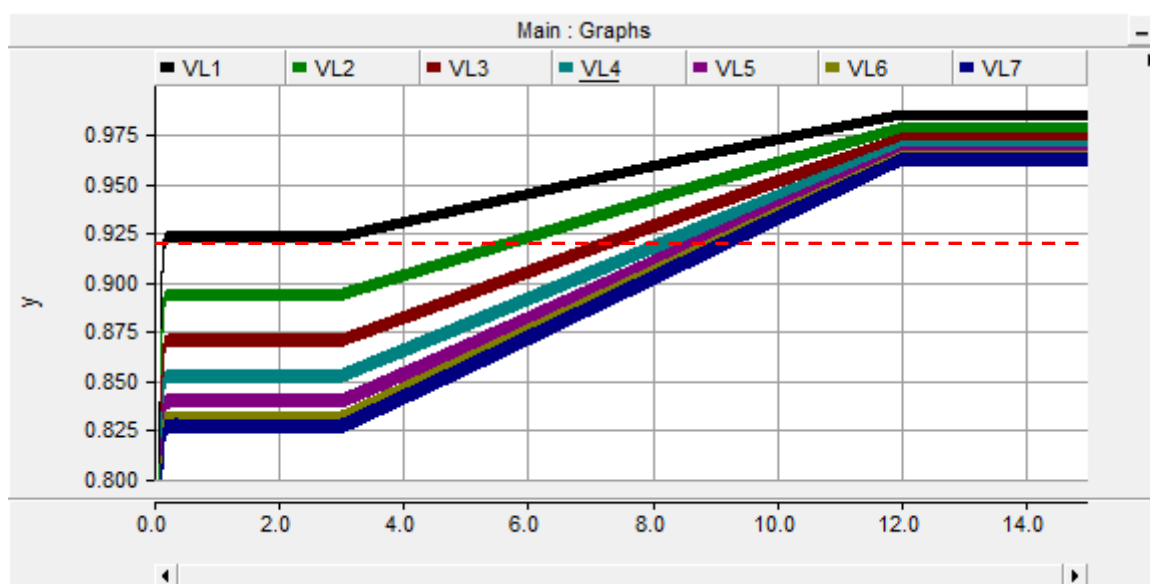
Neste subcapítulo serão apresentados resultados e análises correspondentes ao sistema proposto construído com cabos de alma de aço.

7.1.1 Sem compensação

Inicialmente foi observado o comportamento do sistema sem qualquer tipo de compensação. Nas Figuras 20 a 23 é possível observar as grandezas de tensão, FD% e DTT% em todas as barras do alimentador.

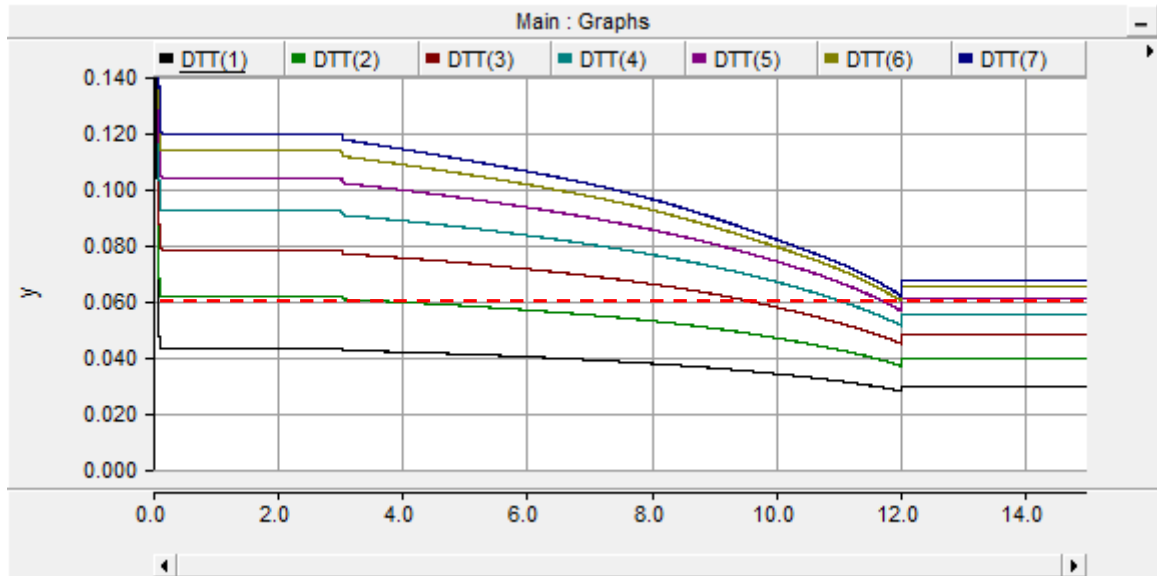
Pela Figura 20, nota-se que a única barra que permanece acima do limite mínimo de tensão em toda a faixa de demanda é a primeira.

Figura 20 – Tensões nas barras do alimentador sem compensação (valores em pu)



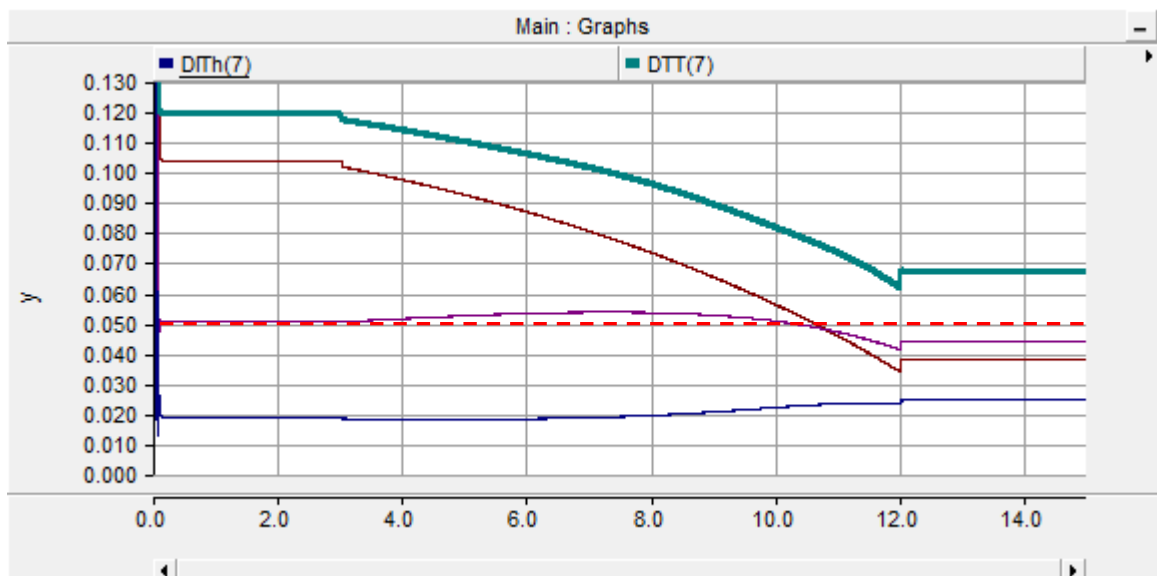
A Figura 21, primeiramente, indica que a DTT% diminui junto com a demanda do sistema. No entanto percebe-se que a primeira barra é a única que se adequa ao limite de 6% de DTT% estabelecido nesta dissertação, em toda a faixa de demanda.

Figura 21 – DTT% nas barras do alimentador sem compensação (valores na escala decimal)



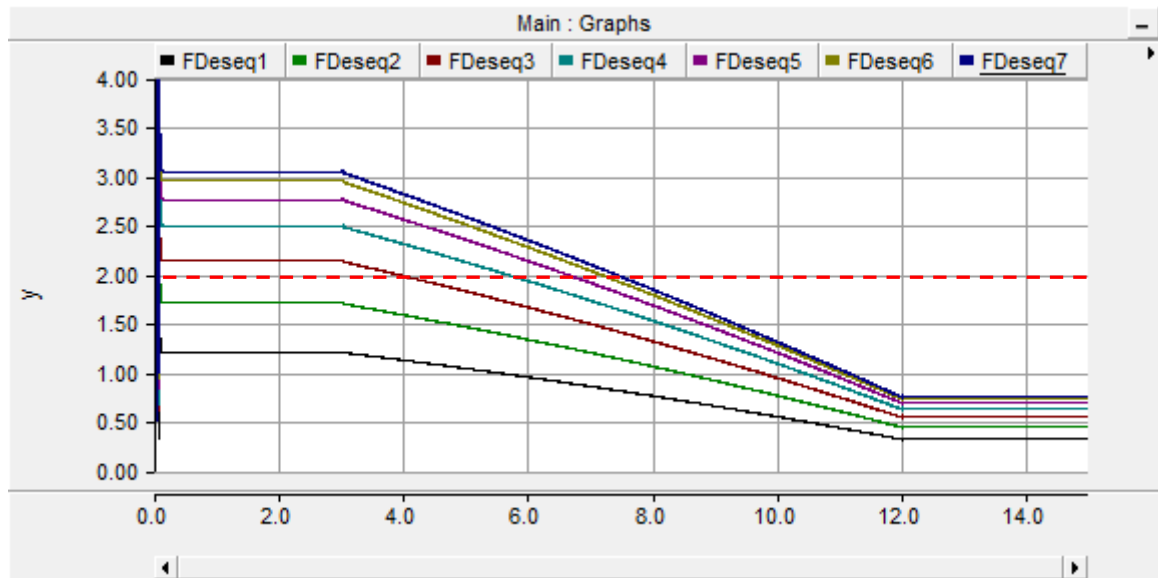
A Figura 22 mostra a influência do 3º, 5º e 7º harmônicos sobre a DTT%. Nota-se que a DTT% é mais afetada pelo 3º harmônico, conforme o esperado. Em relação aos limites de DITh%, tanto o 3º quanto o 5º harmônico superam o limite de 5% considerado aceitável.

Figura 22 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador sem compensação (valores na escala decimal)



A Figura 23 indica que o FD% também diminui à medida que a demanda é reduzida. Entretanto, somente as barras 1 e 2 mantêm esse indicador abaixo de 2% em toda a faixa de demanda.

Figura 23 – FD% nas barras do alimentador sem compensação (valores percentuais)

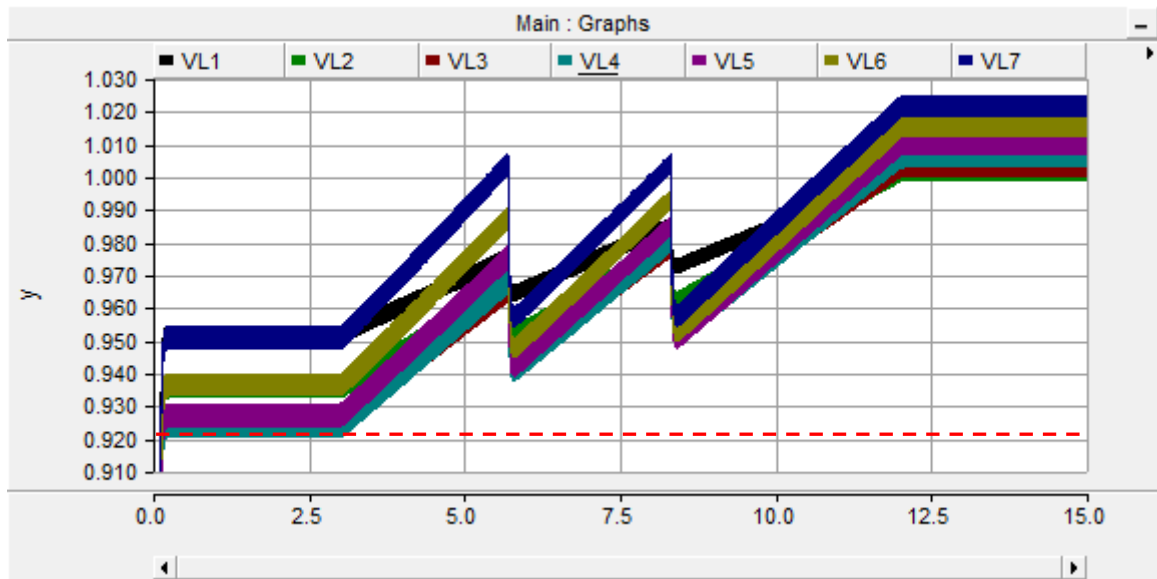


7.1.2 Apenas com capacitores

A seguir foi avaliado o comportamento do sistema apenas com o banco de capacitores conectado à barra 7 do alimentador. Nas Figuras 24 a 26 é possível observar as grandezas de tensão, FD% e DTT% em todas as barras do alimentador.

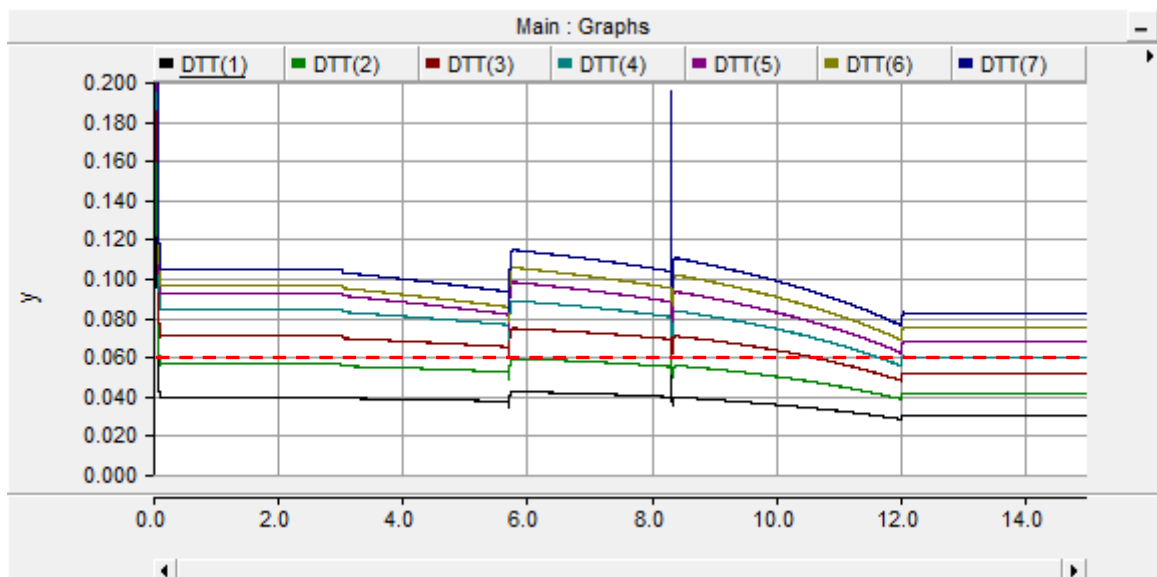
Pela Figura 24, nota-se que todas as barras permanecem acima do limite mínimo de tensão em toda a faixa de demanda, sendo que a quarta barra ficou praticamente no limite mínimo, na condição de demanda de 115%, conforme o desejado no dimensionamento do banco de capacitores. Os dois degraus que aparecem correspondem ao instante de chaveamento dos capacitores, que na situação simulada vão sendo desconectados.

