

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**



GLEISIMAR BARBOSA BASSINI

**IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO ATIVO EM SISTEMAS
ELÉTRICOS MONOFÁSICOS**

VITÓRIA – ES
Janeiro/2018

GLEISIMAR BARBOSA BASSINI

**IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO ATIVO EM SISTEMAS
ELÉTRICOS MONOFÁSICOS**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Gleisimar Barbosa Bassini**, apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera
Encarnação

Coorientador: Me. Thiago Silva Amorim

IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO ATIVO EM SISTEMAS ELÉTRICOS MONOFÁSICOS

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno Gleisimar Barbosa Bassini, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 8, de janeiro de 2018.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

Me. Thiago Silva Amorim
Universidade Federal do Espírito Santo
Coorientador

Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

Me. Odair de Barros Junior
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

VITÓRIA – ES
Janeiro/2018

Aos meus pais e meus irmãos, meus referenciais para a vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por me dar força para sempre seguir em frente mediante as dificuldades. Aos meus pais e a meus irmãos, por todo o apoio que me proporcionaram em sempre seguir meus sonhos. A minha namorada pelo apoio e companheirismo. A toda a minha família e amigos, que por muitas vezes foram deixados de lado para a conclusão das atividades pertinentes ao curso.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFES, que dispuseram do seu tempo e de sua paciência para ajudar tantos alunos se tornarem Engenheiros Eletricistas.

Ao professor Lucas e ao professor Thiago, que me orientaram e deram todo o apoio no desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Este trabalho propõe a implementação de um filtro ativo monofásico para a compensação de harmônicos e a correção do fator de potência em sistemas elétricos residenciais e comerciais. Abordar as causas de tais distorções, seus efeitos, tanto para o consumidor quanto para a distribuidora de energia e possíveis soluções utilizando filtros ativos no sistema elétrico. O modelo do filtro ativo adotado é estudado, juntamente com seus componentes, apresenta-se o projeto de seus elementos, e das malhas de controle de tensão e de corrente, onde se escolherá a melhor topologia e o melhor controlador para este tipo de filtro, de acordo com as características do sistema em que o filtro ativo é implementado. Para análise do filtro ativo, é utilizado *software* o MatLab, juntamente com seus *toolboxes* de simulação, como *SISOTOOL* para projeto dos controladores de tensão e de corrente, buscando um controle adequado para sua operação. O *SIMULINK* é utilizado para simulação do filtro ativo projetado, que auxiliaram no estudo e desenvolvimento do modelo de simulação. A partir dos resultados obtidos nas simulações, foi possível verificar que o filtro ativo projetado compensa os harmônicos e corrige o fator de potência satisfatoriamente, fazendo com que o conteúdo harmônico e o fator de potência da rede estejam dentro dos limites impostos pelas normas do módulo 8 da PRODIST e da norma internacional IEEE Std 519-2014.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Decomposição de uma onda distorcida.....	15
Figura 2- Tetraedro de potência.....	20
Figura 3-Modelo básico de filtro ativo paralelo.	22
Figura 4-Topologia de controle por corrente de rede.	23
Figura 5 – SOGI.....	24
Figura 6 - Chaveamento dos módulos IGBTs.	25
Figura 7 - Modulação bipolar.	26
Figura 8 - Modulação unipolar.	27
Figura 9 - Malha de controle do modelo.	29
Figura 10 - Filtro RLC para filtragem de componentes de chaveamento.....	37
Figura 11 - Malha Fechada de Corrente.	39
Figura 12 – Circuito equivalente elétrico do filtro	40
Figura 13-Alocação do Polo e Zero do controlador de corrente.	44
Figura 14 - Malha Fechada de Tensão.....	46
Figura 15 – Ganho da FTMF de corrente.	48
Figura 16- Alocação do Polo e Zero do controlador de tensão	50
Figura 17 - Modelo do Sistema.	52
Figura 18 – Modelos de carga do sistema.	52
Figura 19- Elementos externos do filtro ativo.	55
Figura 20 – Processamento e controle dos sinais.	56
Figura 21 - Driver de acionamento IGBT.....	57
Figura 22 - Modelo com diminuição do fator de potência.	65

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1- Resposta do PLL SOGI.....	24
Gráfico 2 - Modulação a três níveis.....	28
Gráfico 3 – Curva de Fase do controlador.....	31
Gráfico 4 - VAB para modulação a três níveis.....	33
Gráfico 5 - Ondulação de Corrente Parametrizada.....	36
Gráfico 6 - Resposta em frequência e diagrama de fase do filtro passa-baixo.....	38
Gráfico 7- Detalhe da modulação para obtenção do ganho K_{PWM}	42
Gráfico 8- Resposta do Controlador de Corrente.	44
Gráfico 9 – LGR, Bode de malha aberta e malha fechada de corrente.	45
Gráfico 10 - Resposta do Controlador de Tensão.....	50
Gráfico 11 - LGR, Bode de malha aberta e malha fechada de tensão.	51
Gráfico 12 – Proporção em porcentagem para cada componente harmônica da carga indutiva.	53
Gráfico 13— Proporção em porcentagem para cada componente harmônica da carga capacitiva.	54
Gráfico 14- Tensão e Corrente da carga indutiva.....	54
Gráfico 15- Tensão e Corrente da carga capacitiva.....	55
Gráfico 16- Formas das ondas de Tensão e Corrente da Rede sem filtro RLC.....	58
Gráfico 17 - Formas das ondas de Tensão e Corrente da Rede com filtro RLC.	58
Gráfico 18 - Resposta do filtro ativo na correção harmônica para carga indutiva.	59
Gráfico 19 - Resposta do filtro ativo na correção harmônica para carga capacitiva.	59
Gráfico 20-Comparativo antes e após a inserção do filtro para carga indutiva.....	60
Gráfico 21- Comparativo antes e após a inserção do filtro para carga capacitiva.....	61
Gráfico 22 - Tensão VAB e no capacitor.....	62
Gráfico 23 - Carregamento do Capacitor do FAP.	63
Gráfico 24- Transitório para diminuição de carga de 50%.....	63
Gráfico 25- Transitório para aumento de carga de 50%.....	64
Gráfico 26-Transitório para mudança de carga.	65
Gráfico 27 - Fator de potência para aumento de carga.....	66
Gráfico 28 - Fator de potência corrigido pelo FAP.....	66
Gráfico 29 - Potência ativa e reativa sem a utilização do FAP.	67
Gráfico 30- Potência ativa e reativa após a correção do FAP.	67

Lista de Quadros

Quadro 1- Classificação dos Harmônicos segundo frequência e sequência de fase.....	16
Quadro 2- Terminologia aplicável às formulações harmônicas.	16
Quadro 3- Limites de distorções Harmônicas Referentes à tensão.	18
Quadro 4- Níveis de distorção harmônica de tensão segundo a IEEE Std 519-2014.....	18
Quadro 5 - Distorção de corrente harmônica máxima em % da corrente de carga.	19
Quadro 6- Parâmetros do Projeto.	32
Quadro 7 - Resultantes harmônicas para as cargas propostas.	53
Quadro 8 - Comparação antes e depois da inserção do filtro para carga indutiva.....	60
Quadro 9 - Comparação antes e depois da inserção do filtro para carga capacitiva.	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
DSP	Processador de Sinal Digital
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
DTT	Distorção Harmônica Total de Tensão
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
VSI	Voltage Source Inverter
FAP	Filtro Ativo Paralelo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
2	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA EM SISTEMAS RESIDENCIAIS	14
2.1	Harmônicos.....	14
2.2	Fator de Potência	19
3	MODELO E DESENVOLVIMENTO DO FILTRO ATIVO	22
3.1	Modelo a ser utilizado	22
3.2	Geração do Sinal de referência.....	24
3.3	Modulação a três níveis (PWM).....	25
3.4	Fluxo de Potência no FAP	28
3.5	Malhas de Controle.....	29
3.5.1	Malha de Corrente	30
3.5.2	Malha de Tensão	31
4	PROJETO DO FILTRO ATIVO.....	32
4.1	Indutor	33
4.2	Filtro Passivo RLC de Saída.....	37
4.3	Capacitor.....	39
4.4	Malha de Corrente	39
4.5	Malha de Tensão.....	46
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	52
6	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	68
7	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70

1 INTRODUÇÃO

A existência de correntes harmônicas no sistema elétrico tornou-se muito comum ao longo das últimas décadas. Diversas são as fontes geradoras de correntes harmônicas conectadas aos sistemas elétricos e, por longos anos, cargas de indústrias eram as principais responsáveis pela geração de tais correntes. O avanço tecnológico fez com que cargas residenciais, tais como televisores, computadores, equipamentos de entretenimento, lâmpadas eletrônicas, contribuíssem significativamente na geração das correntes harmônicas. Inúmeros são os efeitos indesejáveis ao sistema elétrico causado por tais correntes como, por exemplo, o aquecimento excessivo de condutores e de transformadores, operação indevida de equipamentos de proteção, interferências eletromagnéticas nas redes de comunicação, torque pulsante em máquinas rotativas e distorções nas tensões são alguns efeitos que podem ocorrer caso existam correntes harmônicas (DE LA ROSA, 2006).

No que tange a avaliações em baixa tensão, é comum estudar-se somente as injeções harmônicas provocadas por determinados tipos individuais de cargas, caracterizando-as pelos quantitativos de correntes harmônicas injetadas na rede elétrica. Cerca de 40% a 45% da carga de um sistema de distribuição advém das redes de baixa tensão, a partir, principalmente, das classes residencial e comercial, sendo importante uma melhor avaliação e caracterização das componentes harmônicas presentes neste tipo de sistema (GRANDI, 2009).

O Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL), criado em 1985, e o racionamento de energia elétrica ocorrido nos anos de 2001 e 2002, consolidou no Brasil a preocupação com conservação de energia. Tais fatos incentivaram a substituição de cargas dadas como não eficientes, na sua maioria cargas de característica linear, por cargas de menor consumo com grande utilização de eletrônica. Apesar da melhoria na eficiência das cargas, o uso de equipamentos eletrônicos aumentou a injeção de harmônicos no sistema.

A aprovação do PRODIST pela ANEEL em dezembro de 2008, deu início a um novo marco regulatório no setor elétrico brasileiro, quanto ao requisito qualidade da energia elétrica. O Módulo 8, Qualidade da Energia Elétrica, trata especificamente do assunto, abordando os requisitos relativos à qualidade do serviço e do produto. Quanto aos limites referenciais das distorções harmônicas individuais de tensão, o espectro deve contemplar, no mínimo, até a 40ª ordem harmônica (PRODIST, 2018).

Procedimentos e normas vêm sendo buscadas para limitar tais distorções em redes de distribuição de baixa tensão.

A distorção harmônica em redes de distribuição de baixa tensão pode ser limitada com o uso dos seguintes métodos:

- Filtros passivos;
- Transformadores de isolamento, zigzague, de acoplamento vetorial;
- Filtros ativos.

A solução considerada mais completa, porém a mais dispendiosa é a utilização de filtros ativos. A ideia é relativamente antiga, entretanto a falta de uma técnica efetiva a um preço competitivo atrasou seu desenvolvimento por vários anos. Hoje, a ampla disponibilidade de transistores bipolares de porta isolada (IGBT) e processadores de sinais digitais (DSP, do inglês *Digital Signal Processor*) fizeram do filtro ativo uma solução viável (FENILI, 2007).

Apesar da existência da tecnologia de correção harmônica através da utilização de filtros ativos, praticamente não se aplica a correção a sistemas de baixa potência, ficando restrito a sistemas industriais. Com o surgimento de novas tecnologias baseadas em eletrônica de potência, o índice de distorção harmônica vem aumentando em sistemas de distribuição residencial e comercial, sendo necessário a elaboração de soluções eficazes e de baixo custo.

Os filtros ativos de harmônicos têm as seguintes vantagens:

- Melhora o fator de potência;
- Não são afetados por variações de frequência;
- Não existe risco de ressonância com qualquer frequência harmônica;
- Não estão sujeitos a sobrecarga;
- São flexíveis mediante variação de carga e espectro harmônico.

Dado o avanço tecnológico e o crescente aumento de cargas não lineares em sistemas residenciais e comerciais, o projeto se propõe a fazer um estudo sobre a correção de harmônicos e do fator de potência com o uso de filtros ativos em sistemas elétricos residenciais. Tais estudos servem de base para criação de modelos de simulação e montagens de protótipos reais de Filtros Ativos monofásicos.

2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA EM SISTEMAS RESIDENCIAIS

Nesse capítulo é apresentada a definição do conceito de qualidade da energia elétrica em relação a harmônicos e fator de potência. Algumas normas também serão abordadas neste capítulo.

2.1 Harmônicos

O termo distorção harmônica é constantemente usado para representar a distorção de uma forma de onda senoidal. Os harmônicos são frequências múltiplas inteiras da fundamental, que no caso da rede elétrica é 60Hz e podem ocorrer tanto em sinais de corrente quanto em sinais de tensão. As tensões harmônicas podem ser geradas pela circulação de harmônicos de corrente no sistema elétrico. Com o uso do Teorema de Fourier, é possível decompor uma função periódica não senoidal em uma componente CC e somatórios de senos e cossenos, como pode ser visto na Equação (1).

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad (1)$$

Onde:

a_0 valor médio da função;

a_n e b_n componentes retangulares da função, fornecem a amplitude (A_n) e o ângulo de defasagem da função (ϕ_n).

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

$$\phi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (3)$$

Os valores de a_0 , a_n e b_n podem ser definidos através das Equações (4) a (6).

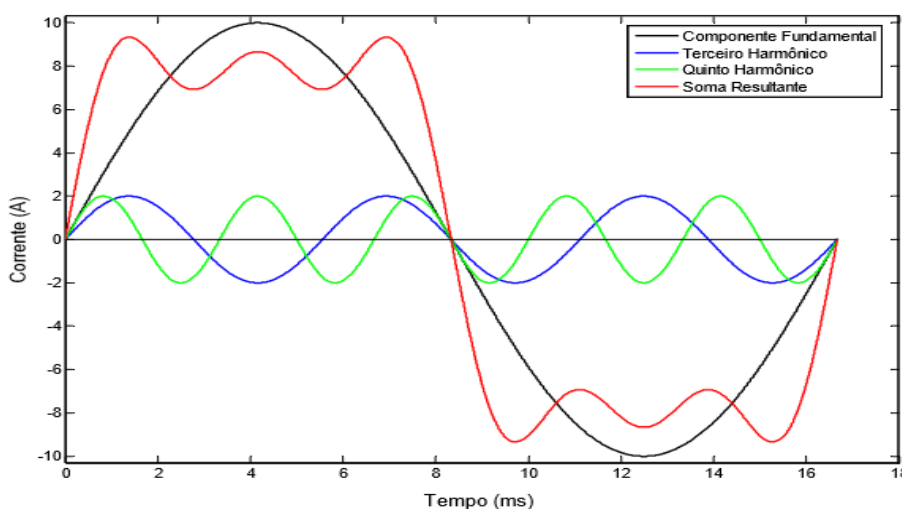
$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \quad (4)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (6)$$

Na Figura 1 é apresentada a decomposição de uma onda distorcida contendo componentes harmônicas de 3° e 5° ordem.