Figura 24 - Tensões nas barras do alimentador apenas com capacitores (valores em pu)



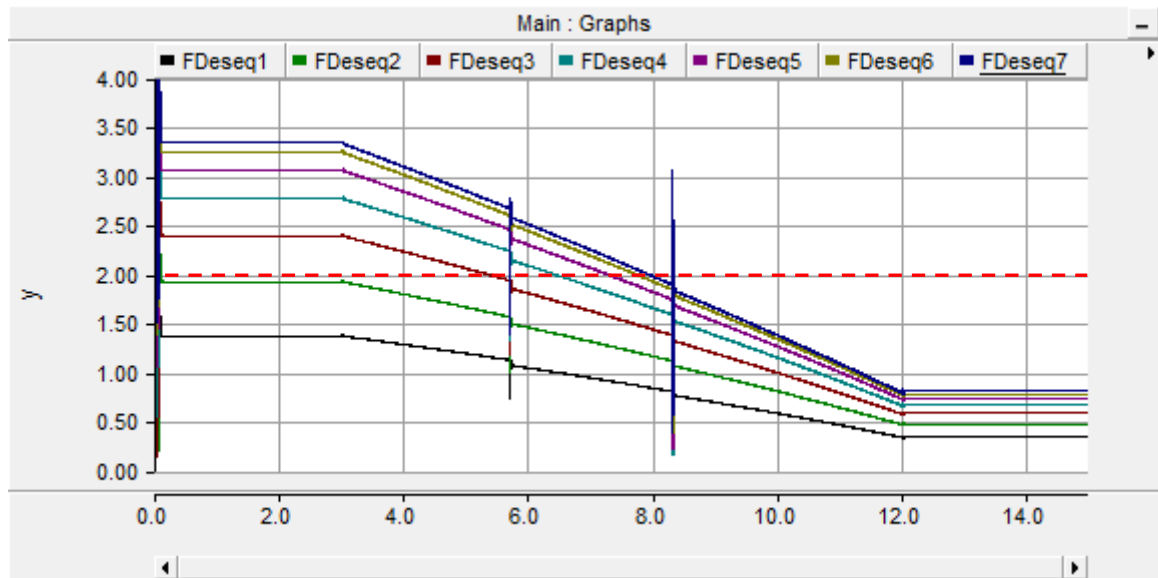
Observando os degraus que aparecem nos instantes de chaveamento dos capacitores, a Figura 25 aponta que a DTT% é fortemente influenciada por esses elementos: para uma mesma demanda, nota-se que esse indicador aumenta com a redução da capacitância utilizada. Novamente a primeira barra é a única que se adequa ao limite de 6% de DTT% em toda a faixa de demanda.

Figura 25 - DTT% nas barras do alimentador apenas com capacitores (valores na escala decimal)



A conclusão que se tira da Figura 26 é que o FD% é pouco afetado pelos capacitores. Pode-se dizer que o aumento na injeção de reativos na barra 7 causa um ligeiro aumento desse indicador.

Figura 26 - FD% nas barras do alimentador apenas com capacitores (valores percentuais)

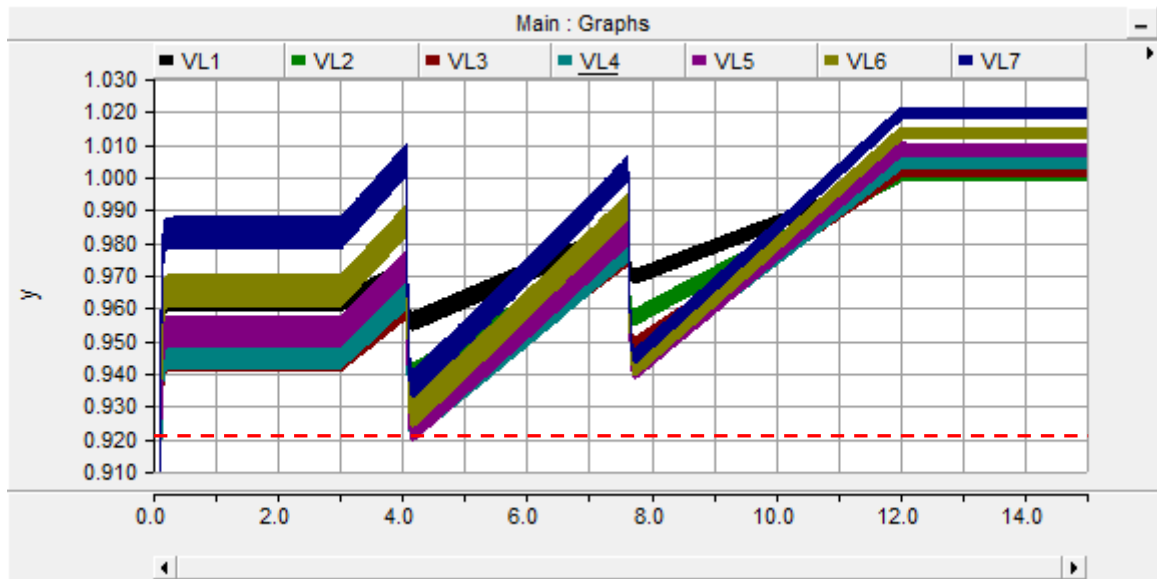


7.1.3 Apenas com filtragem passiva

Neste tópico foi analisado o comportamento do sistema apenas com um filtro passivo conectado à barra 7 do alimentador. Nas Figuras 27 a 30 observam-se as grandezas de tensão, FD%, DTT% em todas as barras do alimentador, além das DITh% pertinentes presentes na última barra.

De acordo com a Figura 27, as tensões de todas as barras permanecem dentro do intervalo considerado adequado pela norma.

Figura 27 - Tensões nas barras do alimentador apenas com filtragem passiva (valores em pu)



A Figura 28 apresenta resultados bem interessantes: as DDT% das barras só apresentam reduções expressivas nas faixas de demanda em que as capacitâncias totais são de 1200 μF e de 800 μF ($\Delta t_1 = 0$ a 3,9 s e $\Delta t_2 = 3,9$ a 7,5 s), situações nas quais as frequências de ressonância do filtro são de 147 e 180 Hz, respectivamente, ou seja, favoráveis à filtragem de terceiro harmônico. Devido à distância elétrica (impedância) entre a fonte do harmônico e o filtro híbrido, nesses intervalos, fica bem evidente que quanto maior a proximidade da barra ao filtro passivo, maior é a melhora na DTT%. Organizando os dados, tem-se que: $DTT\%(1) < DTT\%(2) < DTT\%(7) < DTT\%(3) < DTT\%(6) < DTT\%(4) < DTT\%(5)$. Na outra situação ($\Delta t_3 = 7,5$ a 15 s), as DTT% ficam ainda piores que na simulação com compensação capacitiva pura.

A Figura 29 mostra a razão disso com clareza: quando somente a capacitância de 400 μF está conectada, a frequência de ressonância do filtro passa a ser 255 Hz e as reatâncias equivalentes de terceiro harmônico do filtro passivo crescem de maneira significativa. Dessa forma, nessa condição, o filtro passivo deixa de ser efetivo para compensar correntes de terceiro harmônico, as quais são dominantes no sistema. Nota-se ainda que, como a frequência de ressonância do filtro se aproxima do 5º e 7º harmônicos, a filtragem desses componentes melhora.

Figura 28 - DTT% nas barras do alimentador apenas filtragem passiva (valores na escala decimal)

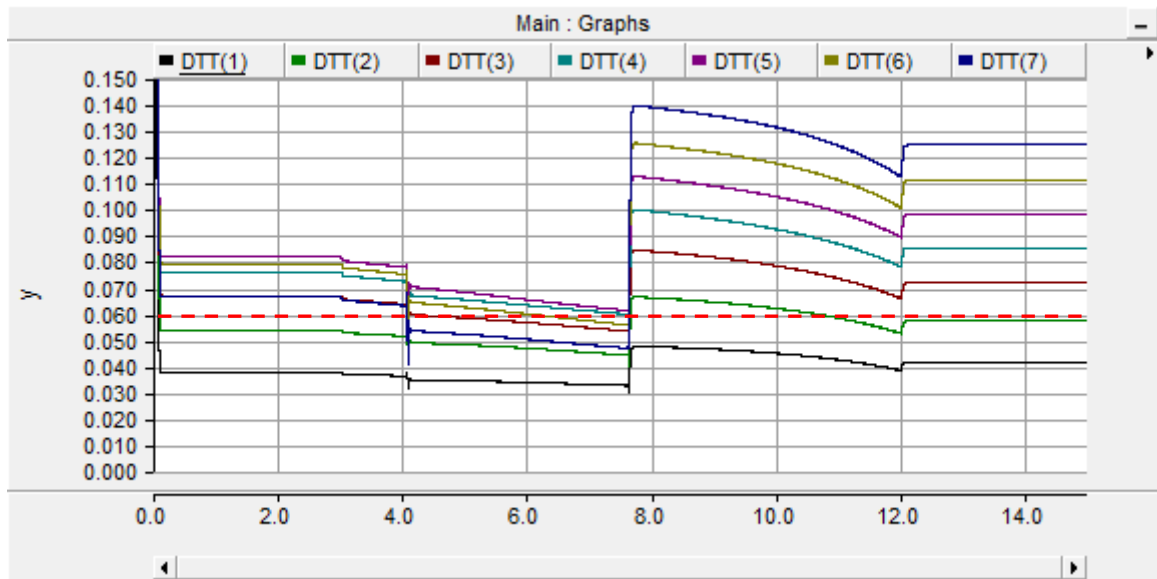
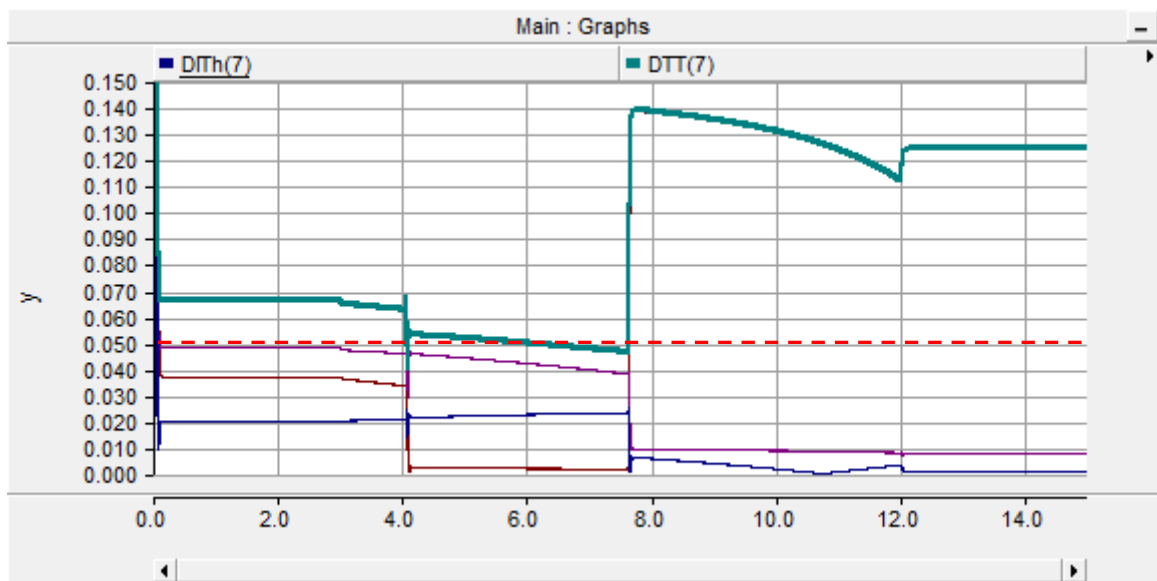
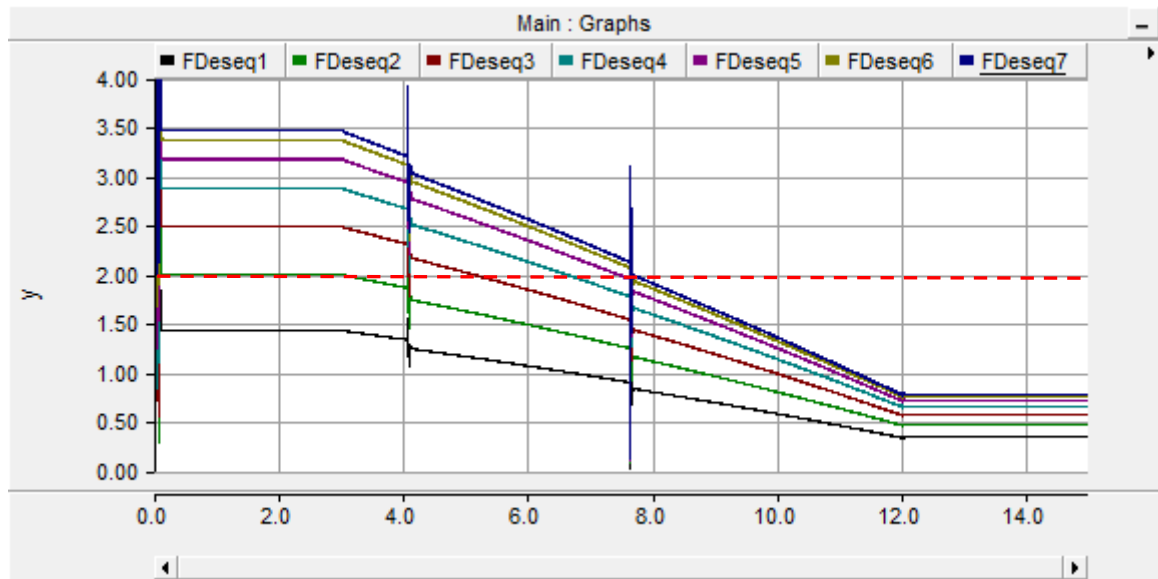


Figura 29 – DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador apenas filtragem passiva (valores na escala decimal)



Como o esperado, de acordo com a Figura 30, a presença do filtro passivo não causou mudanças significativas nos FD% das barras, que permanecem elevados.

Figura 30 - FD% nas barras do alimentador com filtragem passiva (valores percentuais)



7.1.4 Com filtragem híbrida

Neste tópico serão apresentados os resultados da simulação com o sistema proposto completo, utilizando filtragem híbrida. Por isso, a discussão abordará mais detalhes. A Tabela 7 expõe o momento em que cada evento ocorre na simulação.

Tabela 7 - Momentos de ocorrência dos eventos na simulação.

Sequência de eventos da simulação	
Tempo (s)	Descrição do evento
0	Início da energização no sistema elétrico
0,05	Fim da energização do sistema elétrico
0,75	Habilitação do controle do filtro ativo para redução do FD%
1,5	Habilitação do controle do filtro ativo para redução do 3º harmônico
2	Habilitação do controle do filtro ativo para redução do 5º e 7º harmônicos
3	Início da redução linear do fator de demanda, a uma taxa de -0,1/s
3	Habilitação do controle do banco de capacitores
12	Estabilização do fator de demanda no valor de 0,25
15	Fim da simulação

A simulação já inicia em $t = 0$ s com o filtro ativo ligado à rede, com uma capacitância total conectada de $1200 \mu\text{F}$. A princípio nenhum controle do filtro híbrido fica habilitado, pois é

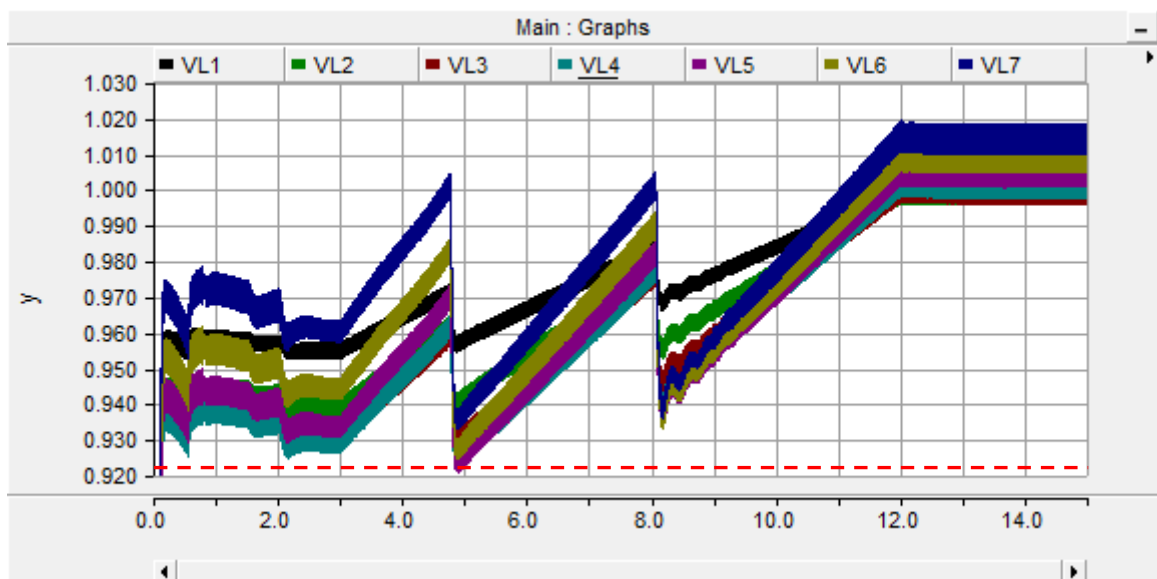
necessário aguardar que o barramento CC do inversor carregue-se completamente, o que demora aproximadamente 0,5 s. Por isso, somente a partir de 0,75 s as funções do filtro ativo começam a ser habilitadas. A partir do instante 3 s, o fator de demanda do sistema começa a ser reduzido linearmente até se estabilizar no instante 12 s, como foi mostrado na Figura 19.