Figura 1- Decomposição de uma onda distorcida.



Fonte: RIBEIRO, 2007

Em sistemas de potência em corrente alternada a parte positiva e negativa das formas de onda de corrente e tensão são aproximadamente iguais, ou seja, simétricas, e nenhuma componente contínua está presente. Sob essas circunstâncias nenhuma componente de ordem par é gerada. Em um sistema trifásico, cada harmônico pode ser decomposto em três seqüências: positiva, negativa e zero. As componentes de seqüência positiva possuem rotação no sentido horário enquanto as de seqüência negativa tem a rotação do campo elétrico no sentido anti-horário. Isso pode causar a queima em motores, devido o aquecimento provocado, pois os campos elétricos positivos vão tender a cancelar os campos negativos (PROCOBRE, 2008). Já os componentes de seqüência zero se somam no neutro em sistemas trifásicos a quatro fios fazendo com que circule uma corrente maior por ele.

No Quadro 1 abaixo temos as harmônicas com suas seqüências e frequências, dado um sistema trifásico equilibrado.

Quadro 1- Classificação dos Harmônicos segundo frequência e sequência de fase.

Classificação das Harmônicos									
Nome	Fundamental	3 ^a	5 ^a	7 ^a	9 ^a	11 ^a	13 ^a	15 ^a	...
Frequência	60	180	300	420	540	660	780	900	...
Sequência	+	0	-	+	0	-	+	0	...

Fonte: Produção do próprio autor.

O módulo 8 do PRODIST trata dos limites das distorções harmônicas de tensão que a concessionária de energia deve atender. No entanto, não há recomendações quanto aos harmônicos de corrente ou quais os níveis considerados aceitáveis em caso de injeção de harmônicos por parte dos consumidores. No Quadro 2 é apresentado a Terminologia das fórmulas harmônicas de tensão.

Quadro 2- Terminologia aplicável às formulações harmônicas.

Identificação da Grandeza	Símbolo
Distorção harmônica individual de tensão de ordem h	$DIT_h\%$
Distorção harmônica total de tensão	$DTT\%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3	$DTT_P\%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3	$DTT_I\%$
Distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3	$DTT_3\%$
Tensão harmônica de ordem h	V_h
Ordem harmônica	h
Ordem harmônica máxima	$h_{máx}$
Ordem harmônica mínima	h_{min}
Tensão fundamental medida	V_1
Valor do indicador $DTT\%$ que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	$DTT_{95\%}$
Valor do indicador $DTT_P\%$ que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	$DTT_{P95\%}$
Valor do indicador $DTT_I\%$ que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	$DTT_{I95\%}$
Valor do indicador $DTT_3\%$ que foi superado em apenas 5 % das 1008 leituras válidas	$DTT_{395\%}$

Fonte: PRODIST (3)

As Equações para o cálculo das grandezas $DIT_h\%$, $DTT\%$, $DTT_P\%$, $DTT_I\%$ e $DTT_3\%$ são:

$$DIT_h \% = \frac{V_h}{V_1} \times 100\% \quad (7)$$

sendo:

h = ordem harmônica individual.

$$DTT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hm\acute{a}x} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (8)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas de 2 até $hm\acute{a}x$.

$hm\acute{a}x$ = máxima ordem harmônica.

$$DTT_P \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hp} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (9)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas pares, não múltiplas de 3 ($h = 2, 4, 8, 10, 14, 16, 20, 22, 26, 28, 32, 34, 38, \dots$).

hp = máxima ordem harmônica par, não múltipla de 3.

$$DTT_I \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=5}^{hi} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (10)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas ímpares, não múltiplas de 3 ($h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, \dots$).

hi = máxima ordem harmônica ímpar, não múltipla de 3.

$$DTT_3 \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=3}^{h3} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (11)$$

sendo:

h = todas as ordens harmônicas múltiplas de 3 ($h = 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30, 33, 36, 39, \dots$)

$h3$ = máxima ordem harmônica múltipla de 3.

Os limites para as distorções harmônicas totais constam no Quadro 3.

Quadro 3- Limites de distorções Harmônicas Referentes à tensão.

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
DTT95%	10,0%	8,0%	5,0%
DTT _p 95%	2,5%	2,0%	1,0%
DTT _i 95%	7,5%	6,0%	4,0%
DTT ₃ 95%	6,5%	5,0%	3,0%

Fonte: PRODIST (3)

A PRODIST não estabelece níveis harmônicos de corrente por parte do consumidor. Necessita-se então do uso de uma recomendação internacional como a norma IEEE Std 519-2014, que divide responsabilidades entre a concessionária de energia e o consumidor quanto aos níveis dos harmônicos de tensão e corrente. O primeiro deve manter níveis adequados de distorção harmônica de tensão e o segundo é responsável quanto à injeção de harmônicos de corrente no sistema elétrico de potência. No Quadro 4 estão descritos os limites de distorção harmônica de tensão que são considerados aceitáveis. A manutenção dentro desses limites é de responsabilidade da concessionária de energia.

Quadro 4- Níveis de distorção harmônica de tensão segundo a IEEE Std 519-2014

Tensão de barramento V_n no PCC	Individual harmônico (%)	Distorção Harmônica total THD (%)
$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	5,0	1,0
$1 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	3,0	5,0
$1 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	1,5	2,5
$161 \text{ kV} < V_n$	1,0	1,5

Fonte: IEEE Std 519-2014 (5).

No Quadro 5 são apresentados os níveis de distorção harmônica de corrente que podem ser injetados no sistema elétrico de potência pelo consumidor para tensões entre 120V e 69kV. Tais níveis variam de acordo com a tensão de alimentação, os respectivos harmônicos de corrente e a razão da corrente de curto-circuito (I_{CC}) no ponto de acoplamento comum e máxima demanda de corrente de carga (I_L).

Quadro 5 - Distorção de corrente harmônica máxima em % da corrente de carga.

Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares)						
I_{CC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 < 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Fonte: IEEE Std 519-2014 (5).

2.2 Fator de Potência

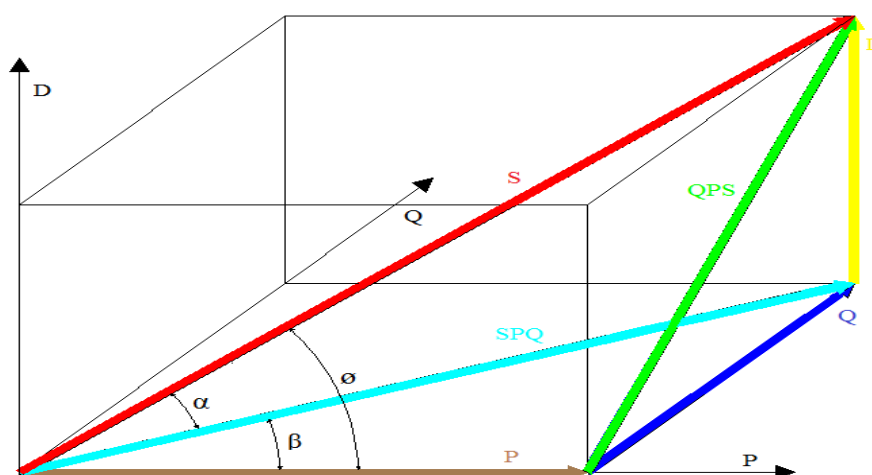
O fator de potência pode ser calculado a partir dos valores das respectivas potências ativa (P) e reativa (Q) do sistema, utilizando-se a Equação (12):

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (12)$$

A atual regulamentação brasileira sobre o fator de potência estabelece que o mínimo fator de potência das unidades consumidoras alimentadas em baixa tensão é de 0,92 (PRODIST, 2018). As componentes harmônicas da corrente também contribuem para o aumento da corrente eficaz, de modo que elevam a potência aparente sem produzir potência ativa. Assim, uma correta medição do fator de potência deve levar em conta a distorção da corrente, e não apenas a componente reativa na frequência fundamental, o que não ocorre em grande parte dos medidores, embora os aparelhos digitais tenham condição de fazê-lo, mesmo com algum grau de erro.

Para cargas não lineares, a configuração das potências existentes não pode ser realizada a partir de um triângulo, mas sim por um tetraedro, devido à existência de uma nova variável, chamada potência de distorção, que aparece devido à existência de harmônicas. Na Figura 2 pode ser observado como ficam as potências no tetraedro.

Figura 2- Tetraedro de potência.



Fonte: Produção do próprio autor.

Como é possível observar, algumas relações matemáticas podem ser feitas no tetraedro para calcular o fator de potência para cargas não-lineares.

A relação entre potências ativa, reativa e aparente para cargas também é utilizada, onde:

P = Potência ativa (kW)

Q = Potência reativa (kVAr)

D = Potência de distorção (kVAD)

SPQ = Potência aparente para cargas lineares (kVA)

S = Potência aparente para cargas não-lineares (kVA)

QPS = Potência reativa para cargas não lineares(kVAr)

A Equação (13) expressa o cálculo da potência aparente considerando a potência de distorção.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (13)$$

Como observado na Figura 2 o novo fator de potência agora com componentes harmônicas é:

$$FP = \cos \phi \quad (14)$$

Tanto para cargas lineares quanto para as não lineares, é possível concluir que em ambos os casos o fator de potência indica a eficiência do uso da energia, ou seja, mostra a quantidade de energia que está sendo de fato aproveitada pelos equipamentos. Quanto mais próximo ele estiver da unidade, significa que boa parte da potência fornecida ao equipamento está sendo transformada em trabalho útil.

O PRODIST não estabelece um cálculo para o fator de potência com a presença de harmônicos na rede. Nesses casos, o cálculo do fator de potência não pode ser feito como descrito na Equação (9), mas deve levar em consideração as harmônicas, como mostra a Equação (15).

$$FP = \frac{\cos(\beta)}{\sqrt{1+(TDHi)^2}} \quad (15)$$

Onde TDHi é a distorção harmônica total de corrente, que é calculada com a Equação (16).

$$TDHi = \frac{\sqrt{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + I_{4ef}^2 + \dots}}{I_{1ef}} \quad (16)$$

A corrente I_{1ef} refere-se a fundamental eficaz, enquanto que as componentes I_{hef} , onde $h=1,2,3,\dots$ são as correntes das componentes harmônicas.

Fator de potência é importante quando se trata de fornecimento de energia para qualquer tipo de consumidor, visto que é uma consequência direta da potência útil utilizada. Manter o fator de potência dentro dos valores exigidos pela lei não é apenas uma preocupação que leva a menores gastos com consumo de energia. Além de elevar o consumo, o consumidor pode ser multado caso o FP não esteja dentro dos valores estabelecidos na norma. Assim, faz-se necessário a correção do fator de potência.

3 MODELO E DESENVOLVIMENTO DO FILTRO ATIVO

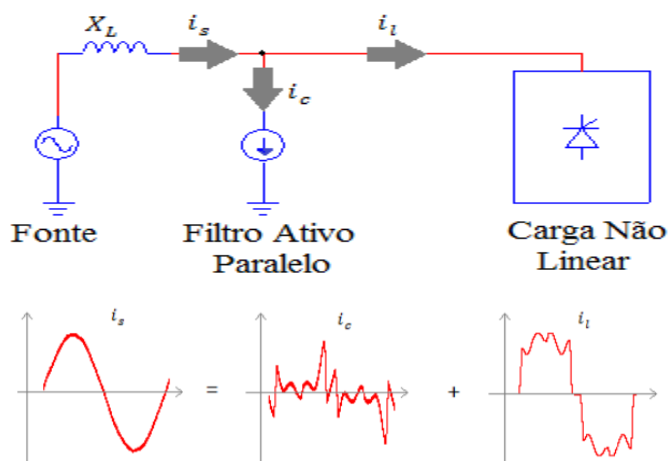
Neste capítulo é apresentado o modelo a ser desenvolvido de filtro e conceitos para a sua implementação, como geração de onda de referência e modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *pulse width modulation*).

3.1 Modelo a ser utilizado

O filtro ativo paralelo (FAP) é geralmente empregado para corrigir harmônicas de corrente de cargas não lineares. Ele é conectado em paralelo com a rede e com a carga, atuando como um dispositivo que injeta ou drena corrente harmônicas no ponto de conexão. Com uma estratégia de controle adequada, o FAP também é capaz de compensar deslocamentos da componente fundamental de corrente proveniente de cargas lineares de caráter indutivo ou capacitivo. Além de ter um custo baixo em sistemas de baixa potência, visto que as correntes processadas se restringem somente às correntes das componentes harmônicas, sendo possível à utilização de sensores e IGBT's de menor potência. Esta característica contribui para a versatilidade do FAP, tornando-o mais atraente para o emprego como filtro.

Um FAP funciona basicamente como uma fonte de corrente controlável. Pela injeção de correntes em paralelo à carga em um ponto de acoplamento comum (PAC), o filtro busca suprimir os componentes indesejáveis presentes nas correntes drenadas da fonte por uma carga não linear. Dependendo da finalidade do FAP pode-se utilizar uma estratégia de controle para desempenhar a função desejada. A Figura 3 ilustra um sistema simplificado para o princípio básico de compensação paralela de corrente, através de um filtro ativo paralelo.

Figura 3-Modelo básico de filtro ativo paralelo.



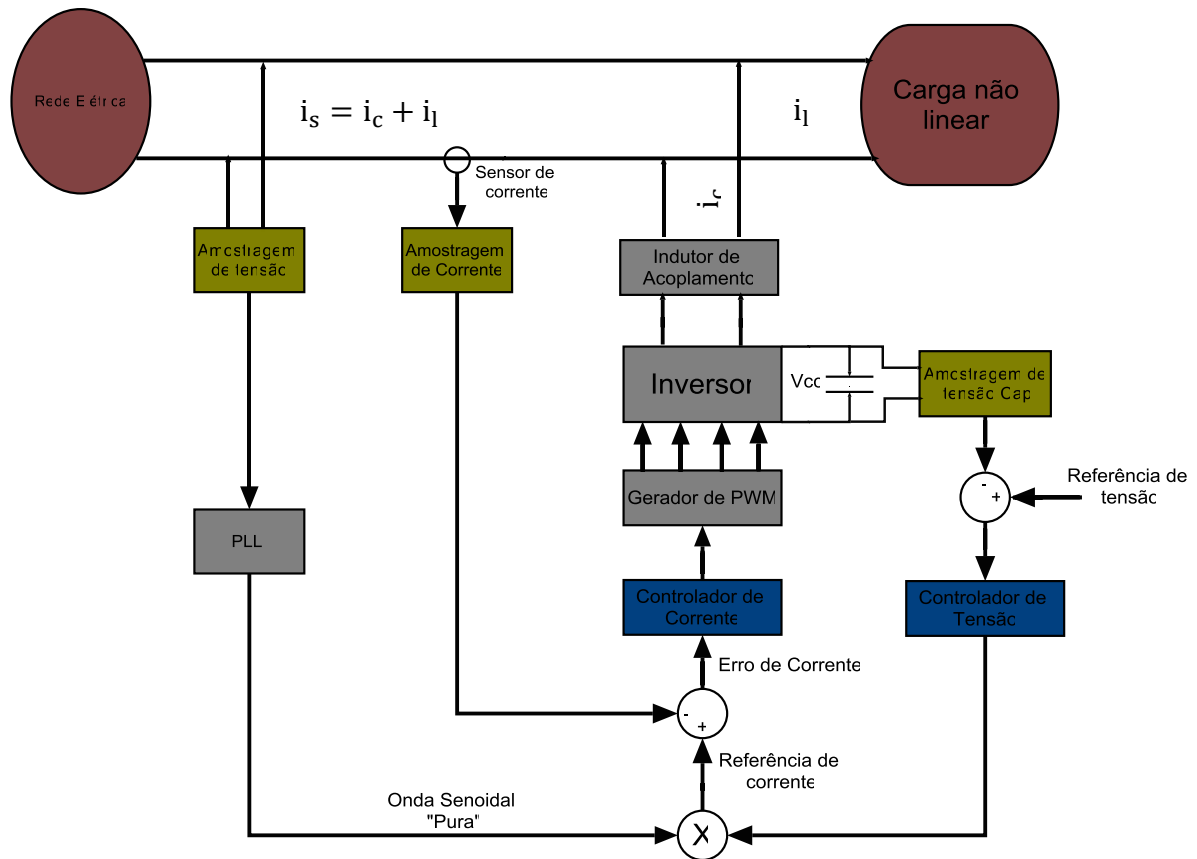
Fonte: FILGUEIRAS, 2016.

O sistema mostrado na Figura 3 é composto por três elementos: a rede elétrica, o filtro ativo paralelo e uma carga não linear. A rede elétrica é representada por uma fonte de tensão em série com uma indutância equivalente. A carga não linear é alimentada pela representação da rede elétrica e o filtro ativo é conectado em paralelo à carga. Na Figura 3 também são mostradas as formas de ondas das correntes presentes no sistema simplificado quando o filtro ativo possui estratégia de controle para obtenção de corrente senoidal na fonte. A carga não linear drena correntes com componentes harmônicas (i_l). O filtro sintetiza as correntes harmônicas demandadas pela carga (i_c). Dessa forma, a fonte fornece apenas a componente fundamental da corrente demandada pela carga (i_s).

Para este projeto optou-se pela estratégia de controle de monitoramento da corrente de rede, pois este utiliza somente um sensor de corrente, o que reduz os custos necessários para o desenvolvimento do filtro. Outro fator importante diz respeito à malha de corrente, pois neste tipo de monitoramento não é necessário ter um período da rede para a geração do sinal de referência, o que contribui para a dinâmica da malha de controle (FENILI, 2007).

A topologia de controle implementada encontra-se na Figura 4.

Figura 4-Topologia de controle por corrente de rede.

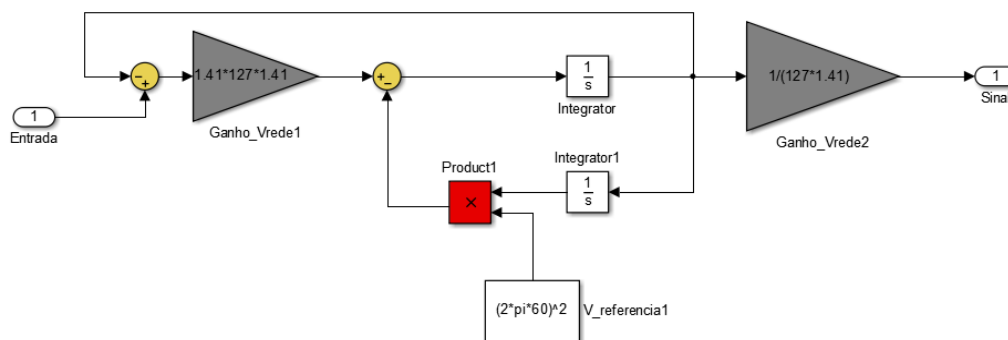


Fonte: Produção do próprio autor.

3.2 Geração do Sinal de referência

Para geração do sinal de referência utiliza-se a sincronização com a forma de onda da tensão da fonte, usando o detector baseado na teoria *Second Order Generalized Integrators (SOGI)*, que utiliza um controlador proporcional-ressonante que introduz um ganho infinito na frequência de ressonância (Rodríguez, 2008). Este controlador proporcional-ressonante é construído utilizando um integrador de segunda ordem, que origina o nome deste *Phase Locked Loop (PLL)*. Esta estrutura é dependente da determinação prévia da frequência do sinal que se quer sincronizar, mas, considerando que o sistema não sofre grandes variações em frequência, pode-se admitir constante em 60 Hz. A Figura 5 apresenta um diagrama de blocos para o SOGI.

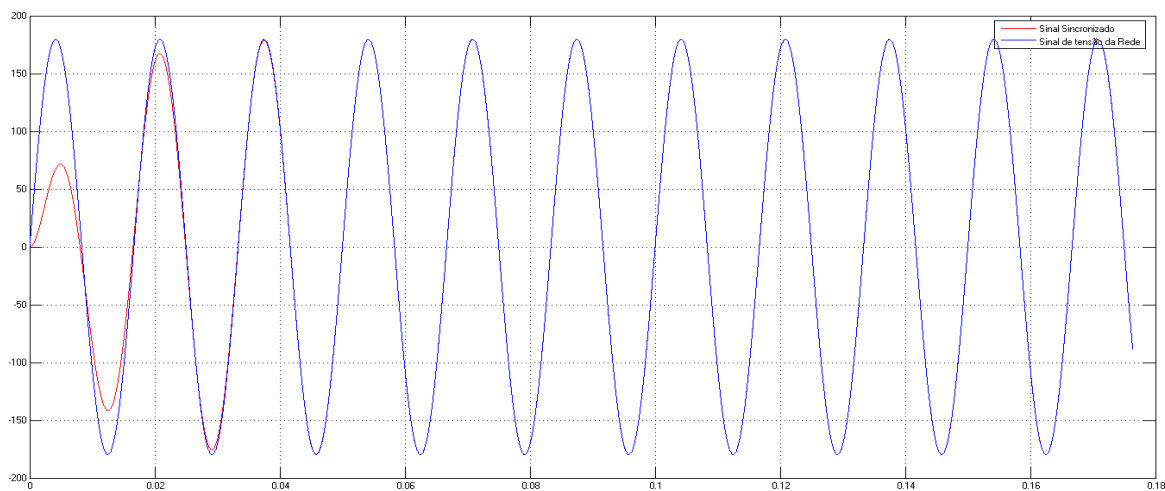
Figura 5 – SOGI.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 1 é apresentada a resposta do SOGI, onde pode-se verificar sua rápida resposta de acomodação o que faz essa topologia de PLL bem atraente na utilização em filtros ativo.

Gráfico 1- Resposta do PLL SOGI

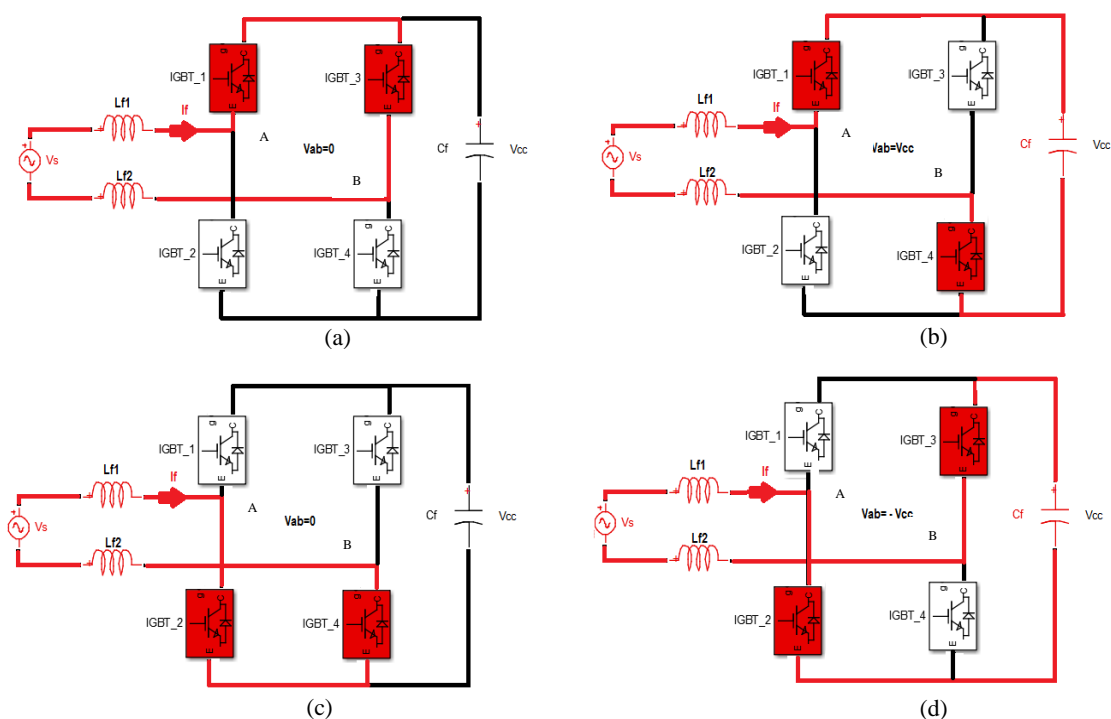


Fonte: Produção do próprio autor.

3.3 Modulação a três níveis (PWM)

Na Figura 6 é mostrada a topologia do inversor em ponte completa, que será adotado neste projeto, com os estágios de chaveamento dos IGBTs para os estados de operação, onde seus chaveamentos estarão diretamente ligados à amplitude do sinal harmônico que se pretende corrigir, como será visto mais adiante.

Figura 6 - Chaveamento dos módulos IGBTs.



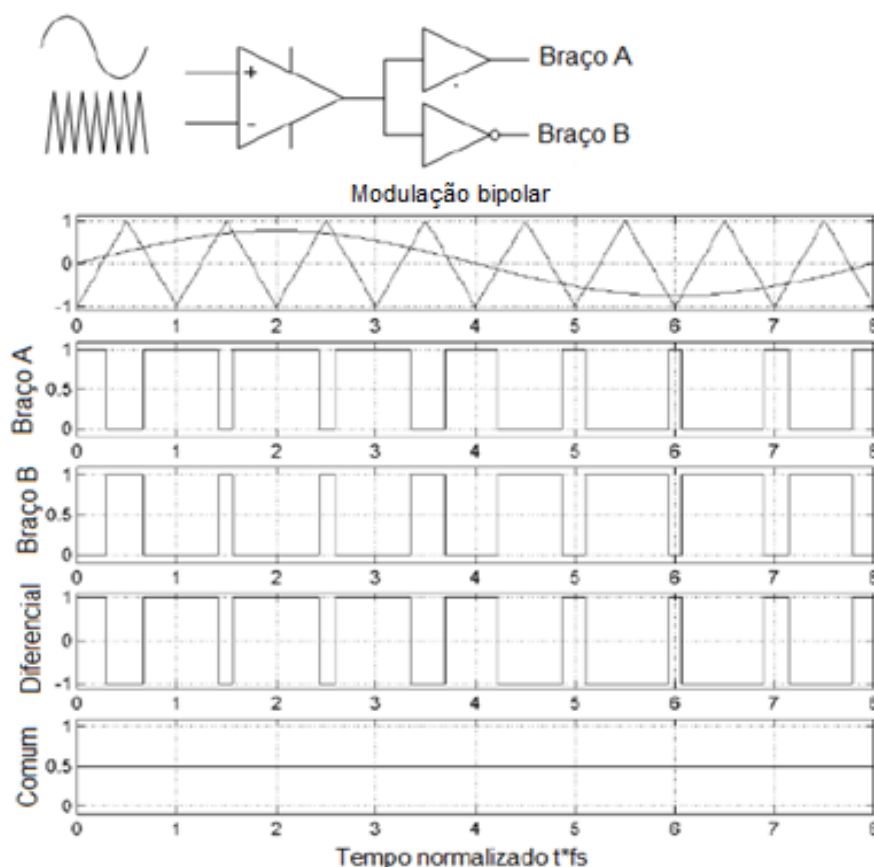
Fonte: Produção do próprio autor.

Como se pode observar, quando os IGBTs 1 e 3 (a) ou 2 e 4 (c) estão conduzindo, a tensão $V_{ab} = 0$; quando 2 e 3 (d) conduzem, a tensão $V_{ab} = +V_{cc}$ e quando 1 e 4 (b) estão conduzindo, a tensão $V_{ab} = -V_{cc}$.

A técnica de modulação usada é a PWM, sendo possível a utilização de duas estratégias de chaveamento para o controle, usando a configuração do inversor em ponte H. Na modulação bipolar, a saída diferencial tem um braço defasado em 180° (graus) do outro, como mostra a Figura 7. Enquanto o braço A é a própria saída do comparador o braço B passa por uma porta inversora. Com esta configuração são obtidas as formas de onda complementares que são aplicadas em cada um dos braços do inversor. A amplitude de cada um dos pulsos varia de um valor de referência 0 (zero) até ao valor $+V_{cc}$. Assim, a saída diferencial, neste caso de um

inversor, apresenta dois níveis de saída, $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$, justificando o nome bipolar (FEROLDI, 2011). A Figura 7 mostra o esquema de geração da modulação bipolar. Ao utilizar este tipo de modulação, para obter a forma de onda da tensão diferencial explicitada, as chaves do inversor devem comutar com mesma frequência.