Por uma questão de organização, este tópico será dividido em subtópicos.

7.1.4.1 Indicadores de qualidade de energia

A Figura 31 ilustra as tensões nas barras do alimentador ao longo da simulação, compreendendo a faixa de demanda de 115% a 25%. Fica evidente que o filtro passivo cumpre bem um de seus objetivos que é o de garantir que os níveis de tensão nas barras de todo o alimentador mantenham-se entre 117 V (0,921 pu) e 133 V (1,047 pu). Os degraus que aparecem em $t = 4,8$ s e em $t = 8$ s correspondem aos instantes em que são desconectados 400 μ F do banco de capacitores, determinados pela chegada da tensão de sequência positiva, na barra 7, em 127 V.

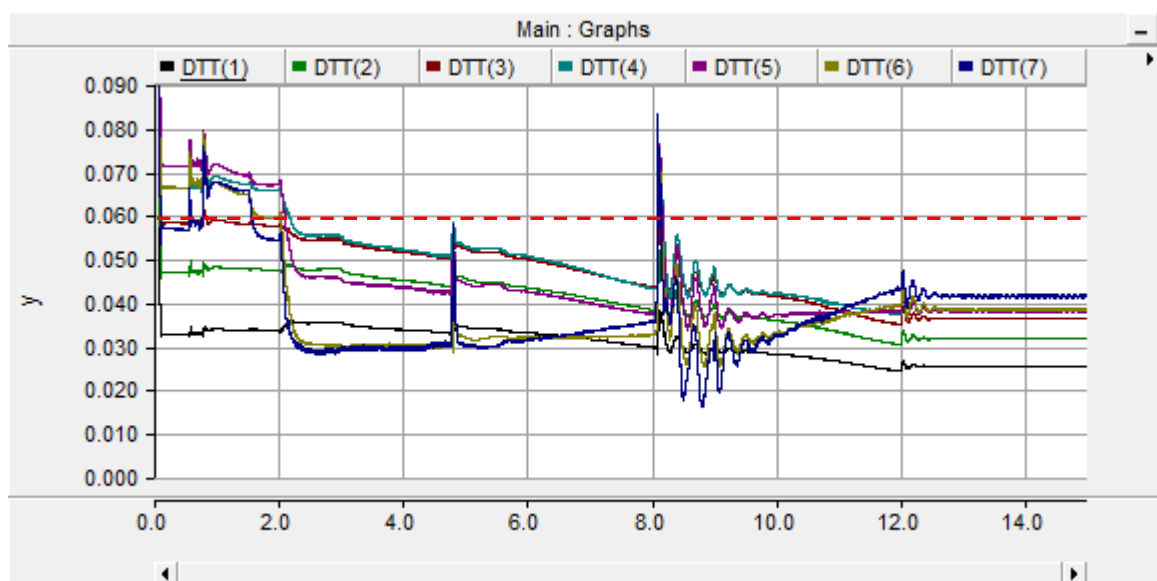
Figura 31 - Tensões nas barras do alimentador apenas com filtragem híbrida (valores em pu)



A Figura 32 indica que após o instante $t = 3$ s da simulação, quando os controles de redução de 3°, 5° e 7° harmônicos já estão habilitados e praticamente estabilizados, todas as barras mantêm suas DTT% abaixo do limite definido em 6%. É uma melhora bastante considerável quando comparado esse resultado com o da simulação sem compensação alguma (Figura 21).

Como foi visto na Figura 29 do tópico anterior, quando capacitância total conectada é de 400 μF , a DIT3% aumenta abruptamente. Por isso, em $t = 8$ s, no momento da chaveamento dos capacitores, surge um transitório indesejável no momento do chaveamento do capacitor. Em outras palavras, o controlador não é capaz de amortecer uma variação tão abrupta. De qualquer forma, a DTT% só ultrapassa o limite de 6% durante um intervalo de 0,1 s, fato que não compromete o indicador em regime permanente, que é o que interessa do ponto de vista de medição de DTT%.

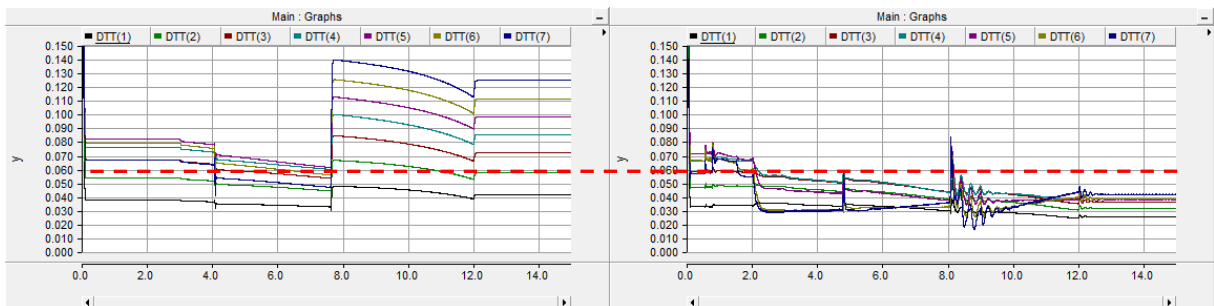
Figura 32 - DTT% nas barras do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal)



Assim como ocorre com o filtro passivo, a eficácia do filtro híbrido também aumenta com sua proximidade às barras. É notável que a DTT%(7) e a DTT%(6) chegam até mesmo a ficar menores que a DTT%(1) na faixa de demanda de 115% a 80%. Vale citar que, excetuando-se a barra 7, que tem um comportamento especial, percebe-se que a barra mais crítica no quesito DTT% é a quarta.

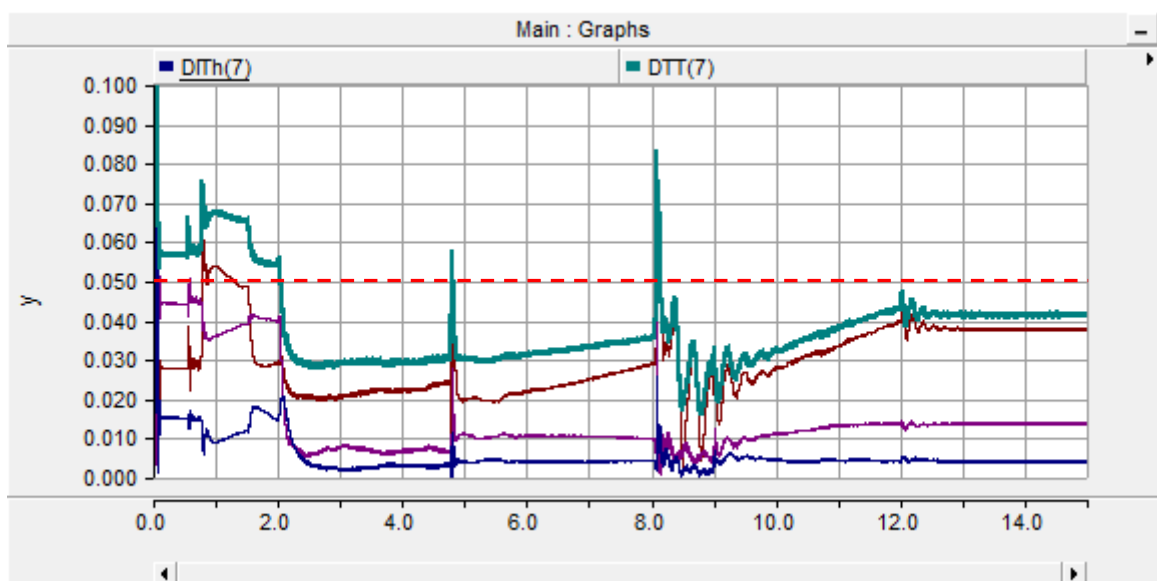
Para melhorar a clareza da análise, a Figura 33, mostra comparativamente, lado a lado, as DTT% das barras usando filtragem passiva (à esquerda) e híbrida (à direita), evidenciando a influência da inserção de um filtro ativo na melhoria do indicador em questão. Percebe-se que o filtro híbrido melhora a DTT% de todas as barras em toda a faixa de demanda. Destaca-se nesse aspecto a melhoria que ocorre após $t = 8$ s: somente com filtragem passiva, a DTT%(7), por exemplo, chegou ao péssimo patamar de 14%; já com filtragem híbrida o valor do indicador não chegou nem a 5% (desconsiderando o transitório causado pelo chaveamento dos capacitores).

Figura 33 - DTT% das barras usando filtragem passiva (à esquerda) e híbrida (à direita)



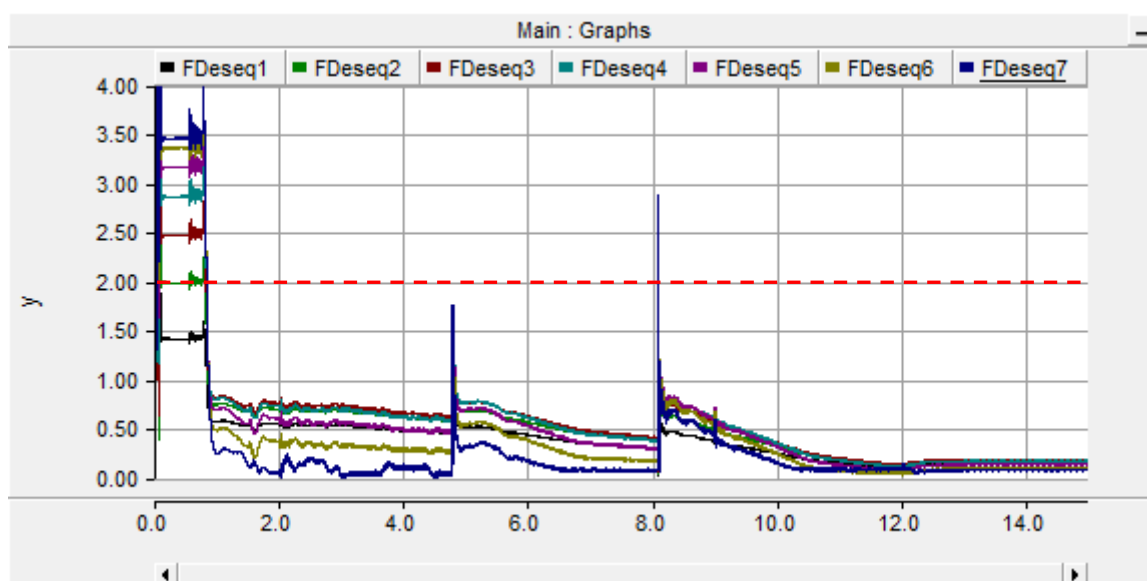
A Figura 34, por sua vez, comprova que os harmônicos individuais (3° , 5° e 7°) também não superam os limites das DITh%, estabelecidos em 5%.

Figura 34 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal)



Tratando-se de indicadores de qualidade de energia, há por fim os FD% das barras, ilustrados na Figura 35. É nítido que o filtro se mostrou bastante eficaz na melhoria do FD%. A barra 7, por exemplo, que estava com esse valor em um patamar elevado, de 3,5%, passou a apresentar um valor próximo de 0%. Percebe-se também que a qualidade da ação de controle não foi afetada pela variação da impedância do filtro passivo. E, novamente, as barras mais afetadas pelo filtro híbrido foram as mais próximas a ele.

Figura 35 - FD% nas barras do alimentador com filtragem híbrida (valores percentuais)



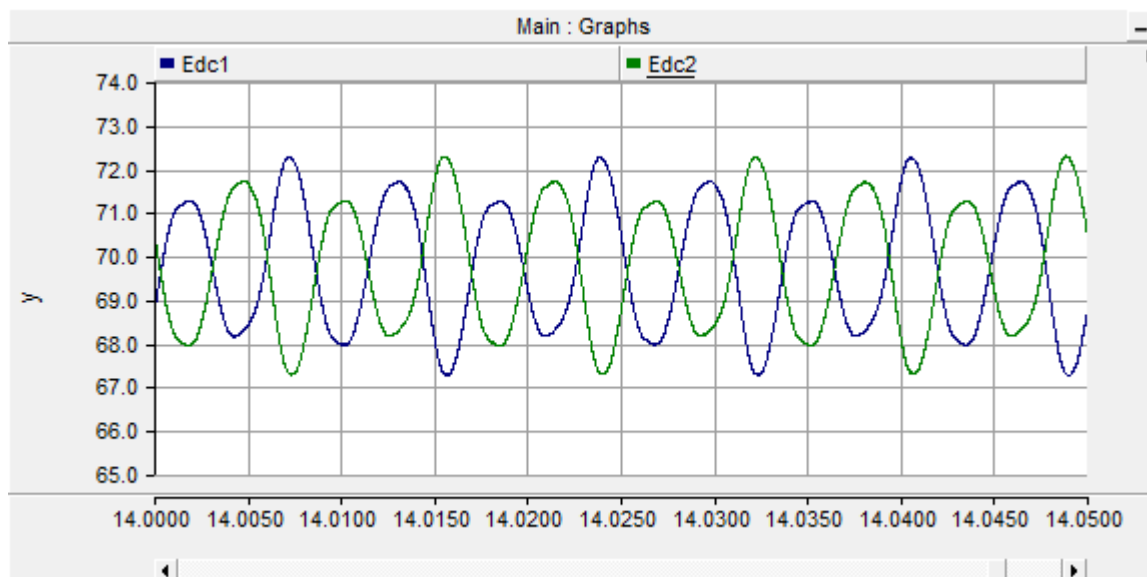
7.1.4.2 Barramento CC do inversor

A regulação de tensão do barramento CC gerou algumas complicações pertinentes durante sua implementação, e por isso optou-se por falar especificamente dela.