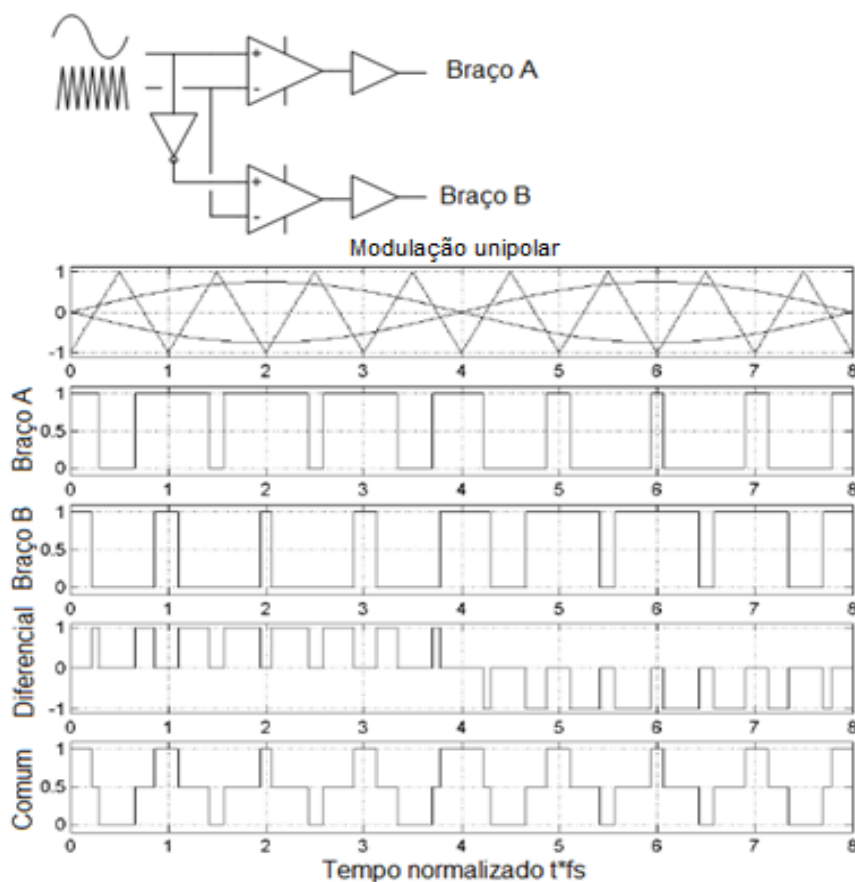
Figura 7 - Modulação bipolar.



Fonte: CANÔNICO, 2011.

Já modulação unipolar a tensão diferencial de saída varia entre três níveis de tensão, $0V$, $-V_{cc}$ e $+V_{cc}$. Para conseguir essa variação na saída do inversor, é possível usar uma chave de cada par (IGBTs 1 ou 3 e IGBTs 1 ou 4). Neste caso uma chave, por exemplo, IGBT 1, ficará conduzindo continuamente em meio ciclo e no semiciclo seguinte quem conduzirá continuamente, por exemplo, será IGBT 2. Desta forma, a frequência de comutação de IGBTs 1 e 2 será a mesma da onda senoidal, enquanto que a frequência de comutação de IGBTs 3 e 4 será igual à da onda triangular de referência (CANÔNICO, 2011). A Figura 8 exemplifica a geração dos pulsos para a modulação unipolar.

Figura 8 - Modulação unipolar.



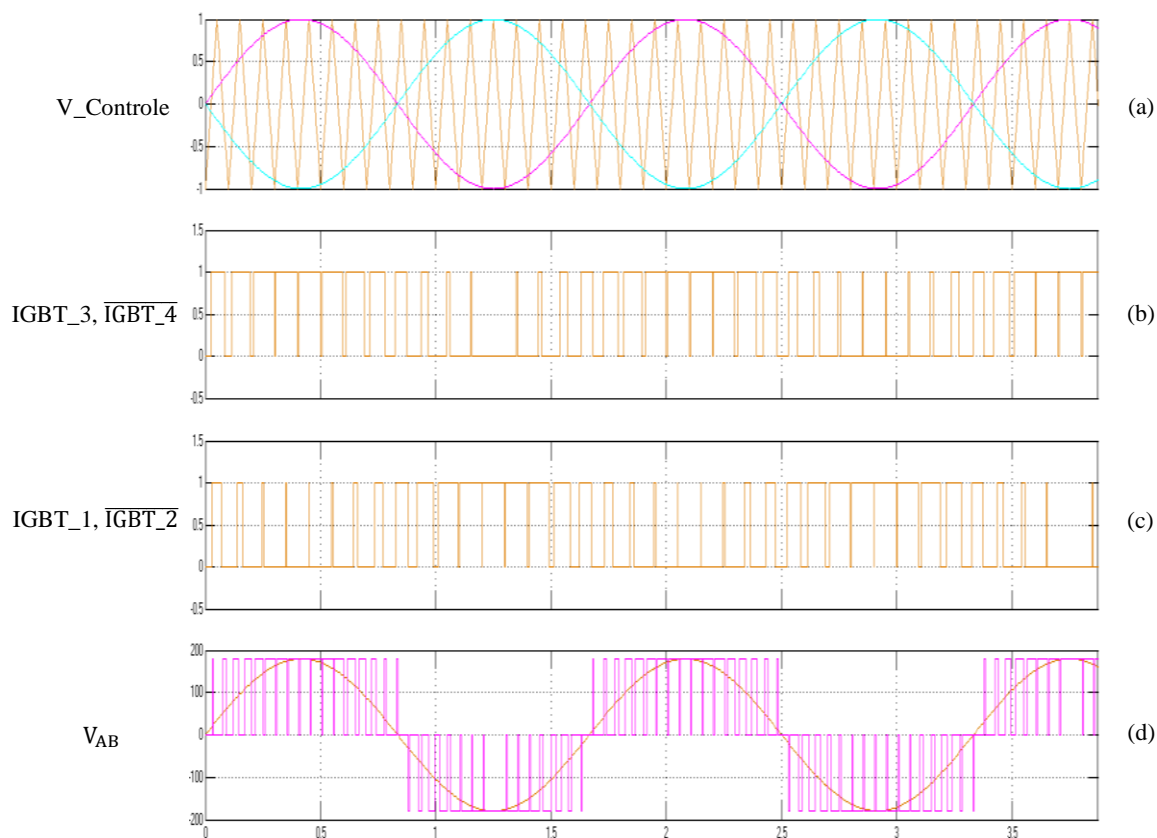
Fonte: CANÔNICO, 2011.

Comparando as Figuras 7 e 8, percebe-se algumas diferenças claras entre os dois tipos de modulação. Na modulação bipolar nota-se a existência de uma saída diferencial com dois níveis de tensão e uma saída de modo comum constante. Já para a modulação unipolar a saída diferencial apresenta três níveis de tensão e a saída de modo comum é variável e também em três níveis.

Optou-se pela modulação unipolar, pois proporciona uma frequência de comutação que é o dobro da frequência de comutação da modulação bipolar. Isso possibilita a utilização de um indutor de acoplamento de menor indutância, fazendo com que seu tamanho seja menor. Isso também facilita a dinâmica do controle de projeto (FENILI, 2007).

No Gráfico 2 é apresentada a modulação PWM senoidal a três níveis.

Gráfico 2 - Modulação a três níveis



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 2 em (a) pode-se observar as duas ondas defasadas em 180° e a onda triangular moduladora. Em (b) o comando do IGBT_3 e IGBT_4 e (c) o comando do IGBT_1 e IGBT_2. E por ultimo em (d) a tensão V_{AB} nos terminais AB do inversor.

3.4 Fluxo de Potência no FAP

Em um inversor de tensão de acúmulo capacitivo, o acoplamento com a rede exige a presença de elementos indutivos, uma vez que as tensões do barramento V_{CC} (capacitor) e da rede (PAC) não são iguais. As chaves semicondutoras devem ser bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão. A operação correta do circuito exige que nunca conduzam 2 chaves de um mesmo ramo do inversor, pois isso colocaria em curto o capacitor. Para que seja possível o controle da forma de onda de tensão, os valores de V_{CC} devem ser maiores do que os valores de pico máximos de tensão, presentes no sistema. Sendo assim a corrente média de saída é determinada pela diferença entre as tensões médias da rede e da saída do inversor. Tal

diferença é aplicada sobre os indutores de filtro, definindo assim, a corrente. A Equação (17) define o fluxo de potência no FAP (POMILIO, 2017).

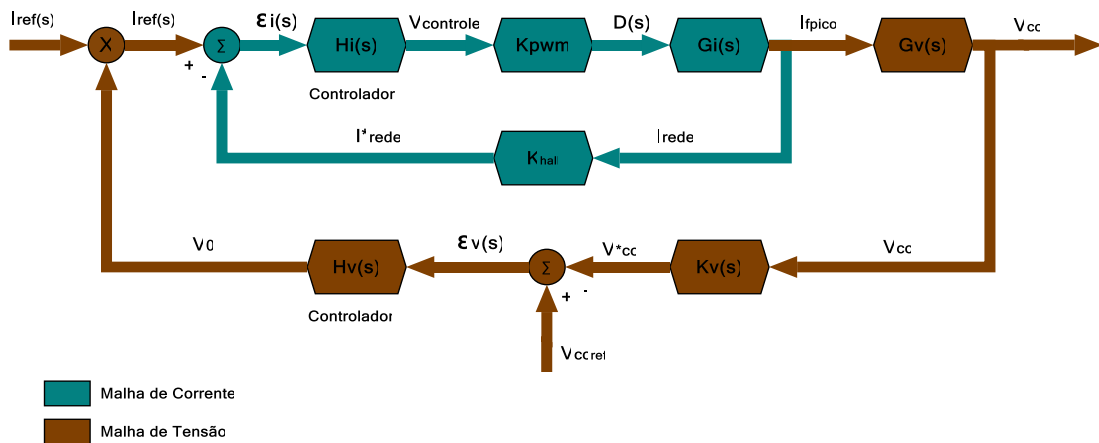
$$Q_{\text{filtro}} = \frac{V_{AB} V_s}{L_f} \cos \alpha \tag{17}$$

Onde α é a diferença angular entre a tensão V_s da rede e a tensão V_{AB} de saída do filtro e L_f a indutância de acoplamento do filtro. A operação desta topologia necessita da realimentação da corrente, a ser comparada com a referência, gerando um sinal de erro que, se necessário, corrige a largura de pulso modificando os valores de amplitude e fase de V_{ab} , proporcionando assim a quantidade e a direção do fluxo reativo. É possível que a tensão do capacitor varie em função de mudanças na carga ou na rede. A correção do erro de tensão é feita controlando-se a amplitude do sinal de referência de corrente, como será visto nas simulações do modelo. Por exemplo, caso a tensão V_{cc} diminua, o circuito de controle deve produzir um ajuste na amplitude da corrente em relação à tensão da rede de modo a absorver potência ativa, elevando a tensão do capacitor. O ajuste da fase da referência também permite a correção da tensão V_{cc} (FENILI, 2007).

3.5 Malhas de Controle

A escolha desta estratégia de controle do filtro ativo exige uma malha de corrente e uma malha de tensão que são apresentadas na Figura 9. Pode-se observar que a malha de corrente está contida no interior da malha de tensão, provocando um acoplamento das duas malhas. Para o dinamismo e funcionamento adequado do sistema, as malhas têm que ser desacopladas, fazendo com que a malha de corrente seja mais “rápida” que a malha de tensão.

Figura 9 - Malha de controle do modelo.



Fonte: Produção do próprio autor.

3.5.1 Malha de Corrente

O controlador de corrente que será usado deve apresentar algumas características essenciais para um funcionamento adequado como ganhos elevados para baixas frequências, com o objetivo de reduzir o erro estacionário a valores próximo de zero. Deve apresentar também uma inclinação de -20dB/década na frequência de cruzamento da curva de ganho da FTMA, fazendo com que o sistema presente uma margem de fase adequada, conseqüentemente uma estabilidade e finalmente a capacidade de filtrar componentes de alta frequência presentes na corrente de entrada, evitando assim oscilações indevidas na malha de controle (FENILI, 2007).

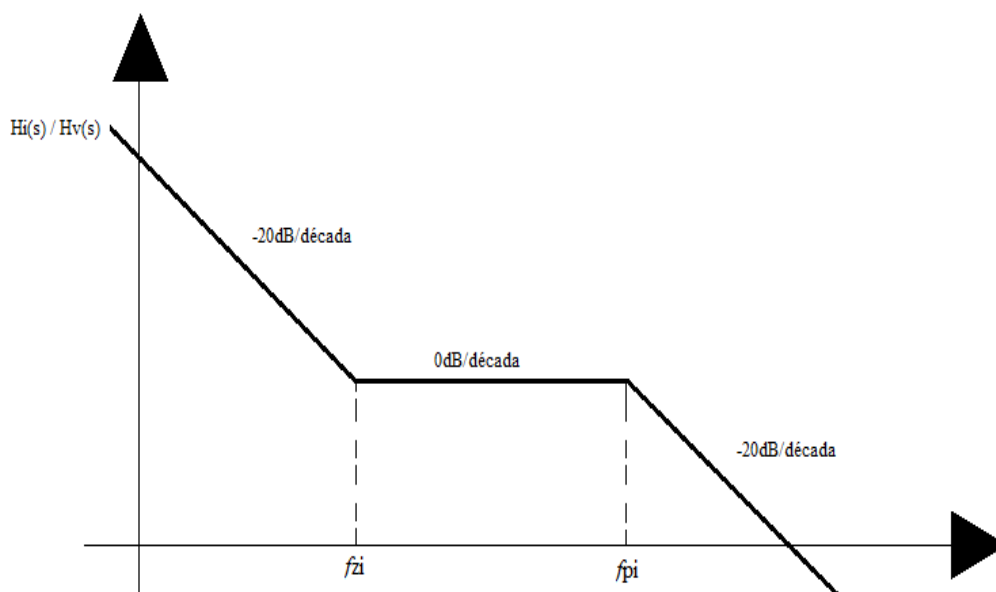
O controlador que melhor apresenta as características citadas é o controlador PI. Seu ganho proporcional integrativo elimina o erro para sistemas do tipo um (um polo na origem). Como será visto adiante, a função de transferência de corrente e tensão do filtro se caracterizam como funções do tipo um, sendo o controlador PI o mais indicado para o controle destas malhas.