O primeiro empecilho é que o filtro híbrido compensa correntes de 3º harmônico, que são de sequência zero, ou seja, elas circulam alternadamente pelos capacitores do braço aterrado do inversor, em direção ao neutro. Isso gera uma oscilação de 180 Hz na tensão entre cada um desses capacitores e a terra, como mostra a Figura 36. Percebe-se que, além das componentes CC, há duas componentes predominantes nas tensões dos capacitores: uma na frequência de

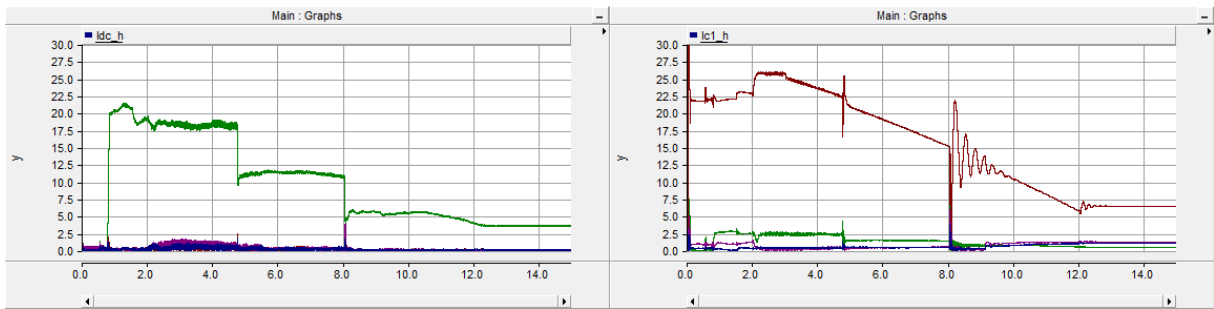
60 Hz e outra na frequência de 180 Hz. O controlador procura manter a soma dessas duas tensões estável, por isso, apesar da oscilação, a soma delas é sempre aproximadamente 140 V.

Figura 36 - Tensões sobre os capacitores do braço com fio neutro (V)



A partir das diversas simulações realizadas, notou-se que essas oscilações não atrapalhavam a filtragem do 5º e do 7º harmônico. Contudo, ao acrescentar a função de compensação de sequência negativa ao controlador, a DIT3% aumentava em quase 100%, o que era inadmissível. Para contornar essa situação, foi acrescentado um terceiro capacitor em paralelo com o barramento CC, conforme foi mostrado na Figura 8 do Subcapítulo 4.6. Esse novo capacitor (C_{DC}) passou a atuar injetando a maior parte da corrente responsável pela compensação de sequência negativa, praticamente isentando os capacitores do braço com neutro (C_1 e C_2) de fazerem esse papel. A Figura 37 mostra lado a lado as magnitudes das correntes harmônicas (valores rms) injetadas por C_{DC} e por C_1 , que somadas correspondem a corrente total injetada pelo barramento CC do filtro ativo. Destaca-se a corrente correspondente à compensação de sequência negativa (verde), injetada quase que totalmente por C_{DC} , evidenciando que de fato praticamente toda compensação de sequência negativa é feita por esse capacitor. Vale comentar que o algoritmo de detecção de magnitudes harmônicas do PSCAD / EMTDC identifica a corrente de compensação de sequência negativa como uma componente de 2º harmônico.

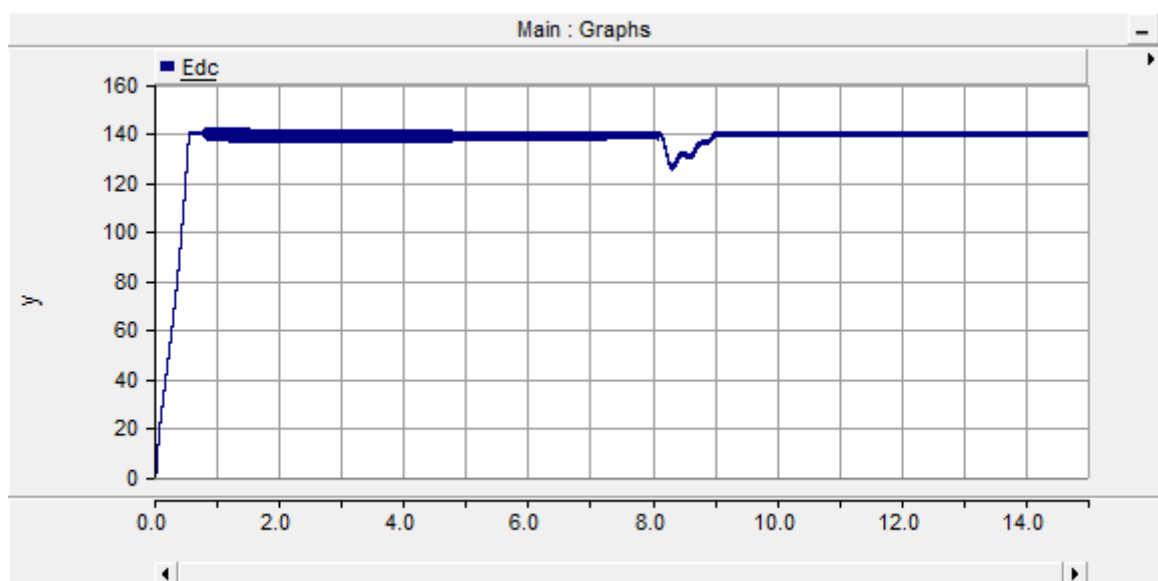
Figura 37 - Magnitudes das correntes harmônicas (A_{rms}) injetadas por C_{DC} (à esquerda) e por C_1 (à direita).



Legenda: Sequência negativa (verde), 3º harmônico (vermelha), 5º harmônico (lilás), 7º harmônico (azul).

A outra complicação em relação ao barramento CC se deve ao fato da frequência ressonância do filtro passivo apresentar três possíveis valores diferentes, dependendo da demanda das cargas do alimentador. Quanto mais essa frequência se afasta de 60 Hz, maior fica a reatância do filtro passivo na fundamental. Conseqüentemente, torna-se mais difícil para o filtro ativo absorver da rede corrente na frequência fundamental a fim de compensar as perdas de chaveamento na ponte inversora, fato que pode ocasionar pequenas oscilações na tensão do barramento CC ou, na pior das hipóteses, até mesmo instabilizar o controlador do filtro ativo. Pela Figura 38, nota-se que em $t = 8$ s, no instante do chaveamento dos capacitores, ocorre um abaixamento de 12 V, e, em $t = 9$ s, a tensão estabiliza novamente em 140 V, o que mostra que essa oscilação no sistema proposto não é prejudicial ao controlador do filtro híbrido proposto.

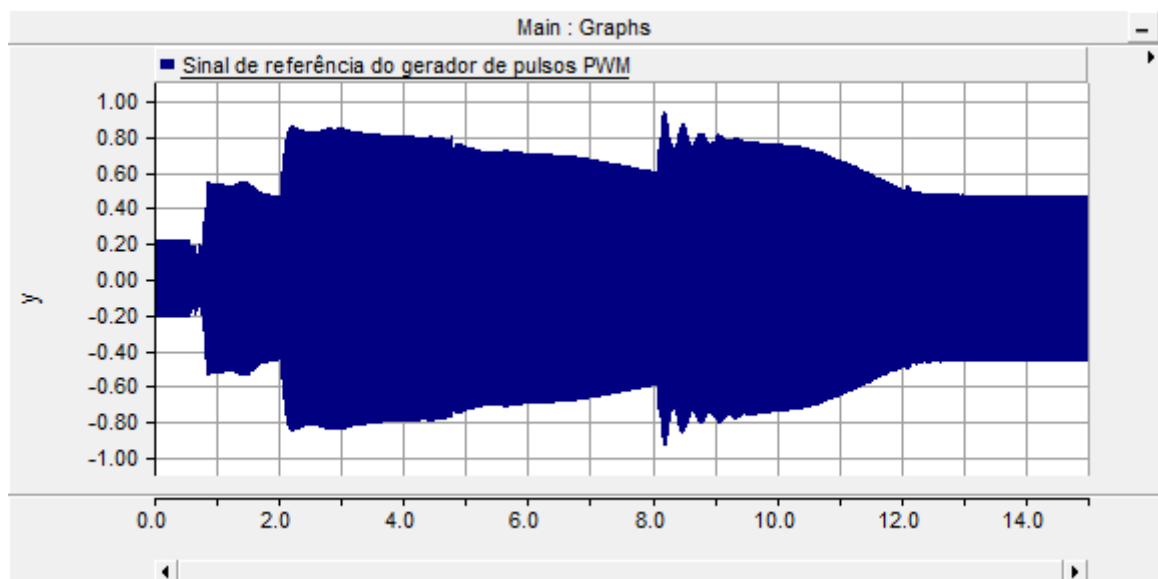
Figura 38 – Tensão no barramento CC do inversor (V)



Seguindo a linha de raciocínio, a preocupação com possíveis afundamentos de tensão no barramento CC é a seguinte: quando eles ocorrem, o sinal de referência do gerador de pulsos PWM precisa aumentar para compensá-los de alguma maneira. Primeiro porque o sistema de controle precisará injetar mais potência no filtro ativo para que a tensão no barramento CC volte para seu valor de referência. Segundo porque os controles responsáveis pela compensação harmônica e de desequilíbrio de tensão continuarão atuando, e, em razão do abaixamento, precisarão que o filtro ativo injete correntes ainda maiores. Continuando: se o sinal de referência ultrapassar o valor de 1 pu, o sinal de saída do gerador de pulsos PWM satura e começa a injetar harmônicos indesejáveis no sistema elétrico, podendo até mesmo levar o controlador do filtro ativo à instabilidade, dependendo do grau da ultrapassagem.

A Figura 39 mostra os níveis máximos e mínimos do sinal de referência do gerador de pulsos PWM. Em momento algum ele ultrapassa o valor de 1 pu, porém, nota-se que em $t = 8$ s ocorre um aumento considerável em seu valor, seguida de um período de oscilação.

Figura 39 – Sinal de referência do gerador de pulsos PWM

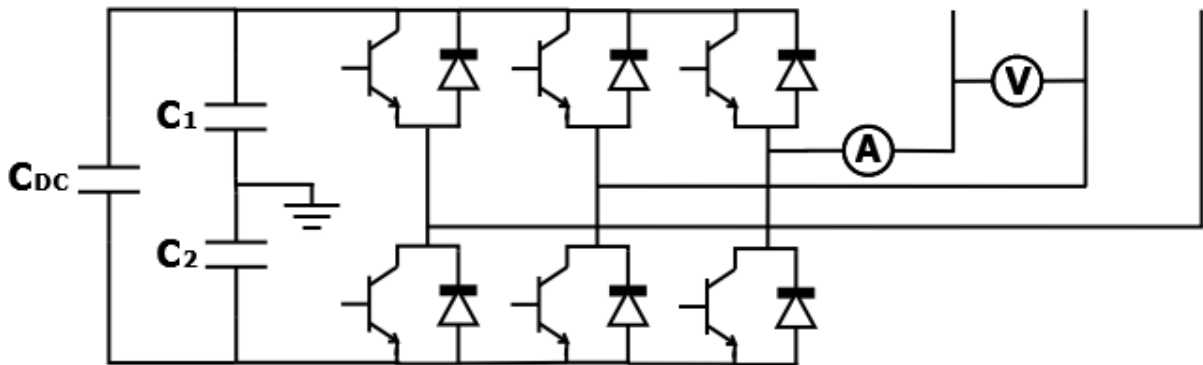


A escolha do valor de 140 V como referência para a tensão do barramento CC foi feita com base em observações no sinal de referência do gerador de pulsos PWM, via simulação, de forma a garantir que seu valor jamais ultrapassasse 1 pu.

7.1.4.3 Potência do filtro ativo

O cálculo da potência do filtro ativo foi realizado por meio de uma aproximação considerada aceitável na literatura (Equação 7.1) e usou como variáveis os valores de tensão e corrente medidos nos locais ilustrados na Figura 40.

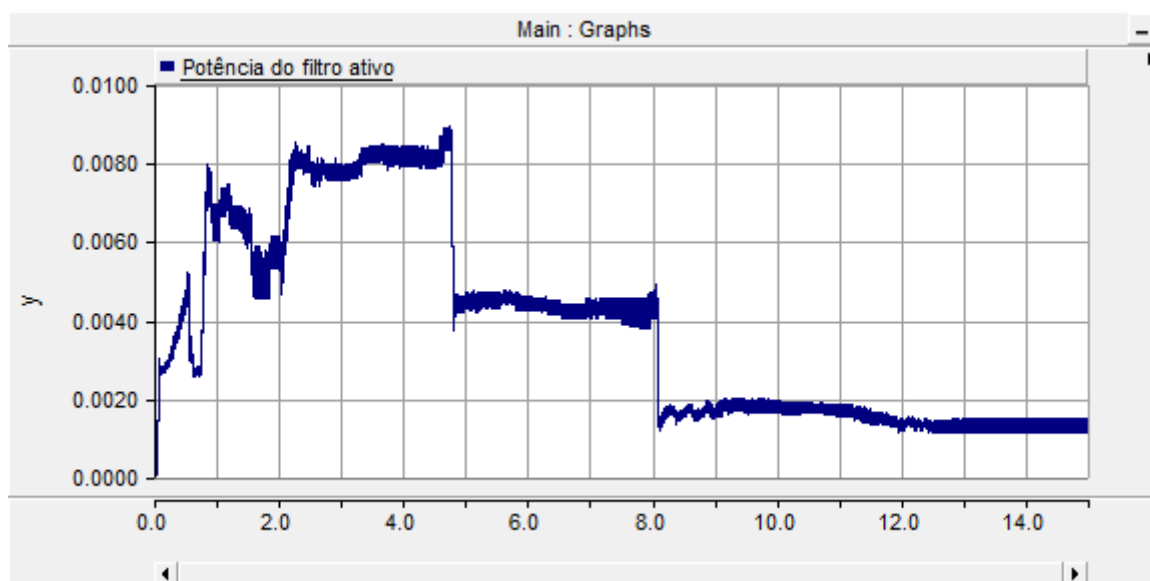
Figura 40 – Esquema de medição de tensão e corrente no filtro ativo para cálculo da potência



$$S = \sqrt{3} \cdot V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}} \quad (7.1)$$

A Figura 41 exibe a potência aparente do filtro ativo, calculada ao longo da simulação. Seu gráfico assume um perfil bastante comportado, sem picos abruptos de potência, e nota-se que o estado do banco de capacitores é o fator predominante para o valor da potência, sendo mais relevante que a própria variação da demanda.

Figura 41 - Potência aparente no filtro ativo (MVA)



A potência nominal do filtro ativo foi definida com base nesse gráfico. Conclui-se que uma potência nominal de 9 kVA, correspondente a 12% da potência nominal do transformador, é suficiente para atender às necessidades do alimentador. Esse é um valor plenamente aceitável, comprovando que a solução não seria proibitivamente cara.

7.1.5 Outras análises

Neste tópico serão apresentadas algumas análises consideradas pertinentes que surgiram no decorrer do desenvolvimento do trabalho.

7.1.5.1 Melhor localização do filtro híbrido

O objetivo deste subtópico é justificar instalação do filtro híbrido na última barra do alimentador residencial.

Como foi discutido no Capítulo 5, a estratégia de controle proposta utiliza como parâmetro de entrada a tensão medida na barra em que o filtro híbrido é instalado. É de se esperar que quanto pior for o perfil de tensão na barra em que o equipamento for instalado (em relação às outras barras), maior será a influência da compensação sobre o resto do alimentador. Dessa forma, intuitivamente, o melhor local para instalação do filtro híbrido é a última barra do alimentador. Para comprovar essa hipótese, as Figuras 42 a 45 ilustram comparativamente duas situações de simulação distintas:

1. Filtro híbrido instalado na quarta barra do alimentador;
2. Filtro híbrido instalado na sétima barra do alimentador.

A escolha da quarta barra do alimentador como critério de comparação foi feita, pois a mesma é a barra central do alimentador.

De acordo com figuras a seguir, em ambas as situações, apesar das dinâmicas das barras serem diferentes, os indicadores de DTT% e FD% apresentaram valores aceitáveis e semelhantes. No entanto, percebe-se que a instalação do mesmo filtro híbrido na quarta barra do alimentador não garantiria os níveis mínimos de tensão em todas as barras, ou seja, seria necessário instalar capacitores maiores. Por fim, a potência nominal do filtro ativo teria que ser ligeiramente maior (10 kVA, em vez de 9 kVA).