Com a adição de um polo na origem do controlador PI, a curva de ganho do sistema em malha aberta apresentará uma inclinação de -40dB/década na frequência de cruzamento desejada visto que a função de transferência do filtro apresenta um caráter integrativo, somando-se ao polo na origem. Isso provoca uma instabilidade do sistema, então um zero deve ser adicionado para garantir a inclinação de -20dB/década nesta frequência.

Um Controlador Proporcional-Integral (1 polo e 1 zero) atenderia aos atributos acima mencionados, com exceção de um item, o de filtragem das componentes de alta frequência provenientes da frequência de comutação do inversor.

Assim sendo, optou-se por um Controlador Proporcional-Integral com filtro (2 polos e 1 zero), bastante utilizado na literatura e que atende a todos os itens citados. A característica mais desejada está presente no gráfico de módulo, e é traçada pela curva do Gráfico 3 que atenua sinais de elevadas frequências, como os ruídos provenientes da comutação do inversor.

Gráfico 3 – Curva de Fase do controlador.



Fonte: Produção do próprio autor.

3.5.2 Malha de Tensão

Para manter uma tensão de barramento pelo menos 60% maior que a tensão de pico da rede, e com uma ondulação que não ultrapasse a especificada para o projeto, faz-se necessário o uso de uma malha de controle (LINDEKE, 2003). O controlador de tensão deve possuir os mesmos atributos citados para o controlador de corrente. Sendo assim o controlador de tensão deve apresentar um polo na origem, elevando assim os ganhos de baixa frequência, e um zero, garantindo a inclinação de -20dB/década na frequência de cruzamento da curva de ganho da FTMA. Um polo uma década acima da frequência de cruzamento também se faz necessário para filtragem de alta frequência.

Assim sendo, também será utilizado um Controlador Proporcional-Integral com filtro para o controle da tensão.

4 PROJETO DO FILTRO ATIVO

Para construção do modelo serão necessárias algumas definições de projeto, como tensão de operação, potência do filtro, além dos cálculos de seus elementos, como capacitor de barramento V_{cc} , indutor de acoplamento e filtro de saída para ruídos de chaveamento. Como o filtro ativo projetado será utilizado em sistemas residenciais, foi adotado uma potência média de 6 kVA, que é potência usualmente consumida em sistemas residenciais (EDP, 2017).

No Quadro 6 são apresentados os parâmetros de projeto escolhidos.

Quadro 6- Parâmetros do Projeto.

Especificações	Valores
Tensão eficaz da rede	110V à 140V
Tensão do barramento (V_{cc})	300V
Potência ativa da carga	5kW
Potência reativa da carga (processada pelo FAP) (Q_{carga})	3KVar
Ondulação de corrente no indutor do FAP (Δi_{Lf})	20%
Ondulação de tensão no barramento (ΔV_{cc})	15%
Frequência de operação da rede (f_{rede})	60Hz
Frequência de comutação dos interruptores (f_s)	30kHz

Fonte: Produção do próprio autor.

Para a tensão de barramento V_{cc} utilizou-se uma tensão 60% maior que a tensão de pico da rede, para que o filtro forneça toda a energia reativa demanda pela carga, visto que para cargas indutivas a derivada da corrente tem um valor bem acentuado de inclinação, necessitando de um valor alto de tensão (LINDEKE, 2003). Para a tensão de alimentação da carga, e consideração uma variação de valores entre 110 a 140 volts, que usualmente se encontra a maioria dos sistemas monofásicos residenciais e comerciais enquadradas com tensão de atendimento precária (PRODIST, 2018), considerando-se o pior caso da tensão da rede ($V_{redef} = 140V$).

As ondulações de tensão e corrente do filtro estão estipuladas dentro da faixa usualmente empregada para inversores de tensão VSI (BARBI, 2001). Para obter uma reprodução aceitável da forma de onda desejada, utilizando a modulação unipolar, recomenda-se uma frequência de comutação que seja 10 vezes maior que a frequência que se pretende amostrar

(POMILIO, 2017). Como se pretende fazer uma correção harmônica até a frequência de 3kHz (50ª Harmônica), temos que, $3\text{kHz} \times 10 = 30\text{kHz}$. Com as especificações já definidas, parte-se agora para o cálculo dos elementos passivos e das malhas de controle do filtro ativo paralelo.

4.1 Indutor

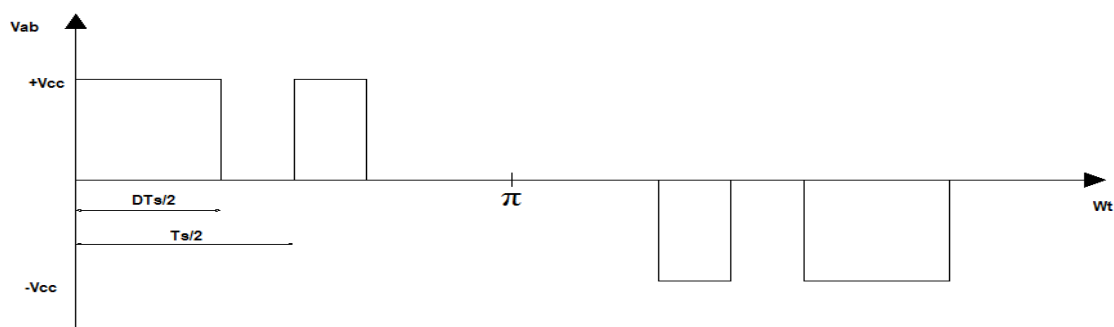
Para o cálculo do indutor de acoplamento será utilizada a técnica dos valores médios instantâneos segundo (SOUZA, 2000), considerando-se a tensão do barramento V_{cc} isenta de oscilações o que possibilita uma simplificação nos cálculos.

Na utilização deste modelo, serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro um período de comutação dos braços do inversor. Assim, assume-se que a tensão da rede (V_{rede}) permanece constante durante um intervalo de comutação e tem-se a Equação (18).

$$V_{cc} = V_s \quad (18)$$

A Gráfico 4 apresenta a modulação PWM a três níveis, mostrando a variação da tensão V_{AB} .

Gráfico 4 - V_{AB} para modulação a três níveis.



Fonte: Produção do próprio autor.

O Gráfico 4 apresenta dois intervalos que devem ser analisados. Primeiramente o intervalo em que a tensão V_{AB} varia de zero a $+V_{cc}$ (semiciclo positivo) e segundo o intervalo em que a tensão V_{AB} varia de zero a $-V_{cc}$ (semiciclo negativo). Devido à simetria das formas de onda, só é necessário à análise do primeiro intervalo. Considerando-se o intervalo do semiciclo positivo ($0 \leq \omega t \leq \pi$), pode-se calcular a tensão média V_{AB} para um período de comutação com expressão abaixo.

$$V_{ABm\u00e9dio} = \frac{1}{T_s/2} \int_0^{D \cdot \frac{T_s}{2}} +V_{cc} dt \quad (19)$$

Resolvendo a integral da Equa\u00e7\u00e3o (19) temos;

$$V_{ABm\u00e9dio} = D(+V_{cc}) \quad (20)$$

Para projeto do indutor, dois fatores importantes tem que ser observados. Um \u00e9 a frequ\u00eancia de chaveamento e a outra \u00e9 a ondula\u00e7\u00e3o de corrente. A frequ\u00eancia de chaveamento se mantem constante durante todo o per\u00edodo da rede, enquanto a ondula\u00e7\u00e3o de corrente e vari\u00e1vel. A determina\u00e7\u00e3o da ondula\u00e7\u00e3o de corrente no indutor do FAP e feita analisando-se apenas o primeiro intervalo do Gr\u00e1fico 4 visto que a mesma apresenta uma simetria. Para an\u00e1lise considera-se o momento que os IGBTs 1 e 4 est\u00e3o no estado de condu\u00e7\u00e3o como \u00e9 visto na Figura 6(b) e chega-se \u00e0 seguinte equa\u00e7\u00e3o;

$$+V_{cc} - V_{redepico} \cdot \sin(\omega t) = L_f \cdot \frac{dI_f(t)}{dt} \quad (21)$$

Considerado o intervalo de tens\u00e3o sobre o indutor, levando em conta que a tens\u00e3o n\u00e3o varie, assim a partir da Equa\u00e7\u00e3o (21) obt\u00eam-se;

$$+V_{cc} - V_{redepico} \cdot \sin(\omega t) = L_f \cdot \frac{\Delta I_f}{\Delta t} \quad (22)$$

O intervalo de tempo Δt da Equa\u00e7\u00e3o (22) acima \u00e9 calculado de acordo com a raz\u00e3o c\u00edclica e apresentado a baixo na Equa\u00e7\u00e3o (23).

$$\Delta t = D(t) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (23)$$

Para o funcionamento correto do FAP n\u00e3o se deve circular pot\u00eancia ativa por ele, mas somente uma parcela para manter suas perdas. Sendo assim pode-se considerar que a tens\u00e3o V_{AB} possui uma componente fundamental de mesma amplitude, frequ\u00eancia e fase da tens\u00e3o da rede podendo se reescrita como a Equa\u00e7\u00e3o (24).

$$V_{abm\u00e9dio}(t) = V_{redePico} \cdot \sin(\omega t) \quad (24)$$

Substituindo (24) em (20), obtém-se a razão cíclica instantânea para meio período de operação ($0 \leq \omega t \leq \pi$), a qual é apresentada pela Equação (25).

$$D(t) = \frac{V_{redePico}}{V_{cc}} \cdot \sin(\omega t) \quad (25)$$

Substituindo (25) em (23), e o resultado em (22), obtém-se a equação de ondulação no indutor do filtro para o semiciclo positivo da rede, conforme a Equação (26).

$$\Delta I_f(t) = \frac{T_s \cdot V_{cc}}{2L_f} \left\{ \frac{V_{redePico}}{V_{cc}} \cdot \sin(\omega t) - \left[\frac{V_{redePico}}{V_{cc}} \cdot \sin(\omega t) \right]^2 \right\} \quad (26)$$

A Equação (26) pode ser simplificada onde o índice de modulação (M_i) é considerado como sendo a relação entre o pico da tensão da rede e o valor da tensão de barramento V_{cc} , de acordo com a Equação (27). Para compensar a demanda de corrente proveniente da carga, o valor da tensão de barramento deve ser superior (pelo menos 60%) à tensão de pico da rede.

$$M_i = \frac{V_{redePico}}{V_{cc}} = \frac{140 \times 1.41}{300} = 0,66 \quad (27)$$

A ondulação de corrente parametrizada é apresentada na Equação (28).

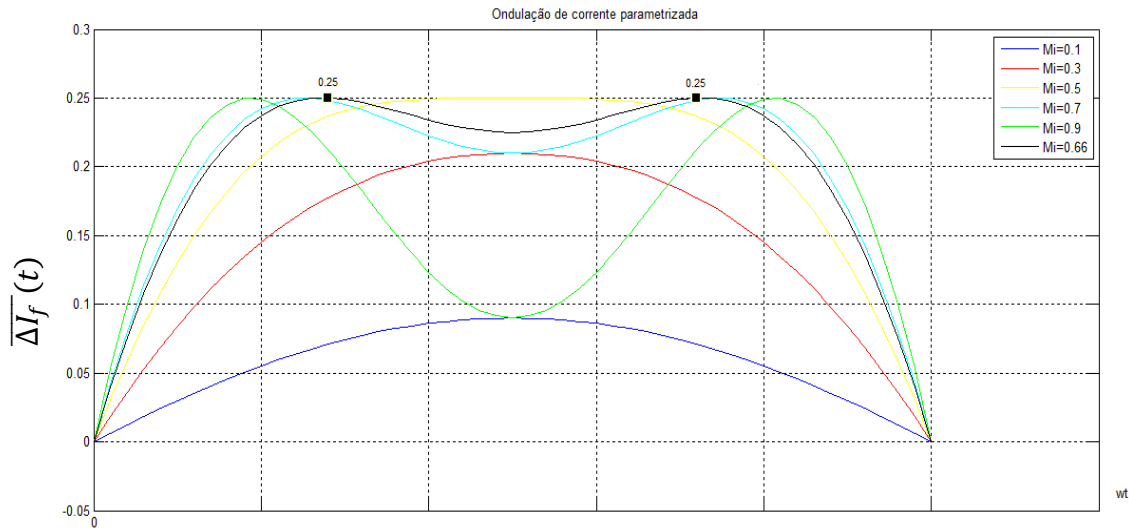
$$\overline{\Delta I_f}(t) = \frac{2L_f \cdot \Delta I_f(t)}{V_{cc} \cdot T_s} \quad (28)$$

Substituindo (27) e (28) em (26), encontra-se a ondulação de corrente parametrizada, em função do índice de modulação M_i e ωt , para o semiciclo positivo de operação ($0 \leq \omega t \leq \pi$).

$$\overline{\Delta I_f}(t) = M_i \cdot \sin(\omega t) - [M_i \cdot \sin(\omega t)]^2 \quad (29)$$

O Gráfico 5 é traçado a partir da Equação (29) e mostra a ondulação de corrente parametrizada no indutor do filtro para diferentes valores do índice de modulação (M_i), durante o intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$.

Gráfico 5 - Ondulação de Corrente Parametrizada.



Fonte: Produção do próprio autor.