Figura 42 - Tensões nas barras do alimentador apenas com o filtro híbrido instalado na 4ª barra (valores em pu)

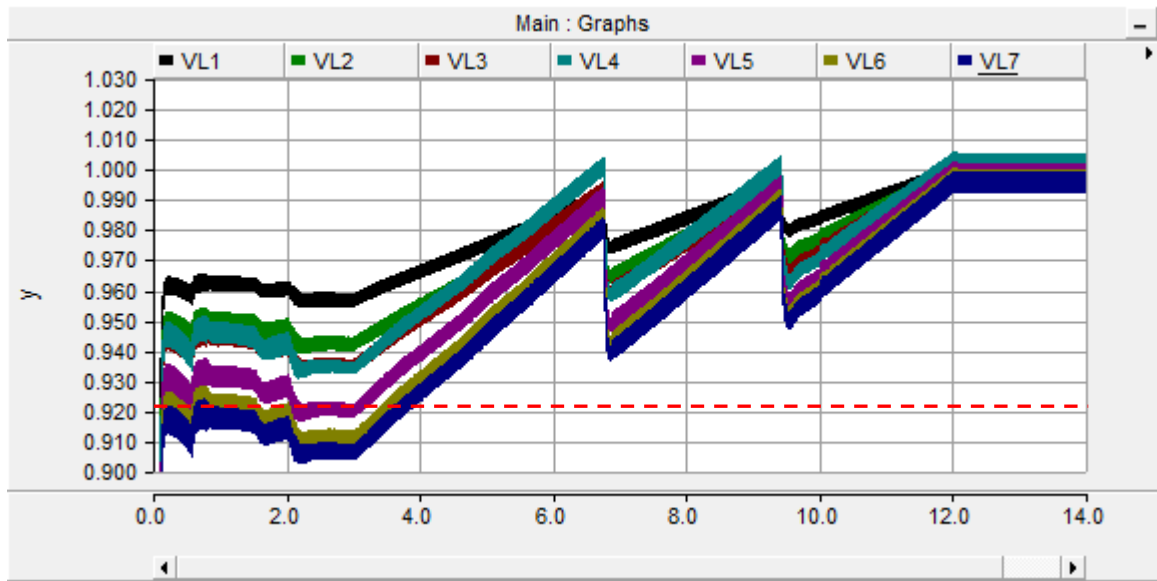


Figura 43 - DTT% das barras com o filtro híbrido instalado na 4ª barra (à esquerda) e na 7ª barra (à direita)

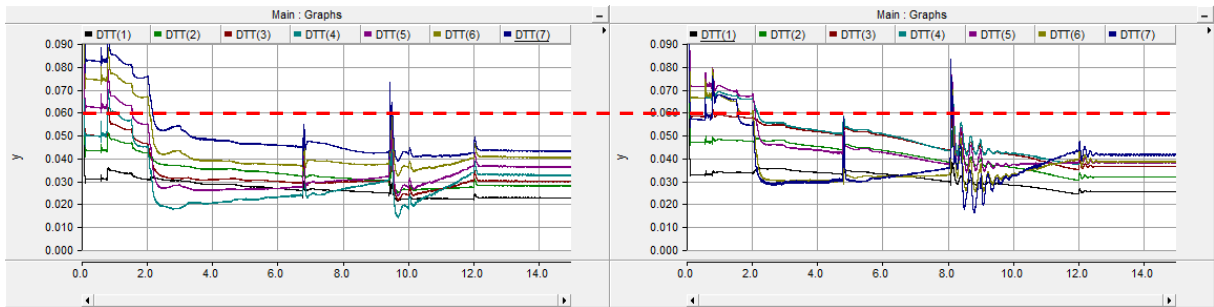


Figura 44 - FD% das barras com o filtro híbrido instalado na 4ª barra (à esquerda) e na 7ª barra (à direita)

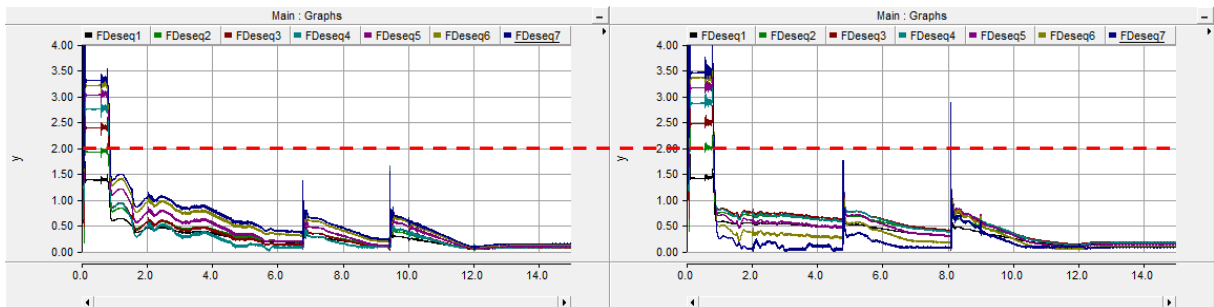
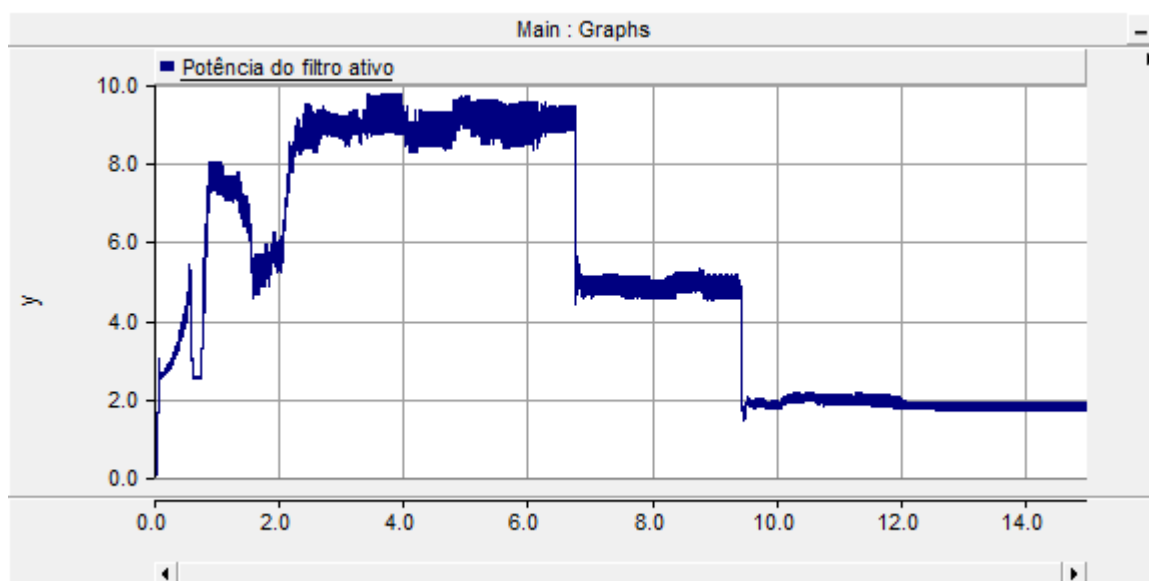


Figura 45 - Potência aparente no filtro ativo instalado na 4ª barra (kVA)



7.1.5.2 Correntes no filtro ativo

A Figura 46 apresenta a forma de onda da corrente que passa pelo neutro no filtro ativo. Nota-se que há duas componentes predominantes: uma na frequência de 60 Hz, correspondente à corrente fundamental de sequência zero, e outra de 3º harmônico, sendo que esta é a preponderante. Pela figura 47, percebe-se que o cabo neutro precisará ser capaz de suportar uma corrente de pico de 80 A em regime permanente.

Figura 46 - Forma de onda da corrente de neutro no filtro ativo (A)

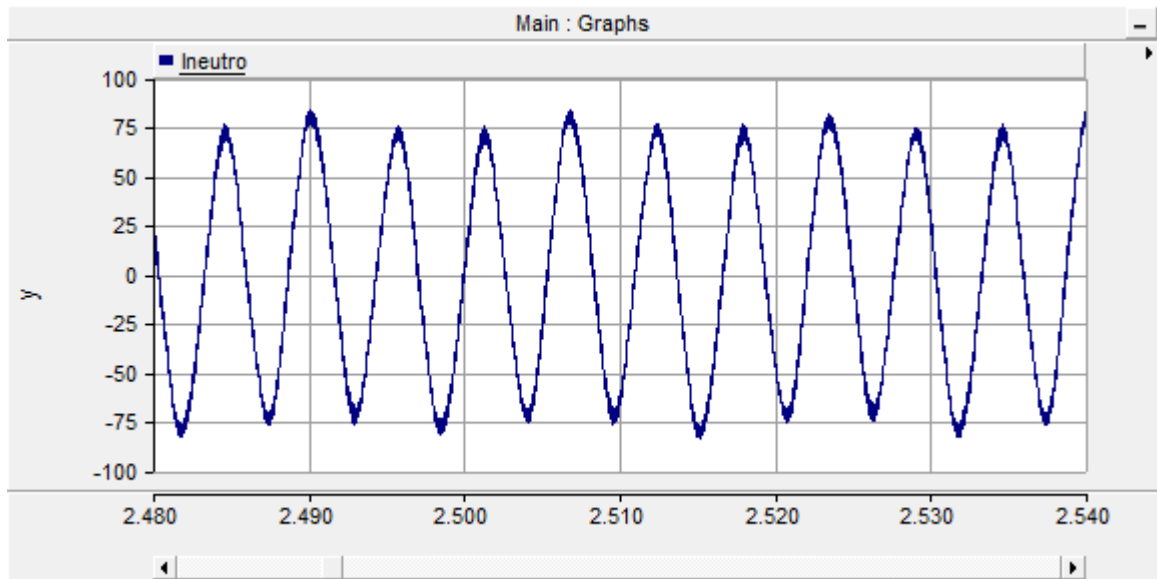
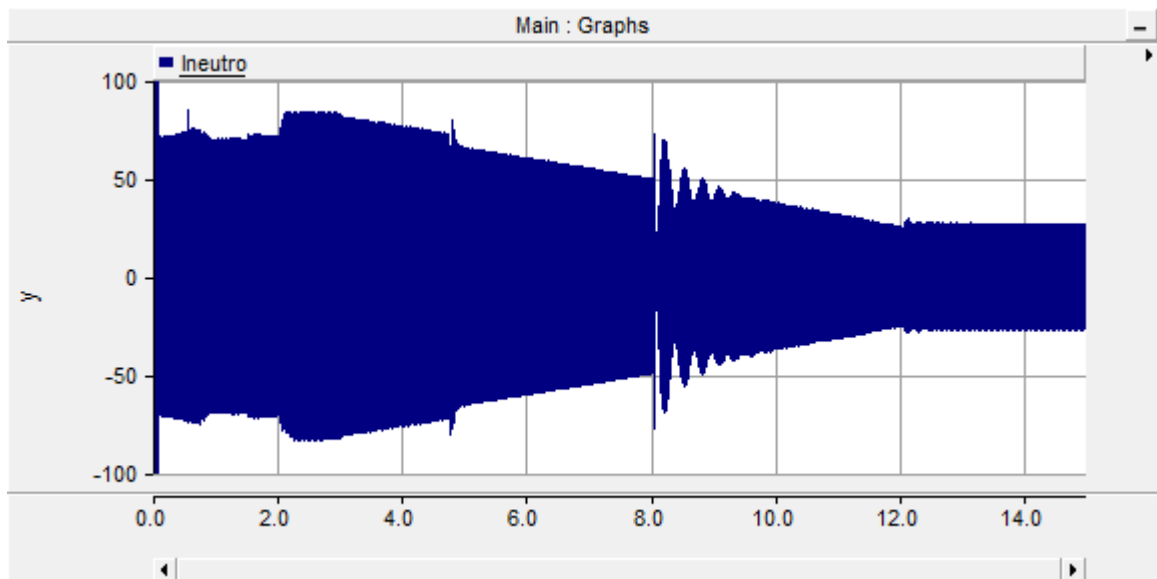
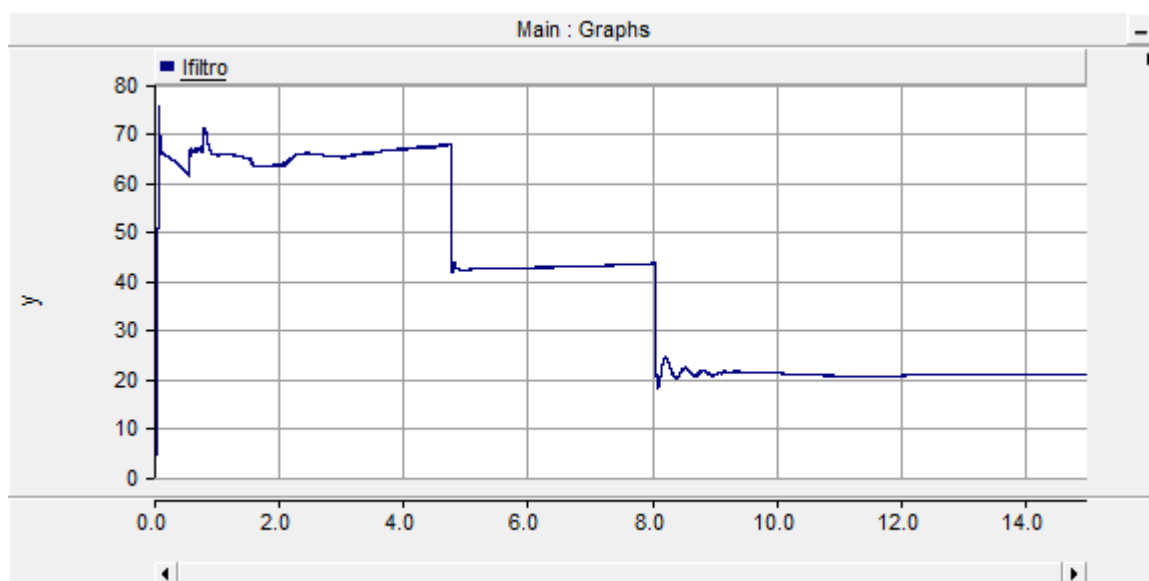


Figura 47 - Corrente instantânea de neutro no filtro ativo ao longo da simulação (A)



Já a Figura 47 exibe os níveis de corrente eficaz injetada pelo filtro ativo ao longo da simulação. Verifica-se que os cabos e os elementos associados ao filtro híbrido deverão suportar uma corrente eficaz de 70 A.