Percebe-se que para modulação a três níveis, a ondulação máxima de corrente parametrizada de acordo com o Gráfico 5 é igual a 0,25 e é função do índice de modulação M_i e de ωt . Assim sendo, a indutância do FAP pode ser obtida, considerando a ondulação de corrente parametrizada definida pelo Gráfico 5 e os valores apresentados no Quadro 6. Assim, reescrevendo (28) tem-se a Equação (30), que será utilizada para o cálculo da indutância do FAP.

$$L_f = \frac{\overline{\Delta I_{fmax}} \cdot V_{cc}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{fmax}} \quad (30)$$

Para utilização a Equação (30), é necessário calcular o valor da ondulação máxima de corrente permitida no indutor. A ondulação de corrente apresentada no Quadro 6 é uma porcentagem da corrente de pico da rede, ou seja, a variação admissível de corrente para o bom funcionamento do FAP. Para simplificar os cálculos, pode-se considerar a corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede. O valor de pico é calculado de acordo com a Equação (31), considerando o caso para a menor tensão da rede ($V_{redePico} = 155,1V$), e a potência ativa da carga apresentada no Quadro 5.

$$I_{redePico} = \frac{2P_{carga}}{V_{redePico}} = \frac{2 \times 5000}{110 \times 1,41} = 64,28A \quad (31)$$

Tendo o valor da corrente de pico da rede para a menor tensão de entrada, calcula-se a ondulação de corrente máxima no indutor do filtro.

$$\Delta I_{f\max} = 0.2 \times I_{\text{redePico}} = 12,85 \quad (32)$$

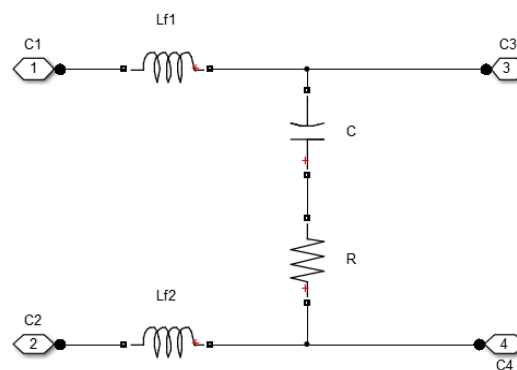
O maior índice de modulação apresentado pela Equação (27) é obtido considerando o máximo valor que a tensão da rede pode apresentar ($V_{\text{redePico}} = 197,4 \text{ V}$), tendo como valor de $M_i = 0,66$. De acordo com o índice de modulação encontrado e através do Gráfico 5, a máxima ondulação de corrente parametrizada é 0,25. Assim, através da Equação (30) e o Quadro 5 calcula-se a indutância necessária para o filtro ativo, dada por (33).

$$L_f = \frac{\overline{\Delta I_{f\max}} \cdot V_{cc}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{f\max}} = \frac{0.25 \times 300}{2 \times 30000 \times 12.85} = 9,72762 \times 10^{-5} \text{ H} \quad (33)$$

4.2 Filtro Passivo RLC de Saída

De forma a mitigar as harmônicas de alta frequência devido à comutação dos MOSFETs do inversor, foi aplicado um filtro passa-baixo na saída do mesmo. Na Figura 10 é apresentado o esquema elétrico do filtro implementado. As indutâncias L_f correspondem à indutância de acoplamento à rede calculada no item anterior. A indutância L_f , que além de ser parte do filtro passa-baixo, é responsável por limitar o valor do di/dt da corrente durante os instantes de comutação do inversor.

Figura 10 - Filtro RLC para filtragem de componentes de chaveamento.



Fonte: Produção do próprio autor.

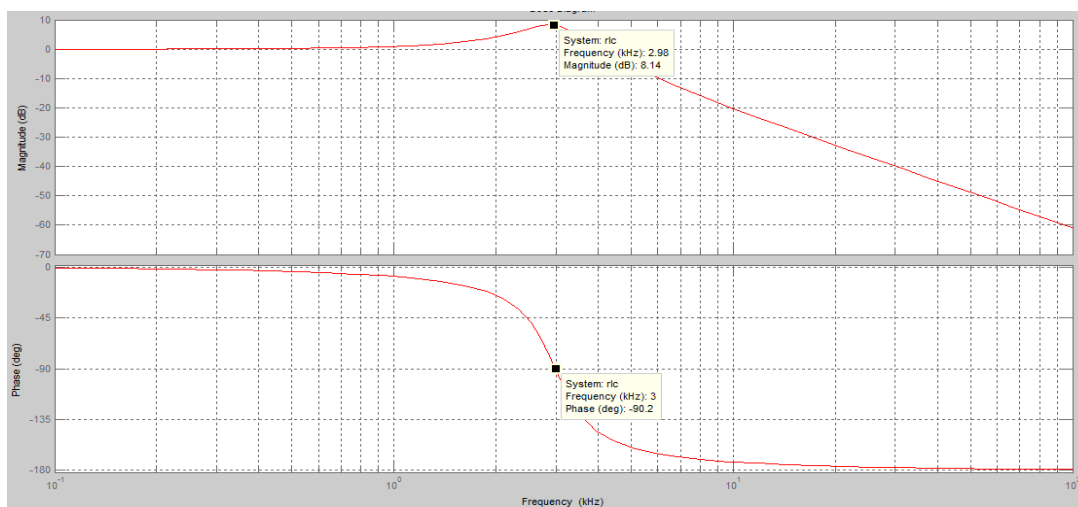
Para o cálculo do valor do capacitor C e usado a Equação (34) onde f_s corresponde à frequência de corte do filtro passa-baixo (ALMEIDA, 2013).

$$C = \frac{1}{((2.\pi.fs)^2Lf)} \quad (34)$$

Tendo em conta a elevada frequência da comutação dos MOSFETs do inversor (30 kHz), pode ser definida uma frequência de corte elevada, o que diminui o valor do capacitor, tornando o filtro menor. Por isso, foi estabelecida uma frequência de corte de aproximadamente 3kHz, traduzindo-se num capacitor de 28,97 μ F. A resistência em série com o capacitor é utilizada para amortecer a amplitude do sinal próximo da frequência de ressonância, para esta foi utilizado o valor de 5 Ω .

No Gráfico 6 é apresentada a resposta em frequência do filtro passa-baixo, onde se pode observar que a frequência de corte é aproximadamente 3kHz. À frequência resultante das comutações (30 kHz) o sinal já se encontra atenuado em cerca de 8 dB.

Gráfico 6 - Resposta em frequência e diagrama de fase do filtro passa-baixo.



Fonte: Produção do próprio autor.

Uma redução ainda mais efetiva das componentes de altas frequências é obtida com o uso de filtro de ordem superior. O uso de um filtro não amortecido pode levar ao surgimento de componentes oscilatórias na frequência de ressonância, que podem ser excitadas na ocorrência de transitórios na rede ou na carga. Em regime elas não se manifestam, uma vez que o espectro da onda PWM não as excita. O uso de filtros amortecidos pode ser indicado em situações em que tais transitórios possam ser problemáticos, com a inevitável perda de eficiência do filtro (ALMEIDA, 2013).

4.3 Capacitor

Para o cálculo do capacitor de barramento V_{cc} do filtro utilizando um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo (BARBI, 2001), usa-se a Equação (35);

$$C_f = \frac{Q_{\text{filtro}}}{f_{\text{rede}} \cdot (V_{cc\text{max}}^2 - V_{cc\text{min}}^2)} \quad (35)$$

A potência reativa Q_{filtro} na formula representa a potência processada pelo filtro, ou seja, a máxima potencia reativa Q_{carga} que ele e capaz de processar durante seu funcionamento. Já os valores $V_{cc\text{max}}$ e $V_{cc\text{min}}$ são obtidos a partir da ondulação de tensão no barramento, apresentado no Quadro 5.

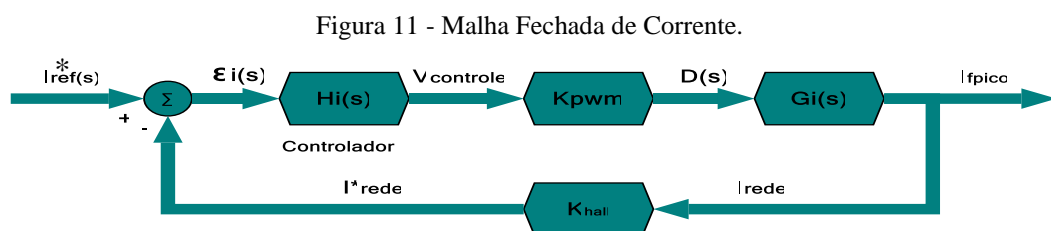
Logo, utilizando a equação (35) e os valores no Quadro 5, calcula-se o valor da capacitância mínima necessária para a construção do barramento, a qual é apresentada na Equação (39).

$$C_f = \frac{Q_{\text{filtro}}}{f_{\text{rede}} \cdot (V_{cc\text{max}}^2 - V_{cc\text{min}}^2)} = 0,0028 \text{ F} \quad (36)$$

O valor encontrado diz respeito o critério por ondulação da tensão, mas em um projeto real outros fatores, como a capacidade de condução de corrente e tensão de trabalho, são importantes. Cabe ao projetista escolher a melhor formar de utilizar a capacitância C_f , utilizando-se de associações série ou paralelo para sua melhor utilização. Vale ressaltar que quanto maior a capacitância, menor a ondulação de tensão no barramento, situação desejável na prática, porém quanto maior a capacitância, maior também o capacitor e seu custo, levando a projetos de porte maior.

4.4 Malha de Corrente

Como discutido anteriormente a estratégia de controle utilizada será a de monitoramento de corrente de rede. O diagrama de controle da malha de corrente e detalhado na Figura 11.

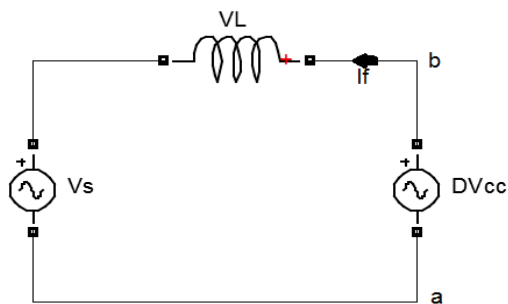


Fonte: Produção do próprio autor.

Para a modelagem da função $G_1(s)$ nesse projeto, utiliza-se a técnica adotada utilizando os princípios do modelo por valores médios instantâneos considerando a tensão de barramento V_{cc} isenta de ondulação, o que facilita os cálculos para obtenção da planta do conversor (SOUZA, 2000).

Para a utilização deste modelo, serão considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro do período de comutação. Assim, assume-se que a tensão da rede (V_{rede}) permanece constante durante um intervalo de comutação, como sendo $V_{rede} = V_s$.

Figura 12 – Circuito equivalente elétrico do filtro



Fonte: Produção do próprio autor.

Com o auxílio da lei de Kirchhoff das tensões na Figura (12), obtém-se a equação (37), a qual é plicando a derivada à corrente do indutor obtendo a equação (38).

$$V_s + V_{L_f} = DV_{cc} \quad (37)$$

$$V_s + L_f \frac{dI_f(t)}{dt} = D(t) \cdot V_{cc} \quad (38)$$

Isolando a derivada de corrente em (38) tem-se a Equação (39).

$$\frac{dI_f(t)}{dt} = \frac{D(t) \cdot V_{cc} - V_s}{L_f} \quad (39)$$

A função de transferência da corrente do filtro I_f em função da razão cíclica D pode se obtida aplicando-se uma perturbação destas duas grandezas ao sistema, conforme pode-se observar em (40). Assim pode-se rescrever a equação gerando (41).

$$\frac{d[I_f(t) + \delta I_f(t)]}{dt} = \frac{[D(t) + \delta D(t)] \cdot V_{cc} - V_s}{dt} \quad (40)$$

$$\frac{dI_f(t)}{dt} + \frac{d\delta I_f(t)}{dt} = \frac{D(t) \cdot V_{cc} - V_s}{L_f} + \frac{\delta D(t) \cdot V_{cc}}{L_f} \quad (41)$$

Substituindo Equação (39) em (41), tem-se a Equação (42).

$$\frac{d\delta I_f(t)}{dt} = \frac{\delta D(t) \cdot V_{cc}}{L_f} \quad (42)$$

Utilizando a transformada de Laplace que transforma equações diferenciais no tempo em funções algébricas no plano complexo (s), pode ser aplicada para obtenção da função de transferência da corrente do filtro. Assim, têm-se as Equações (43) e (44).

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(s) \quad (43)$$

$$\mathcal{L}\left[\frac{df(t)}{dt}\right] = s \cdot F(s) \quad (44)$$

Aplicando a Equações (43) e (44) em (42), obtém-se a Equação (45).

$$s \cdot \delta I_f(s) = \frac{\delta D(s) \cdot V_{cc}}{L_f} \quad (45)$$

Reescrevendo a Equação (45), obtém-se a função de transferência que representa a variação da corrente do filtro $\delta I_f(s)$ em função da variação da razão cíclica $\delta D(s)$, de acordo com (46).

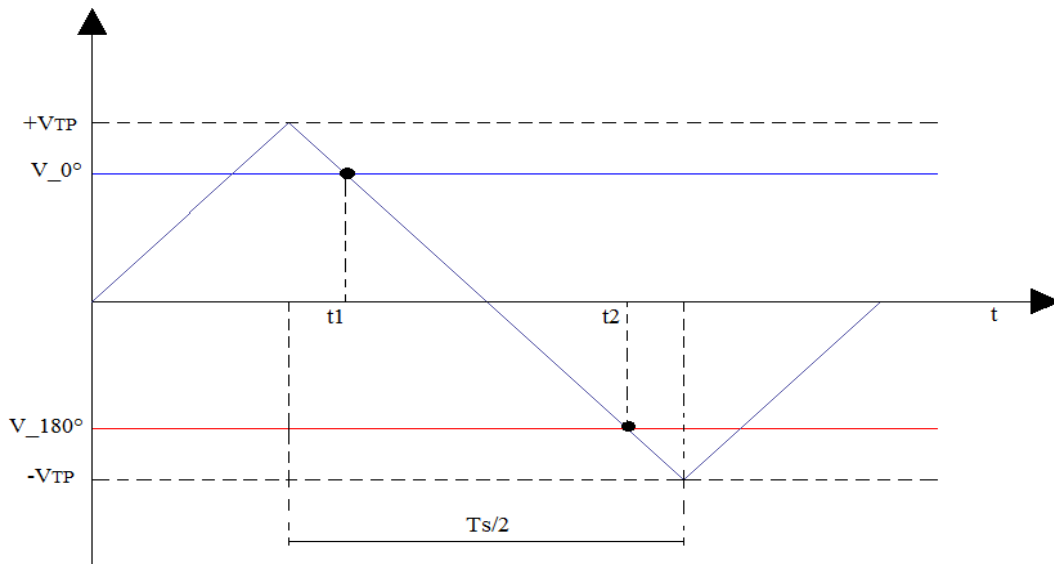
$$G_i(s) = \frac{\delta I_f(s)}{\delta D(s)} = \frac{V_{cc}}{s \cdot L_f} \quad (46)$$

Agora substituindo os valores na Equação (46) obtém-se a função de transferência da planta $G_i(s)$.

$$G_i(s) = \frac{V_{cc}}{s \cdot L_f} = \frac{300}{s \cdot 1.4584 \times 10^{-4}} \quad (47)$$

Pela Figura 11 pode-se observar que a função de transferência de malha fechada (FTMF) de corrente é composta pelo modelo da planta, pelo compensador de corrente e pelos ganhos associados ao modulador PWM e ao sensor de efeito Hall, tudo no plano complexo (s). O ganho relacionado ao sensor de efeito Hall de corrente é escolhido levando-se em conta os ganhos dos sensores encontrados no mercado, então optou-se por um $K_{hall} = 0,01$. A utilização da técnica de modulação adotada insere na malha de controle o ganho K_{PWM} , sendo este dependente das características do sinal modulante, que para este projeto faz-se uso de uma onda triangular. O Gráfico 7 apresenta um detalhe da modulação, para obtenção do ganho K_{PWM} .