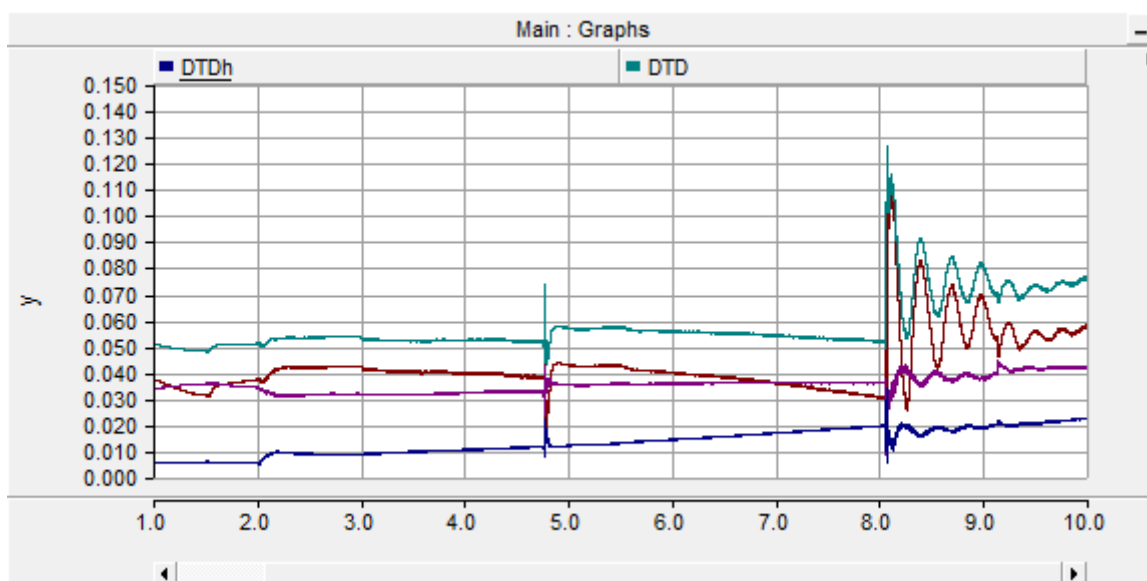
Figura 48 - Níveis de corrente eficaz injetada pelo filtro ativo (A)



7.1.5.3 Correntes harmônicas na fonte

Apesar da estratégia de controle do filtro híbrido ter como finalidade a melhoria da tensão nas barras, é bastante pertinente verificar o que ocorre com as corrente harmônicas injetadas na entrada do alimentador, em razão da atuação do filtro, uma vez que elas poderão se propagar para o sistema de distribuição primária e, talvez, dar origem a outros problemas. A Figura 49 ilustra os níveis de distorção de corrente na entrada do alimentador de distribuição secundária, a jusante do transformador.

Figura 49 - DTD% (verde), DTD3% (vermelha), DTD5% (lilás), DTD7% (azul) na entrada do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal)



Percebe-se que a atuação do filtro híbrido não causa problemas de distorção de corrente na entrada do alimentador, pois não é verificado um aumento abrupto da DTD% a partir de $t = 1,5$ s, momento no qual a filtragem do 3º harmônico é habilitada. Além disso, comparando a Figura 49 com a Figura 34, que traz os níveis de distorção de tensão na última barra do sistema, nota-se que o ligeiro aumento na DTD% na entrada, a partir de $t = 8,0$ s, é natural, uma vez que a DTT% nesse intervalo também aumenta.

7.2 Simulação com alimentador de cabos multiplexados

Este subcapítulo apresenta resultados e análises para o caso do sistema proposto construído com cabos multiplexados.

7.2.1 Sem compensação

Observando o comportamento do sistema sem qualquer tipo de compensação, nas Figuras 50 a 53, fica evidente que, mesmo com o uso de cabos multiplexados, de indutância bem menor

que dos cabos 4/0 AWG, os níveis de tensão e as DTT% nas barras do alimentador apresentam valores aquém do aceitável. Os valores de FD%, por outro lado, permanecem abaixo da referência de 2%, o que, contudo, não impede que eles sejam melhorados.

Figura 50 - Tensões nas barras do alimentador sem compensação (valores em pu)

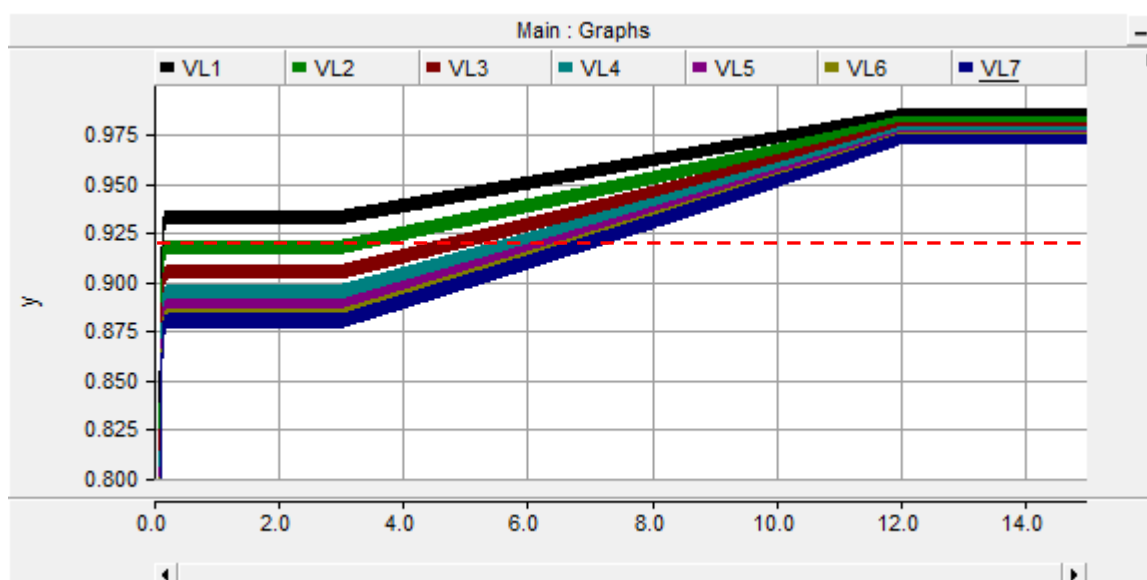


Figura 51 - DTT% nas barras do alimentador sem compensação (valores na escala decimal)

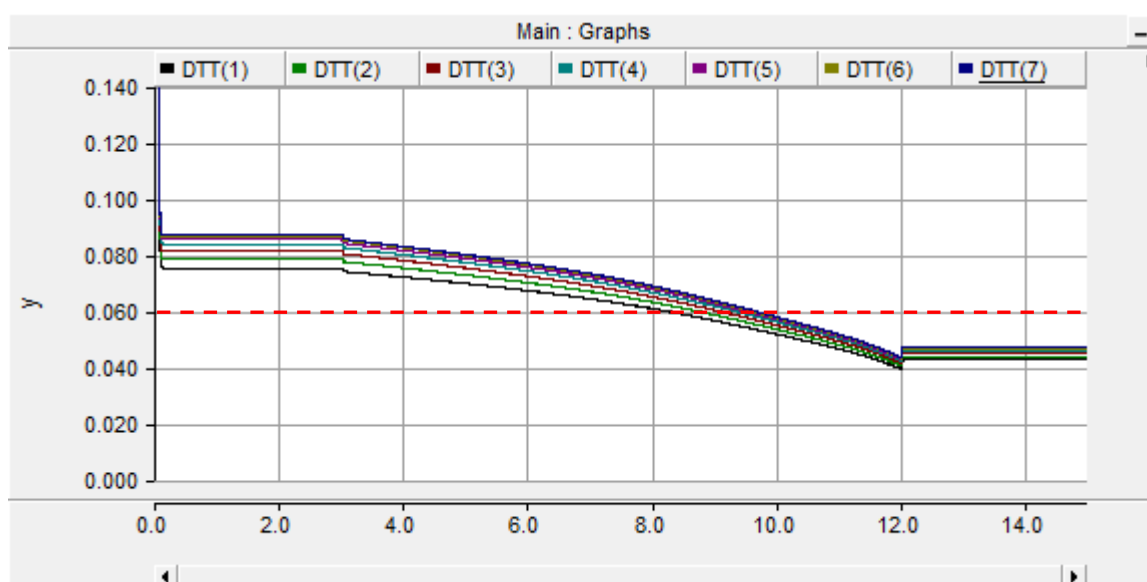


Figura 52 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador sem compensação (valores na escala decimal)

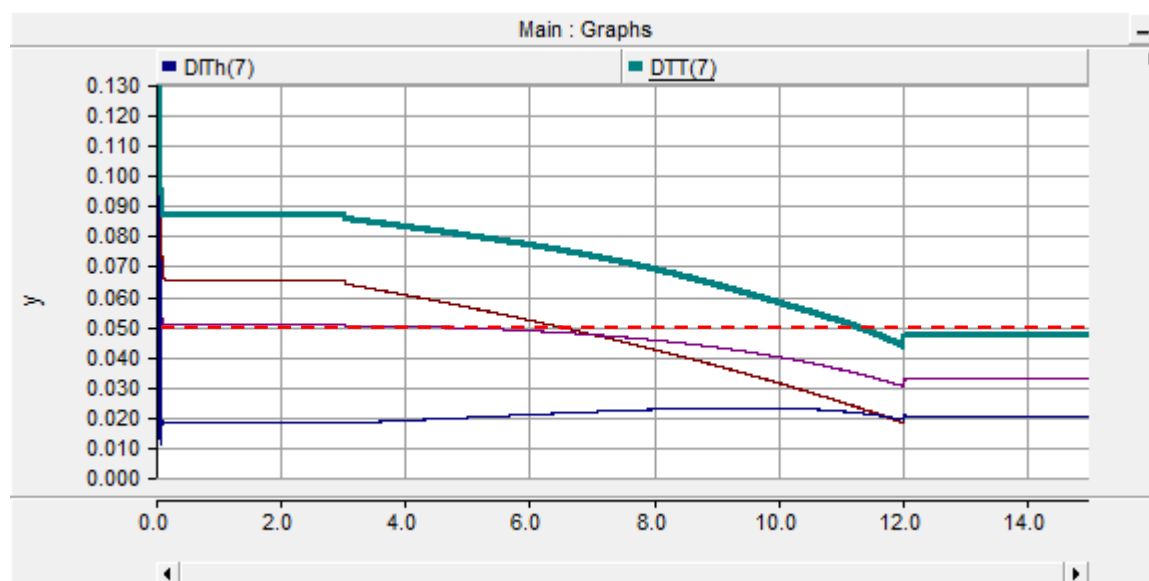
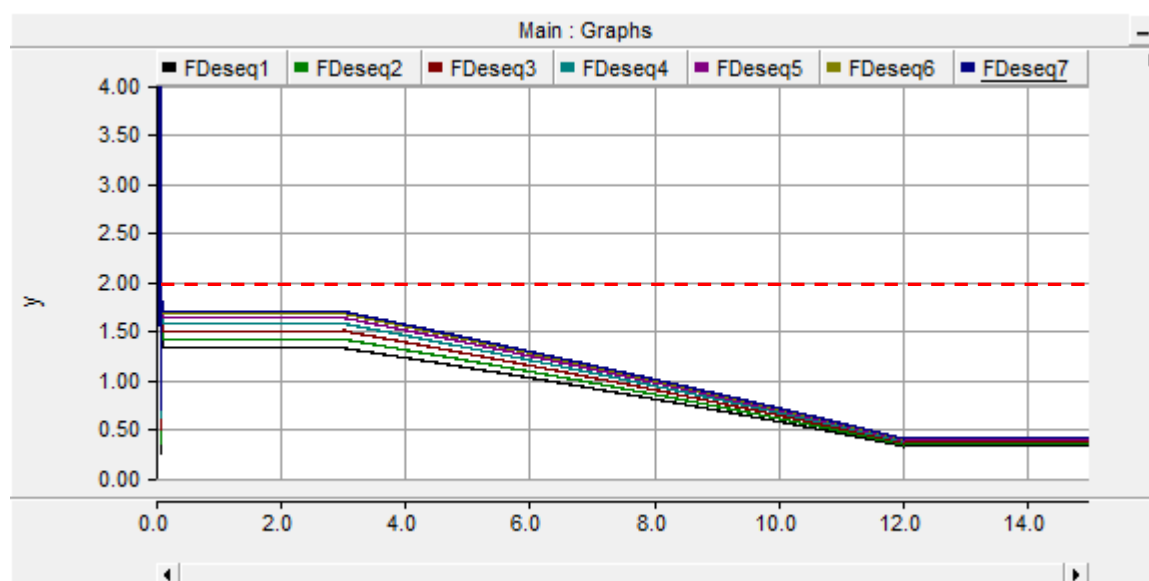


Figura 53 - FD% nas barras do alimentador sem compensação (valores percentuais)

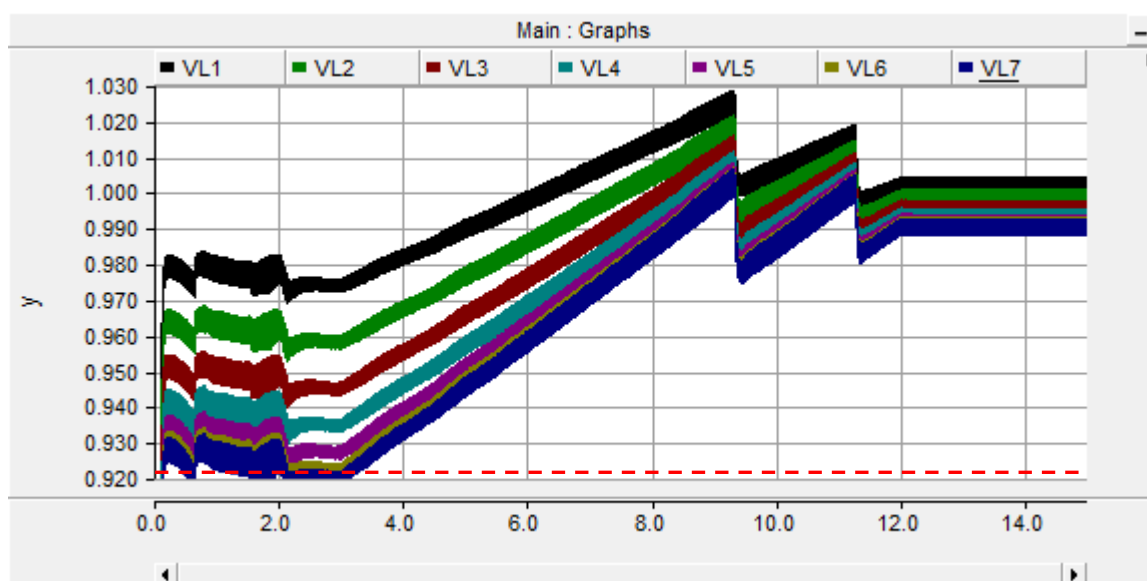


7.2.2 Com filtragem híbrida

Neste tópico serão apresentados os resultados da simulação com o sistema proposto completo, utilizando filtragem híbrida. Os momentos nos quais as funções de controle são acionadas na simulação são os mesmos daqueles apresentados na Tabela 7.

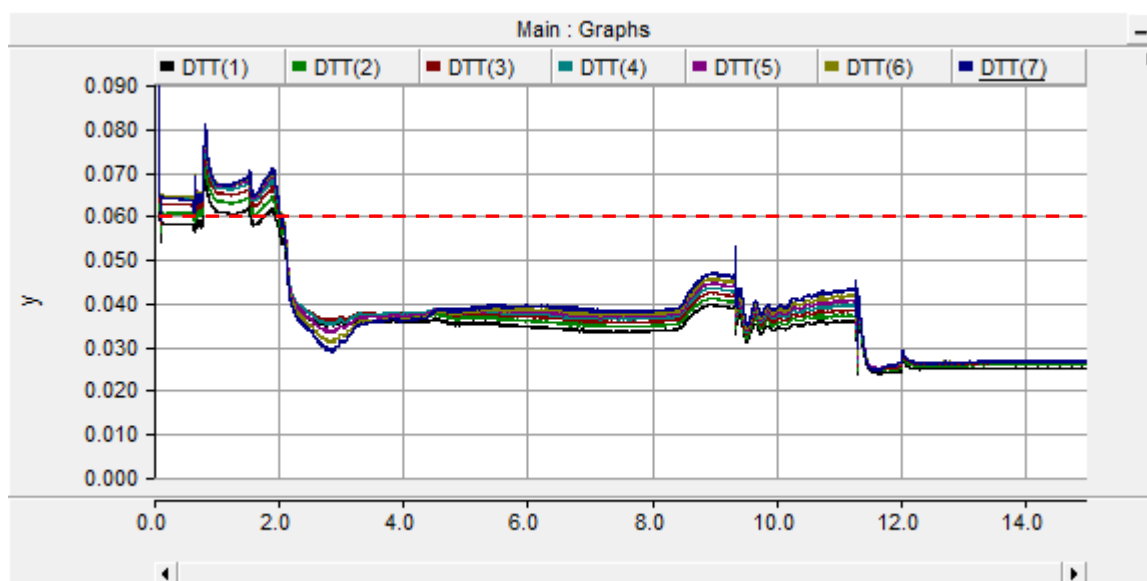
A Figura 54 ilustra as tensões nas barras do alimentador ao longo da simulação, compreendendo a faixa de demanda de 115% a 25%. Para garantir níveis de tensão aceitáveis, foi necessário aumentar a capacitância total do filtro passivo em 12,5%, em comparação à usada no caso dos cabos de alma de aço, pois, conforme o esperado, devido à indutância reduzida da linha de distribuição, a elevação de tensão é menor para idêntica injeção de reativos.

Figura 54 - Tensões nas barras do alimentador apenas com filtragem híbrida (valores em pu)



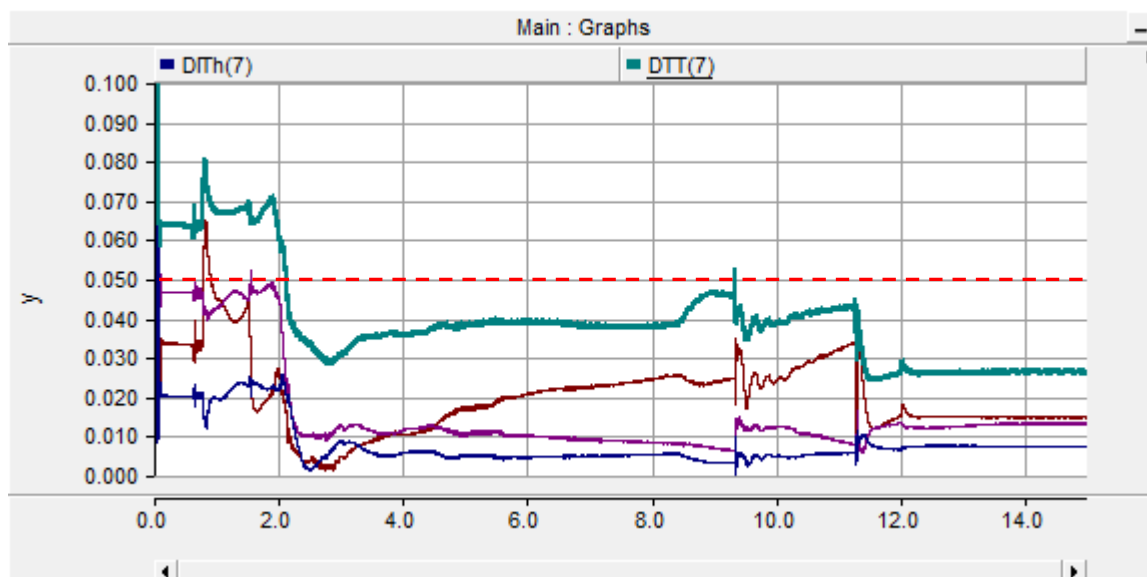
Após o instante $t = 3$ s da simulação, os controles de redução de 3°, 5° e 7° harmônicos já estão todos habilitados e praticamente estabilizados. A Figura 55 mostra que, na presente configuração, novamente todas as barras mantêm suas DTT% abaixo do limite definido em 6%.

Figura 55 - DTT% nas barras do alimentador apenas filtragem híbrida (valores na escala decimal)



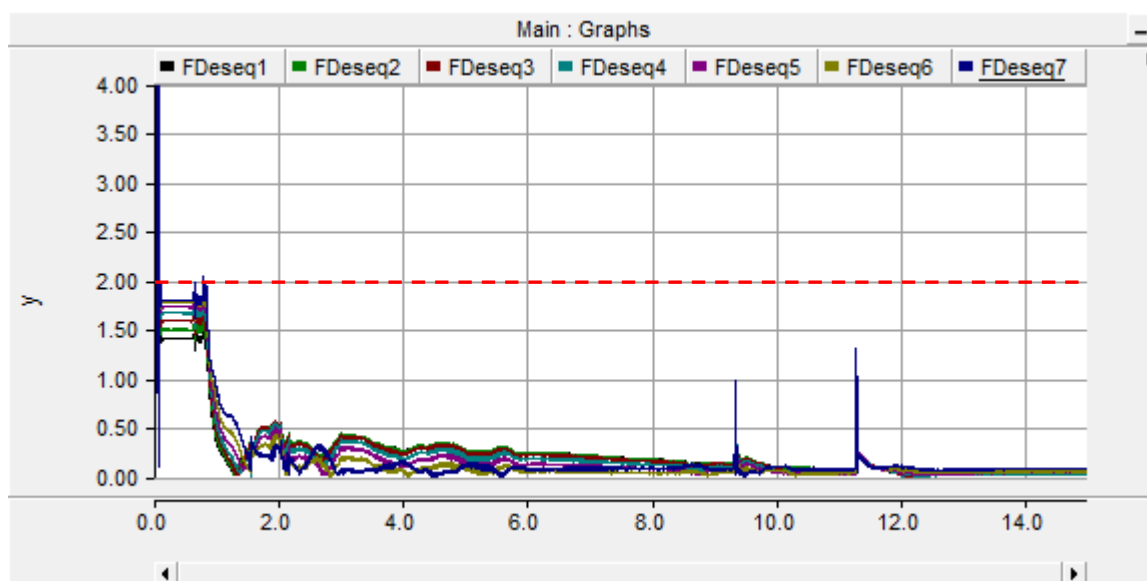
A Figura 56 indica que os harmônicos individuais (3°, 5° e 7°) também não superam os limites das DITh%, estabelecidos em 5%.

Figura 56 - DTT% (verde), DIT3% (vermelha), DIT5% (lilás), DIT7% (azul) na barra 7 do alimentador com filtragem híbrida (valores na escala decimal)



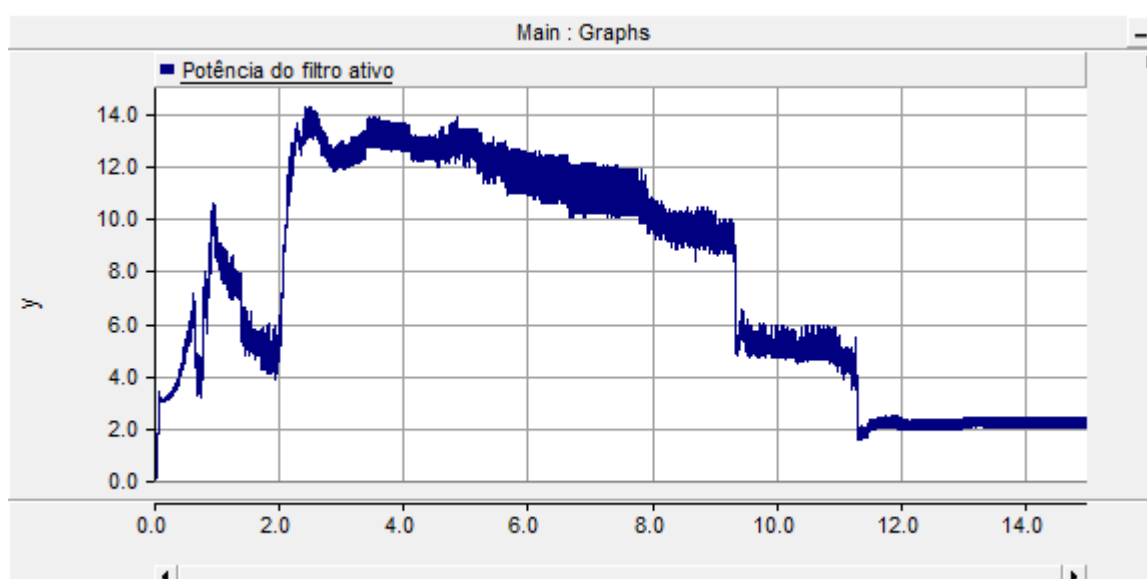
Apesar dos FD% das barras estarem dentro do padrão estabelecido como aceitável, optou-se por acionar o controle responsável por melhorar esse indicador para estudar a capacidade do filtro híbrido apresentado. A Figura 57 mostra que o equipamento também é eficaz para melhorar o FD% em linhas de distribuição com cabos multiplexados.

Figura 57 - FD% nas barras do alimentador com filtragem híbrida (valores percentuais)



A potência aparente do filtro ativo ao longo da simulação é mostrada na Figura 58. Vê-se que seria necessário um filtro de potência nominal de 14 kVA, correspondente a 18,67% da potência nominal do transformador, para atender às necessidades do alimentador. Tal valor representa um aumento de 55,56% na potência nominal do filtro, quando comparado ao valor dimensionado para o filtro para o sistema com linhas de cabo de alma de aço (9 kVA).

Figura 58 - Potência aparente no filtro ativo (kVA)



Em razão do aumento da potência aparente no filtro ativo, foi necessário aumentar a tensão de referência do barramento CC para 180 V.

8 CONCLUSÕES

Com base na discussão inicial acerca das técnicas existentes na literatura, o trabalho apresentou uma estratégia de melhoria de perfil de tensão em alimentadores residenciais de redes de distribuição secundária, baseada em uma topologia específica de filtragem híbrida paralela, para utilização pelas concessionárias de energia elétrica. A verificação da funcionalidade e da viabilidade da solução proposta foi realizada por meio de simulações realizados no *software* PSCAD / EMTDC.

Constatou-se que, de fato, em alimentadores residenciais de distribuição secundária, é bastante provável que haja a necessidade de realizar compensação reativa para manter os níveis de tensão em valores adequados. A seguir, foi mostrado que o uso de bancos de capacitores, além de não resolver o problema de poluição harmônica de tensão, pode até mesmo deteriorar a DTT%, sem mencionar que o FD% permanece praticamente inalterado. Em relação à correção dos níveis de tensão, viu-se que o uso de um banco formado pela conexão paralela de apenas dois capacitores por fase é suficiente e adequado para garantir níveis de tensão adequados para qualquer situação de demanda entre 25% e 115%, para a rede modelada.

O uso somente de filtro passivo, uma solução um pouco mais completa, também apresentou resultados insuficientes, considerando o padrão de qualidade estabelecido como referência, inclusive, no quesito da melhoria das distorções harmônicas de tensão.

Com a instalação do filtro híbrido paralelo na última barra do sistema e o uso da estratégia de controle, baseada em detecção de tensão, proposta neste trabalho, provou-se que é possível e efetivo resolver simultaneamente os problemas de nível de tensão, DTT% e FD% ao longo de um alimentador residencial, sem que a atuação desse equipamento cause problemas de distorção de corrente na entrada do alimentador. Nessa condição, viu-se também que a variação da frequência de ressonância do filtro passivo em razão do chaveamento dos capacitores, apesar de afetar a dinâmica do filtro ativo, não impediu a correta atuação do equipamento. Além disso, foi comprovada a hipótese de que o melhor local para a instalação

do filtro seria a última barra de um alimentador residencial, com cargas uniformemente distribuídas.

Sabendo que existem redes de distribuição secundária construídas tanto com cabos de alma de aço quanto com cabos multiplexados, optou-se por verificar o comportamento do filtro híbrido para as duas situações. Para uma mesma rede residencial, as conclusões foram as seguintes: nas redes com cabos multiplexados a compensação reativa resulta em ganhos de tensão menores. Por isso, mesmo com a queda de tensão menor ao longo do alimentador, foi necessário usar um banco de capacitores maior. Além disso, o filtro ativo precisou ser dimensionado com uma potência nominal maior, o que também acarretou na aplicação de uma tensão de referência mais elevada no barramento CC do inversor. Independentemente disso, os filtros ativos projetados para ambos os casos demandaram valores de potência plenamente aceitáveis, comprovando que a solução pode ser viável para aplicações reais.

A partir do estudo realizado, concluiu-se que a solução proposta é simples e bastante atrativa do ponto de vista prático, em razão dos seguintes fatores: estrutura simples, volume pequeno e baixo custo, em comparação com outras topologias mais complexas.

Como proposta para um trabalho futuro, sugere-se montar o sistema em bancada e comparar os resultados alcançados com aqueles apresentados nesta dissertação, obtidos via simulação. Além disso, seria interessante realizar um estudo mais detalhado sobre a inserção de um terceiro capacitor, no inversor filtro ativo, com a finalidade de proporcionar a efetiva compensação da sequência negativa da fundamental, evitando prejuízos à filtragem do terceiro harmônico, conforme o que foi feito neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- 1 AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. Piscataway: IEEE Press Editorial Board, 2007.
- 2 ANEEL (Brasil). Resolução nº 223, de 29 de abril de 2003. **Diário Oficial [da] República Federativa do Brasil**, Brasília, nº 82, 13 abr., Seção 1, p. 154.
- 3 ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional: Módulo 1 - Introdução**. Brasil, 2015.
- 4 ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Brasil, 2016.
- 5 AZEREDO, G. F. **Contribuição para inserção controlada de capacitores na distribuição secundária**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2009.
- 6 BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M. Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 3, p. 1312-1321, 1997.
- 7 BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M. Synchronous frame based controller implementation for hybrid series active filter system. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1995, Orlando. **Anais...**, pp. 2531-2540.
- 8 BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (THD) in a hybrid series active and parallel passive filter system. In: PROCEEDINGS OF IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC '93, 1993, Seattle. **Anais...**, pp.779-786.
- 9 BOJOI, R. I. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1402-1412, 2005.
- 10 CAIRES, L. S. **Análise comparativa entre duas técnicas de controle de amortecimento harmônico aplicadas a um filtro híbrido trifásico a quatro fios de baixa potência**. 2014. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa

de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2014.

- 11 CHEN, S.; JOOS, G.; MORAN, L. T. Dynamic performance of PWM STATCOMs operating under unbalance and fault conditions in distribution systems. In: POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING, 2., 2001, Columbus. **Anais...**, p.950 -955.
- 12 CHENG, P.; BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M. Operation of the dominant harmonic active filter (DHAF) under realistic utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 4, p. 1037-1044, 2001.
- 13 CLOSE, C. M. **Circuitos lineares**. Rio de Janeiro: LTC, 1996.
- 14 CORASANITI, V. F. et al. Hybrid active filter for reactive and harmonics compensation in a distribution network. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 670-677, 2009.
- 15 DE MELO, V. S. **Controle da qualidade da tensão de fornecimento em redes secundárias de distribuição através de compensador estático de reativos**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2009.
- 16 DIXON, J. et al. Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2144-2164, 2005.
- 17 DUGAN, R. C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. 2. ed. [New York]: McGraw-Hill, 2004.
- 18 FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems series connection of passive and active filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 27, n. 6, p. 1020-1025, 1991.
- 19 FUJITA, H.; YAMASAKI, T.; AKAGI, H. A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 2, p. 215-222, 2000.
- 20 GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 18., 2010, Bonito. **Anais...**, p. 3701-3708.