Gráfico 7- Detalhe da modulação para obtenção do ganho K_{PWM} .



Fonte: Produção do próprio autor.

De acordo com o Gráfico 7, durante o intervalo $T_s/2$ a portadora triangular $V_T(t)$ pode ser descrita em função do tempo, conforme a Equação (48).

$$V_T(t) = \frac{-2 \cdot V_{TP}}{T_s/2} \cdot t + V_{TP} \quad (48)$$

Tem-se que, para um tempo $t = t_1$, a tensão $V_T(t_1) = V_{0^\circ}$ e para um tempo $t = t_2$, temos que a tensão $V_T(t_2) = V_{180^\circ}$ ou $V_T(t_2) = -V_{0^\circ}$.

Substituindo os valores acima em (48) e isolando os tempos t_1 e t_2 , obtêm-se as Equações (49) e (50).

$$t1 = (V_{TP} - V_{-0}) \frac{T_S}{4.V_{TP}} \quad (49)$$

$$t2 = (V_{TP} + V_{-0}) \frac{T_S}{4.V_{TP}} \quad (50)$$

Sabe-se também que de acordo com a Gráfico 7, o intervalo de tempo $t2 - t1$ caracteriza a razão cíclica de operação, logo:

$$t2 - t1 = D. \frac{T_S}{2} \quad (51)$$

Assim, substituindo as Equações (49) e (50) em (51), obtém-se a equação para o cálculo do ganho K_{PWM} , dada pela Equação (52).

$$K_{PWM} = \frac{D}{V_{controle}} = \frac{1}{V_{TP}} \quad (52)$$

Para o valor de pico da forma de onda triangular foi escolhido o valor de ganho $V_{TP} = 5$. Sendo assim tem-se que $K_{pwm} = 0,2$. O controlador é projetado levando em conta a frequência do zero, que deve ser escolhida para que se tenha na frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta (FTMA) com uma inclinação de -20dB/década para a curva de ganho, garantindo assim uma margem de fase adequada. O polo deve ser posicionado para que se tenha a atenuação das altas frequências ($\geq 10\text{kHz}$). Assim, as frequências do zero e do polo são alocadas com $f_{zi} = 1\text{kHz}$ e $f_{pi} = 10\text{kHz}$.

Tendo todos os elementos da malha de controle de corrente calculados, podemos agora substituir na Equação (53) e assim obter a Equação (54).

$$FTMAi(s) = Hi(s) * K_{pwm} * Gi(s) * K_{hall} \quad (53)$$

$$FTMAi(s) = K * \frac{(s+1)}{(s^2+s)} * 0,2 * \frac{300}{s*1.4584e-04} * 0,01 \quad (54)$$

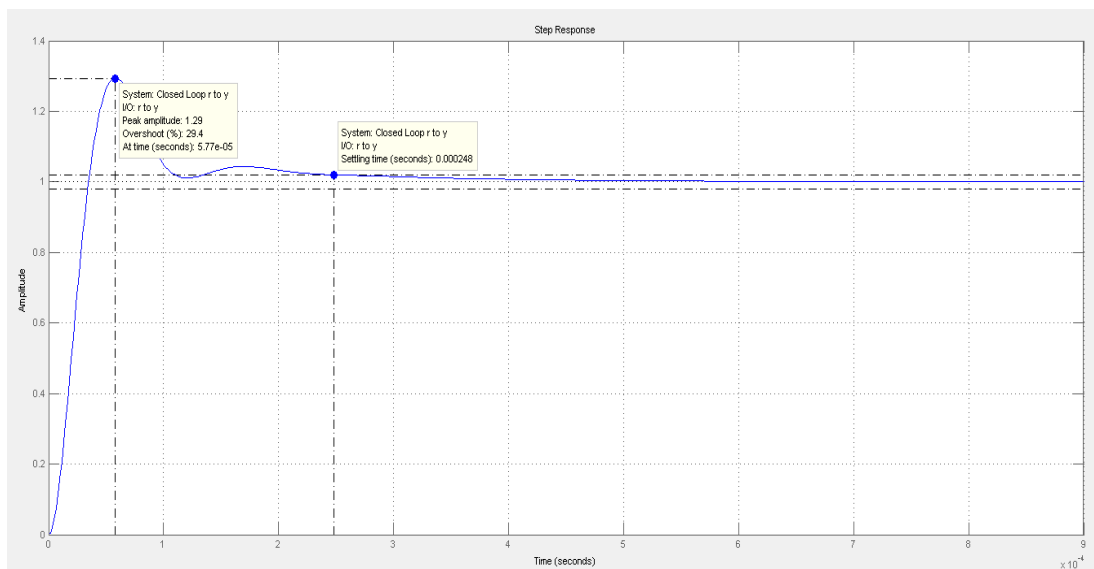
O elemento K da Equação (54) é o ganho do controlador de corrente que dever ser encontrado para que o controlador funcione de maneira eficiente. Utilizando o MATLAB e com a ferramenta *SISOTOOL*, será desenvolvido o designer do projeto do controlador. Após especificar o lugar do zero e do polo do controlador e a função de transferência de malha de

corrente, variando-se o ganho K da função buscando uma resposta adequada da malha. Duas características são importantes no projeto desse controlador, a saber:

- A malha de corrente deve ser rápida para a correção eficiente das componentes harmônicas da rede ,ou seja, o tempo de resposta deve ser o mais rápido possível.
- Ela não pode conter muita oscilação, o que pode ocasionar instabilidade no sistema de controle.

Sob essa circunstâncias, variou-se o ganho K até encontrar uma resposta adequada às necessidades do filtro, encontrando-se um ganho de controlador $K = 97110$. No Gráfico 8 é apresentado a resposta da malha de corrente, que obedece às especificação do projeto.

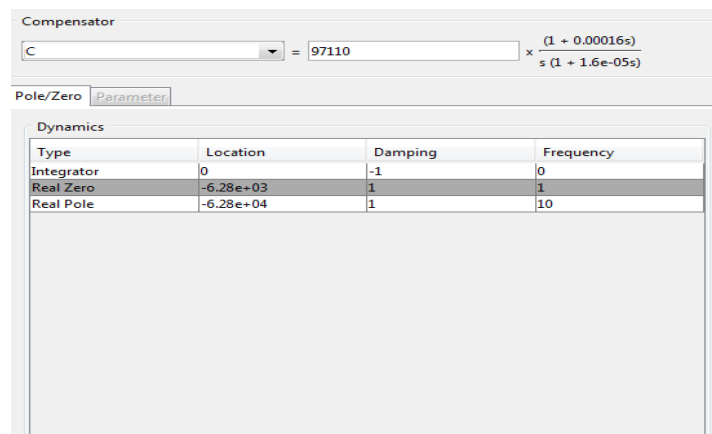
Gráfico 8- Resposta do Controlador de Corrente.



Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 13 é demonstrado os parametros do controlador de corrente do sistema.

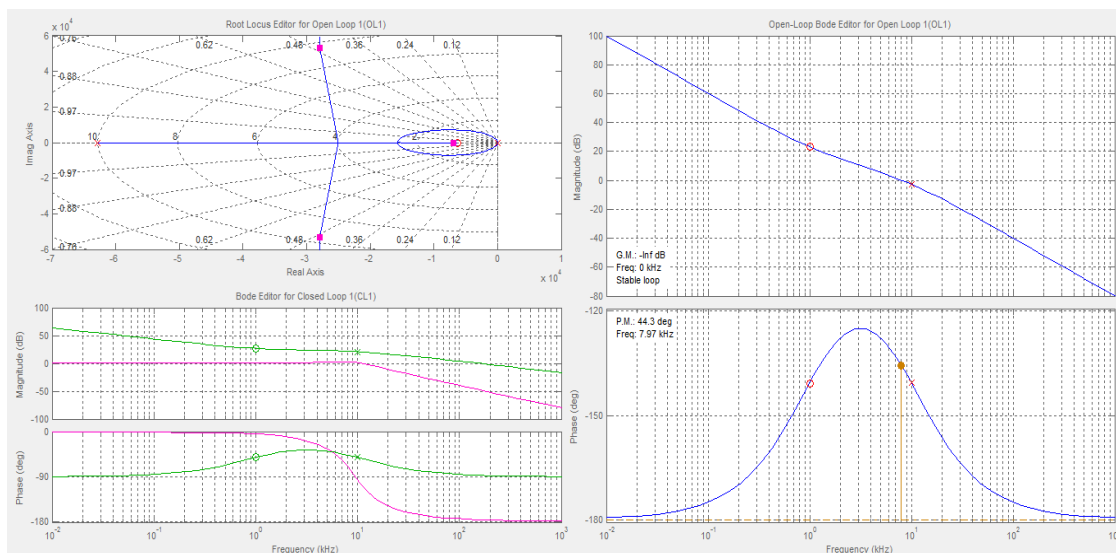
Figura 13-Alocação do Polo e Zero do controlador de corrente.



Fonte: Produção do próprio auto

No Gráfico 9 é observado os lugares geométricos das raízes, o gráfico de Bode de malha aberta e fechada de corrente.

Gráfico 9 – LGR, Bode de malha aberta e malha fechada de corrente.



Fonte: Produção do próprio autor

Pelo Gráfico 9 do LGR é observado que o sistema em malha fechada é estável, visto que os polos do sistema estão localizados no semi-plano esquerdo. A estabilidade também é notada através do diagrama de bode que apresenta uma margem de MF = 44,3°, que é usual para este tipo de filtro (FENILI, 2007).

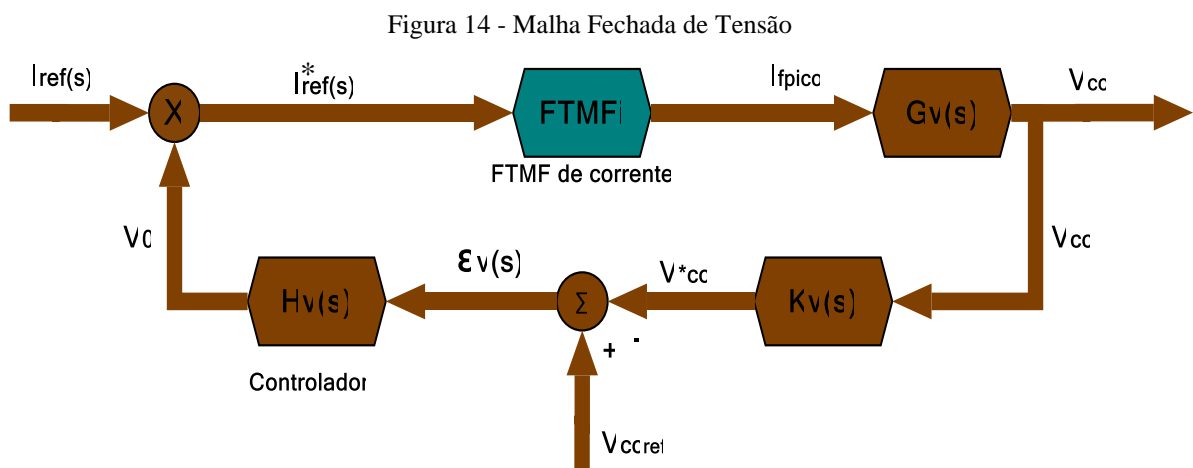
O fato do filtro RLC estar dentro da malha de controle indica em princípio que qualquer anomalia por ele introduzida (ressonâncias, defasagens, etc.) podem ser corrigidas pelo sistema, pois o objetivo é sempre ter uma corrente "senoidal" sendo consumida da rede. Outro aspecto muito importante é que o filtro não deve, idealmente, apresentar amortecimento. A razão para isso é que, como a tensão V_{cc} deve ser maior do que a tensão de pico presente na rede, o conversor deve atuar, nos momento de acúmulo de energia no capacitor, como um elevador de tensão. Conforme já foi dito, isto se dá pelo aumento da corrente absorvida da rede, a qual flui para o filtro. Caso o filtro passivo apresente amortecimento, esta potência adicional poderá ser dissipada nos elementos resistivos, impedindo sua efetiva transferência para o capacitor. Obviamente a eficiência de um filtro com amortecimento é comprometida, tanto no aspecto energético, devido às maiores perdas, como na resposta em frequência, pois reduz a ordem resultante (ALMEIDA, 2013).

4.5 Malha de Tensão

A malha de tensão tem a função de manter constante a tensão no barramento CC do FAP. A função do controlador de tensão é atuar na amplitude da corrente de referência do filtro ativo de modo que, assim, o controlador determine o fluxo de potência ativa no sistema é consequentemente no filtro ativo como será visto mais adiante. Assim pode-se controlar a tensão do barramento V_{cc} do FAP uma vez que ela se mantém constante quando o fluxo de potência ativa no filtro é nulo, ou seja, o filtro apenas processa reativos.

Para o bom funcionamento do sistema de controle, a malha de tensão deve ser lenta, pois esta atua na amplitude da corrente senoidal que é drenada da rede e, sendo assim, se a malha for rápida ela fará com que a corrente senoidal drenada da rede se distorça devido ao surgimento de picos de corrente de diferentes amplitudes e de distorções na corrente de referência (LINDEKE, 2003).

A FTMF de tensão da Figura 14 inclui a função de transferência da planta, a função de transferência do controlador de tensão, o ganho da FTMF da malha de corrente (que é o ganho do amostrador de corrente K_i) e o ganho do amostrador de tensão. Pode-se demonstrar que a FTMF da malha de corrente pode ser representada, quando considerada para análise da malha de tensão, pelo ganho do amostrador de corrente K_i . Esta consideração é válida, pois a malha de corrente é muito mais rápida do que a malha de tensão e, assim sendo, a dinâmica da malha de corrente não influi na dinâmica da malha de tensão.