- 21 HERNANDEZ, J. E. et al. A practical directional third harmonic hybrid active filter for medium voltage utility applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 6, p. 2674-2683, 2013.
- 22 HOCHGRAF, C.; LASSETER, R. H. STATCOM controls for operation with unbalanced voltages. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 13, n.2, p. 538-544, 1998.
- 23 IEC. **IEC 61000-2-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility Levels for Low Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low Voltage Power Supply Systems**. Geneva, 2004.
- 24 IEEE. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems: IEEE Std 519-2014**. New York, 2014.
- 25 INZUNZA, R.; AKAGI, H. A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, p. 893-900, 2005.
- 26 MANJURE, D. P.; MAKRAM, E.B. Impact of unbalance on power system harmonics. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 10., 2002, Rio de Janeiro. **Anais...**, p. 328-333.
- 27 NILSSON, J. W.; RIEDEL, S.A. **Circuitos Eléctricos**. 8.ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- 28 NUNES, R. V. **Análise da penetração harmônica em redes de distribuição desequilibradas devido às cargas residenciais e comerciais com a utilização do ATP**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.
- 29 NUNES, W. T. **Proposta de um compensador híbrido de reativos para o controle de tensão em redes de distribuição**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2011.
- 30 PENG, F. Z. Harmonic sources and filtering approaches. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 7, n. 4, p.18-25, 2001.

- 31 PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems - A combined system of shunt passive and series active filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 26, n. 6 , p.983-990, 1990
- 32 POMÍLIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Characterization and compensation of harmonics and reactive power of residential and commercial loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 2, p.1049-1055, 2007.
- 33 POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. **Condicionamento de energia elétrica e dispositivos FACTS**. Campinas: Universidade Estadual de Campinas, 2009. cap 7. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it741/cap7.pdf>>. Acesso em: 16 fev. 2016.
- 34 RASHID, M. H. **Eletrônica de potência, circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999.
- 35 RIVAS, D. et al. A simple control scheme for hybrid active power filter. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 149, n. 4, p. 485-490, 2002.
- 36 RIVAS, D. et al. Improving passive filter compensation performance with active techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 1, p.161-170, 2003.
- 37 SANTOS, A. H. M. et al. **Conservação de energia: eficiência energética de equipamentos e instalações**. 3. ed. Itajubá: FUPAI, 2006.
- 38 SARCINELLI, C. A. **Análise da aplicação de conexão em paralelo de capacitores em circuitos secundários de baixa tensão**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2005.
- 39 SINGH, V. et al. Hybrid filters for power quality improvement. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 152, n. 3, 2005.
- 40 TRARBACH, E. P. **Análise e desenvolvimento de controle automático de conexão de banco de capacitores**. 1998. Projeto de Graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 1998.

- 41 VAN ZYL, A.; ENSLIN, J. W. R. W.; SPEE, R. A new unified approach to power quality management. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 11, n. 5, p. 691-697, 1996.
- 42 Y GONZALES, M. L.; PIRES, I. A.; SILVA, S. R. Correntes harmônicas em aparelhos eletrodomésticos. In: SEMINÁRIO BRASILEIRO SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 6., 2005, Belém. **Anais...**
- 43 y GONZALEZ, M. L. et al. Estimativa de distorções harmônicas geradas por consumidores residenciais. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 17., 2006, Belo Horizonte. **Anais...**
- 44 ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. Frequency domain analysis of three phase linear current regularors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 601-610, 2001.

APÊNDICE A - PARÂMETROS DO SISTEMA SIMULADO

Neste apêndice são evidenciadas as grandezas elétricas dos componentes utilizados nas simulações realizadas.

Tabela 8 – Parâmetros da fonte (BT)

Grandezas elétricas da fonte (BT)	
Tensão (fundamental) [V]	220 V
Tensão (5º harmônico) [V]	2,2 V
Frequência [Hz]	60
Ligação	Y aterrado
Corrente de curto circuito no PAC [A]	1200
Resistência da fonte [Ω]	0,01
Indutância da fonte [mH]	0,25

Tabela 9 – Parâmetros do transformador

Grandezas elétricas do transformador	
Potência nominal [kVA]	75
Tensão nominal [V]	13800 / 220
Frequência nominal [Hz]	60
Ligação	Δ / Y aterrado
Resistência do cobre [pu]	0,0077
Indutância de dispersão [pu]	0,016
Resistência de magnetização [pu]	∞
Indutância de magnetização [pu]	∞

Tabela 10 – Parâmetros do alimentador residencial com cabos de aço nu

Grandezas elétricas do alimentador residencial	
Resistência dos cabos [Ω /km] (4/0 AWG)	0,2665
Indutância dos cabos [H/km] (4/0 AWG)	0,0030
Resistência dos cabos [Ω /km] (120 mm ² multiplexados)	0,341
Indutância dos cabos [H/km] (120 mm ² multiplexados)	0,000244

Tabela 11 – Parâmetros do filtro passivo

Filtro passivo	
<i>Capacitores e indutores</i>	
Capacitância n° 1 [μF]	400
Capacitância n° 2 [μF]	800
Capacitância total [μF]	1200
Indutância [mH]	0,9772
Potência nominal (kVar)	26,27
<i>Grandezas elétricas das chaves</i>	
Queda de tensão direta dos tiristores/diodos [V]	0
Resistência interna dos tiristores/diodos [Ω]	0,001
Resistência snubber dos tiristores [Ω]	5000
Capacitância snubber dos tiristores [μF]	0,05

Tabela 12 - Parâmetros do filtro ativo

Filtro ativo	
<i>Barramento CC</i>	
Capacitância do regulador de tensão [μF]	15
Capacitâncias do ramo aterrado [μF]	4 + 4
Tensão nominal do barramento CC [V]	70 + 70
<i>Ponte inversora</i>	
Queda de tensão direta dos tiristores/diodos [V]	0
Resistência interna dos tiristores/diodos [Ω]	0,001
Resistência snubber dos tiristores [Ω]	5000
Capacitância snubber dos tiristores [μF]	0,05
<i>Gerador de pulsos PWM</i>	
Frequência da portadora [Hz]	11340

Tabela 13 - Parametros da interface de simulação (PSCAD / EMTDC)

Parâmetros da interface PSCAD / EMTDC	
<i>Solution time step</i> [μs]	10
<i>Channel plot step</i> [μs]	10

APÊNDICE B – CÓDIGO EM C CHAMADO NA SIMULAÇÃO

Aqui é apresentado o código em C, chamado durante a simulação, para realizar as seguintes funções:

- Comutação das chaves responsáveis pelo acionamento dos capacitores;
- Habilitação das funções do filtro ativo;
- Definição do sinal do SSI em função da capacitância total conectada.

```

/*****
*****

VARIÁVEIS:

V --> Tensão eficaz de seq. positiva medida.
T --> Instante de tempo da simulação.
MAX --> Sinal que indica quando a tensão instantânea de
      seq. positiva atinge um valor de pico (máximo).
C1 --> Sinal de acionamento do menor capacitor (0 - ON , 1 - OFF).
C2 --> Sinal de acionamento do maior capacitor (0 - ON , 1 - OFF).
TFB1 --> Atraso do sinal de acionamento do menor capacitor da fase B.
TFC1 --> Atraso do sinal de acionamento do menor capacitor da fase C.
TFB2 --> Atraso do sinal de acionamento do maior capacitor da fase B.
TFC2 --> Atraso do sinal de acionamento do maior capacitor da fase C.
S3H --> Sinal (+ ou -) do SSI de 3º harmônico.
S57H --> Sinal (+ ou -) do SSI de 5º e 7º harmônico.
FDEM --> Fator de demanda em função do tempo.
LIGA_DESEQ --> Sinal que habilita a correção de FD%.
LIGA_3H --> Sinal que habilita a correção de DIT3%.
LIGA_57H --> Sinal que habilita a correção de DIT5% e DIT7%.

*****
*****/

double Taux1 = 0.15;
double fdem_aux = 1.15;

void cap_new_2__(double* V, double* T, double* MAX, double* C1,
                double* C2, double* TFB1, double* TFC1, double* TFB2,
                double* TFC2, double* S3H, double* S57H, double* FDEM,
                double* LIGA_DESEQ, double* LIGA_3H, double* LIGA_57H)
{
    if((*C1) == 0 && (*C2) == 1) { *S3H = -1.0; *S57H = 1.0; }
    if((*C1) == 1 && (*C2) == 0) { *S3H = 1.0; *S57H = 1.0; }
    if((*C1) == 0 && (*C2) == 0) { *S3H = 1.0; *S57H = 1.0; }

    if ((*T) > 0.75) { *LIGA_DESEQ = 1; }
    else { *LIGA_DESEQ = 0; }
}

```

```

if ((*T) > 1.5) {*LIGA_3H = 1;}
else {*LIGA_3H = 0;}

if ((*T) > 2.0) {*LIGA_57H = 1;}
else {*LIGA_57H = 0;}

if ((*T) > 3.0) {fdem_aux = fdem_aux - 0.000001;}
if (fdem_aux <= 0.25) {fdem_aux = 0.25;}

*FDEM = fdem_aux;

if ((*T) < 3.0 && (*MAX) == 1) {
    *C1 = 0;
    *C2 = 0;
    goto end;
}

else {
    if ((*V) < 118.5 && (*T) >= 3.0 && (*T) >= Taux1 && (*MAX) == 1) {
        if((*C1) == 1 && (*C2) == 1) {
            *C1 = 0;
            *C2 = 1;
            Taux1 = *T + 0.2;
            *TFB1 = *T + 0.0055556;
            *TFC1 = *T + 0.0111111;
            *TFB2 = *T - 0.1;
            *TFC2 = *T - 0.1;
            goto end;
        }
        if((*C1) == 0 && (*C2) == 1) {
            *C1 = 1;
            *C2 = 0;
            Taux1 = *T + 0.2;
            *TFB1 = *T - 0.1;
            *TFC1 = *T - 0.1;
            *TFB2 = *T + 0.0055556;
            *TFC2 = *T + 0.0111111;
            goto end;
        }
        if((*C1) == 1 && (*C2) == 0) {
            *C1 = 0;
            *C2 = 0;
            Taux1 = *T + 0.2;
            *TFB1 = *T + 0.0055556;
            *TFC1 = *T + 0.0111111;
            *TFB2 = *T - 0.1;
            *TFC2 = *T - 0.1;
            goto end;
        }
    }
}

if ((*V) > 128 && (*T) >= 3.0 && (*T) >= Taux1 && (*MAX) == 1) {
    if((*C1) == 0 && (*C2) == 0) {
        *C1 = 1;
        *C2 = 0;
        Taux1 = *T + 0.2;
        *TFB1 = *T - 0.1;
        *TFC1 = *T - 0.1;
        *TFB2 = *T - 0.1;
    }
}

```

```
        *TFC2 = *T - 0.1;
        goto end;
    }
    if((*C1) == 1 && (*C2) == 0) {
        *C1 = 0;
        *C2 = 1;
        Taux1 = *T + 0.2;
        *TFB1 = *T + 0.005556;
        *TFC1 = *T + 0.011111;
        *TFB2 = *T - 0.1;
        *TFC2 = *T - 0.1;
        goto end;
    }
}
}
end:
}
```

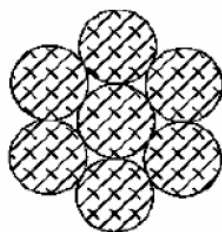
ANEXO A - DADOS TÉCNICOS DE CABOS DE ALMA DE AÇO



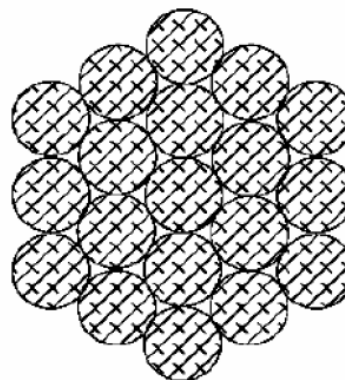
COPEL

CABO DE ALUMÍNIO
 Tipo CA

NTC810552/58



7 FIOS



19 FIOS

NTC	Código COPEL	Escala AWG/M CM	Referência Comercial (Código)	Seção Nominal (mm ²)	Formação		CONDUTOR COMPLETO					
					Nº de fios	Diâmetro nominal dos fios (mm)	Diâmetro nominal "D" (mm)	Massa nominal (kg/km)	Carga de ruptura mínima (daN)	Raio médio geométrico a 60 Hz (*) "G"	Resistência a 20°C 60 Hz máxima (Ω/km)	(*) (A)
0552	301221-2	4	ROSE	21,12	7	1,96	5,88	57,8	369	2,13	1,356	114
0553	301222-0	2	IRIS	33,54		2,47	7,41	91,8	564	2,69	0,8535	152
0555	301224-7	2/0	ASTER	67,35		3,50	10,50	184,4	1049	3,81	0,4251	235
0556	301225-5	4/0	OXLIP	107,41		4,42	13,26	294,1	1622	4,81	0,2665	314
0558	301227-1	336,4	TULIP	170,48	19	3,38	16,90	469,1	2656	6,40	0,1687	419
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13

(*) - Capacidade aproximada de condução de corrente (A) - condutor a 75°C - 60Hz
 - temperatura ambiente 40°C - vento 2.2km/h.

OBS.: 1. Os valores das colunas 11 e 13 são para as condições da NBR 7271/82.
 2. Os valores de reatância do cabo são determinados pelas seguintes expressões:

2.1 Reatância indutiva (X_L) em Ω/km.

$$X_L = 0.1736 \log_{10} (Deq/G)$$

2.2 Reatância capacitiva (X_C) em MΩ/km.

$$X_C = 0.0424 \log_{10} (2.Deq/D)$$

onde: $Deq = d_{12} \times d_{23} \times d_{31}$ distância equivalente entre os condutores, em milímetros.

G = coluna 11

D = coluna 8

d_{12} , d_{23} e d_{31} são as distâncias entre fases (3ϕ)

ANEXO B - DADOS TÉCNICOS DE CABOS MULTIPLEXADOS

CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DIMENSIONAIS DOS CABOS MULTIPLEXADOS CA/CAL – ISOLAÇÃO XLPE 90⁰ C – 0,6/1 kV

CABO FASE x NEUTRO (CA) x (CAL)	CONDUTOR FASE			MENSAGEIRO (NEUTRO)			CABO COMPLETO	
	DIÂMETRO DO CONDUTOR	ESPESSURA DA ISOLAÇÃO	DIÂMETRO DO CONDUTOR ISOLADO	N ^o DE FIOS X DIÂMETRO	DIÂMETRO DO MENSAGEIRO	CARGA DE RUPTURA	DIÂMETRO EXTERNO	PESO
mm ²	mm	mm	mm	mm	mm	daN	mm	kg/km
2 x 1 x 35 + 35	7,10	1,60	10,30	7 x 2,50	7,50	1.080	28	370
2 x 1 x 70 + 70	9,85	1,80	13,50	19 x 2,12	10,60	2.060	37	685
3 x 1 x 35 + 35	7,10	1,60	10,30	7 x 2,50	7,50	1.080	28	510
3 x 1 x 70 + 70	9,85	1,80	13,50	19 x 2,12	10,60	2.060	38	900
3 x 1 x 120 + 70	12,86	2,00	16,90	19 x 2,12	10,60	2.060	44,5	1.400

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS CABOS MULTIPLEXADOS CA/CAL – ISOLAÇÃO XLPE 90⁰ C – 0,6/1 kV

CABO FASE x NEUTRO (CA) x (CAL)	REATÂNCIA INDUTIVA (XLf)	CONDUTOR FASE		MENSAGEIRO		
		CORRENTE ADMISSÍVEL		RESISTÊNCIA ELÉTRICA	CORRENTE ADMISSÍVEL	RESISTÊNCIA ELÉTRICA
mm ²	Ω / km	TEMP. AMB. (°C)	A	Ω / km	A	Ω / km
2 x 1 x 35 + 35	0,097	30	146	1,113	110	1,251
		40	129			
2 x 1 x 70 + 70	0,091	30	227	0,571	200	0,632
		40	192			
3 x 1 x 35 + 35	0,106	30	146	1,113	110	1,251
		40	129			
3 x 1 x 70 + 70	0,097	30	227	0,571	200	0,632
		40	192			
3 x 1 x 120 + 70	0,092	30	311	0,341	200	0,632
		40	262			