Fonte: Produção do próprio autor.

A função de transferência que se procura relaciona a variação da tensão do barramento $\delta V_{cc}(s)$ com a variação da corrente de pico no indutor do filtro $\delta I_{fpico}(s)$, conforme (55).

$$G_V(s) = \frac{\delta V_{cc}(s)}{\delta I_{fpico}(s)} \quad (55)$$

Analisando o circuito do FAP, encontra-se que a relação entre a tensão e a corrente do barramento é dada pela Equação (56). Aplicando-se uma perturbação nestas duas grandezas, obtém-se a Equação (57).

$$I_{cc}(t) = C_f \cdot \frac{dV_{cc}(t)}{dt} \quad (56)$$

$$I_{cc}(t) + \delta I_{cc}(t) = C_f \cdot \frac{d[V_{cc}(t) + \delta V_{cc}(t)]}{dt} \quad (57)$$

Substituindo a Equação (56) em (57) e aplicando-se a transformada da Laplace, obtém-se a variação da tensão pela variação da corrente, como pode ser visto na Equação (58).

$$\frac{\delta V_{cc}(s)}{\delta I_{cc}(s)} = \frac{1}{s \cdot C_f} \quad (58)$$

Para facilitar a análise, será considerado o filtro ativo operando como retificador Boost (INEP, 2005). Assim, por balanço de potência tem-se que a relação entre a corrente do barramento e a corrente de pico no indutor do filtro é representada por um ganho, de acordo com (59).

$$\frac{I_{cc}}{I_{fpico}} = \frac{V_{redepico}}{2 \cdot V_{cc}} = \frac{M_i}{2} \quad (59)$$

Como as duas correntes são diretamente proporcionais, a perturbação de uma implica na perturbação direta da outra. Desta forma, utilizando a transformada de Laplace e adicionando uma perturbação nas duas correntes, obtém-se a Equação (60).

$$\delta I_{cc}(s) = \delta I_{fpico}(s) \cdot \frac{M_i}{2} \quad (60)$$

Assim, substituindo a Equação (60) em (58), encontra-se a função de transferência da malha de tensão, dada pela Equação (61).

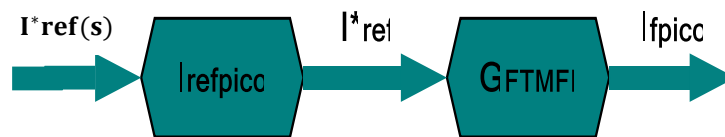
$$G_V(s) = \frac{\delta V_{cc}(s)}{\delta I_{fpico}(s)} = \frac{M_i}{2 \cdot s \cdot C_f} \quad (61)$$

Substituindo os valores na Equação (62) temos;

$$G_V(s) = \frac{\delta V_{cc}(s)}{\delta I_{fpico}(s)} = \frac{0,66}{s * 0,005556} \quad (62)$$

O ganho da malha de corrente pode ser considerada como a Figura 15.

Figura 15 – Ganho da FTMF de corrente.



Fonte: Produção do próprio autor.

A corrente de pico da referência senoidal do modelo é calculada de acordo com (63), arbitrando-se um valor de ponto de operação para o controlador de tensão.

$$I_{refpico} = \frac{K_{Hall} \times I_{rede pico}}{V_{operação}} \quad (63)$$

O valor da corrente de pico da rede é calculado segundo a Equação (64), considerando a tensão de pico da rede igual a 155,1V para o pior caso de fornecimento de tensão (110V). Para o projeto do controlador de tensão, necessita-se especificar qual é o valor de pico da onda senoidal de referência (pico do sinal de PLL), de modo que a corrente de referência de amplitude variável, não ultrapasse a corrente de pico calculada pela Equação (64). Para o valor de saída do controlador de tensão adotamos um valor de $V_{operação} = 10V$, e através de (65) calcula-se o valor de pico da corrente de referência do sinal do PLL.

$$I_{redePico} = \frac{2P_{carga}}{V_{redePico}} = \frac{2 \times 5000}{110 \times 1,41} = 64,28A \quad (64)$$

$$I_{refpico} = \frac{K_{Hall} \times I_{rede pico}}{V_{operação}} = 0,0643 \quad (65)$$

O ganho G_{FTMFI} é encontrado analisando a FTMF de corrente para baixas frequências. Este ganho é dado por (66).

$$G_{FTMFI} = \frac{1}{K_{hall}} = 100 \quad (66)$$

O zero do controlador deve ser então alocado, para que se tenha na frequência de cruzamento desejada, uma inclinação de -20dB/década para a FTMA de tensão, garantindo a margem de fase adequada para o sistema. Para a filtragem da alta frequência deve-se alocar um polo em aproximadamente duas décadas acima da frequência de cruzamento. Assim, as frequências do zero e do polo são definidas como, $f_{zv} = 1\text{Hz}$ e $f_{pv} = 100\text{Hz}$. Esta frequência garante o desacoplamento com a malha de corrente, porém o ganho para baixas frequências ainda deve ser aumentado, o que justifica a utilização de um controlador Proporcional-Integral. Além disso, uma frequência de cruzamento abaixo de 1Hz tornaria a resposta do sistema muito lenta, gerando sobretensões durante uma queda instantânea de carga (LINDEKE, 2003). De posse de todos os elementos da malha de controle de tensão calculados, pode-se agora substituir na Equação (67) e assim obter a Equação (68).

$$FTMAv(s) = H_v(s) * FTMFi * I_{refpico} * K_{hall} * G_v(s) \quad (67)$$

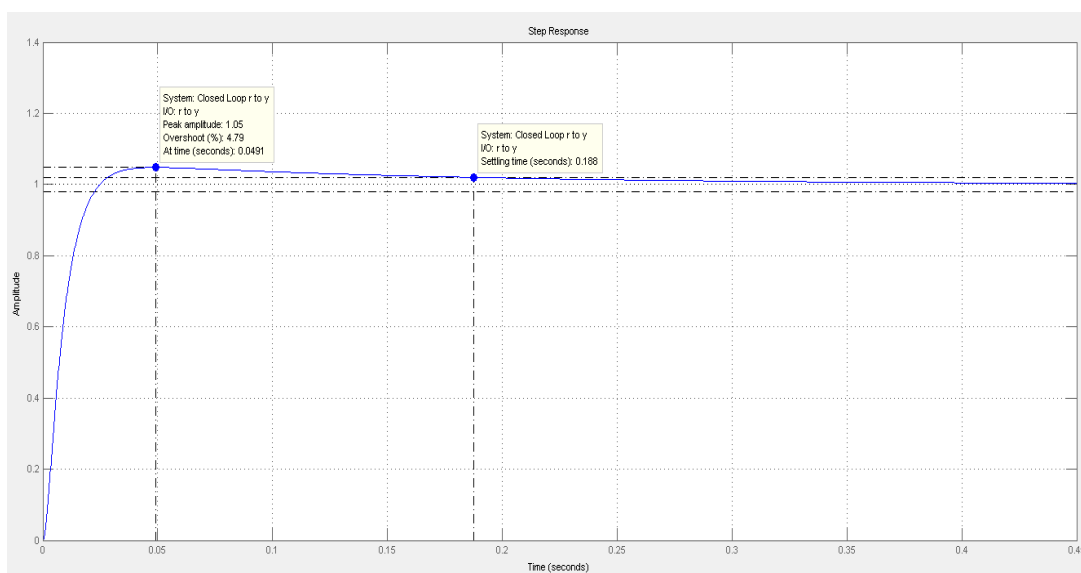
$$FTMAv(s) = K * \frac{(s+1)}{(s^2+s)} * 100 * 0,0643 * 0,01 * \frac{0,66}{s*0,005556} \quad (68)$$

O elemento K da Equação (68) é o ganho do controlador de tensão que deve ser encontrado para que o controlador funcione de maneira eficiente, como foi feito para o controlador de corrente. Utilizando a ferramenta *SISOTOL* do MATLAB, faz-se o *designer* do projeto do controlador. Após especificar o lugar do zero e do polo do controlador e a função de transferência de malha de tensão, variando-se o ganho K da função buscando uma resposta adequada da malha de tensão, que deve apresentar as seguintes características:

- A malha de tensão deve ser lenta para não prejudicar a dinâmica da malha de corrente da rede, ou seja, o tempo de resposta deve ser mais lento do que o tempo de resposta da malha de corrente.
- Ela não pode conter muita oscilação, o que pode ocasionar instabilidade no sistema de controle.
- Manter a tensão do capacitor dentro dos limites de projeto.

Sob essas circunstâncias variou-se o ganho K até encontrar uma resposta adequada às necessidades do filtro, encontrando-se um ganho de controlador $K = 88,487$. No Gráfico 10 é apresentado a resposta da malha de tensão, que obedece as especificação do projeto.

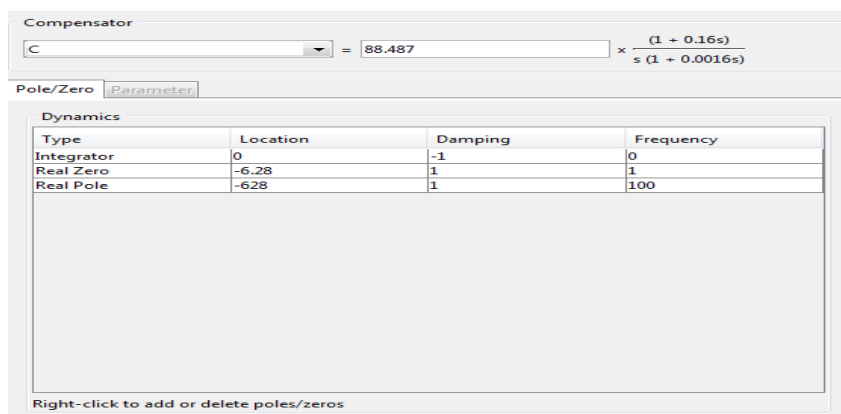
Gráfico 10 - Resposta do Controlador de Tensão.



Fonte: Produção do próprio autor

A resposta ao degrau traz algumas informações importantes a respeito da estabilidade e do comportamento dinâmico final da planta. No Gráfico 10, pode-se observar que a resposta ao degrau do sistema é do tipo subamortecido, não existindo assim uma oscilação excessiva que poderia levar a algum tipo de instabilidade. Na Figura 16 temos os parâmetros do controlador de corrente do sistema obtidos no *SISOTOOL*.

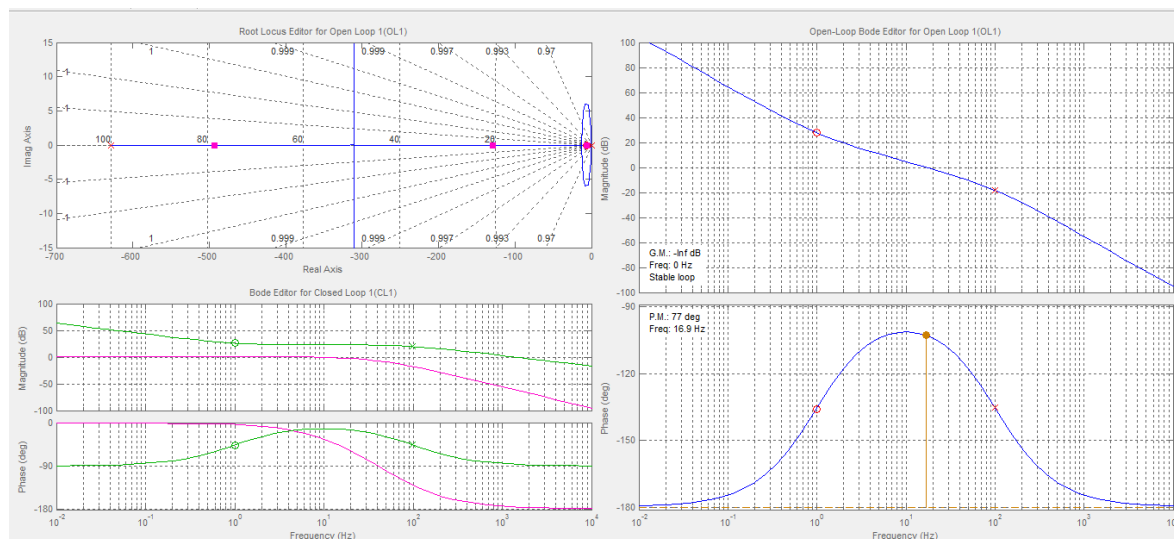
Figura 16- Alocação do Polo e Zero do controlador de tensão



Fonte: Produção do próprio autor

O Gráfico 11 apresenta os lugares geométricos das raízes, o gráfico de Bode de malha aberta e fechada de tensão.

Gráfico 11 - LGR, Bode de malha aberta e malha fechada de tensão.



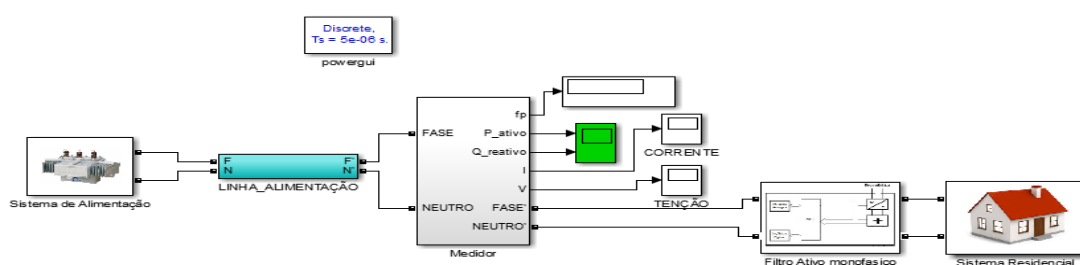
Fonte: Produção do próprio autor

Pelo Gráfico 11 do LGR podemos observar que o sistema em malha fechada é estável, visto que os polos do sistema estão localizados no semi plano esquerdo. A estabilidade também é notada através do diagrama de bode que apresenta uma margem de MF = 77°, que é usual para este tipo de filtro (FENILI, 2007).

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Para a simulação do modelo do FAP foi utilizado o software MATLAB. O modelo de simulação proposto encontra-se na Figura 17. A elaboração do modelo teve como base de modelagem um sistemas real utilizando linhas de alimentação e medição, juntamente com as cargas do sistema, modeladas conforme a Figura 18.

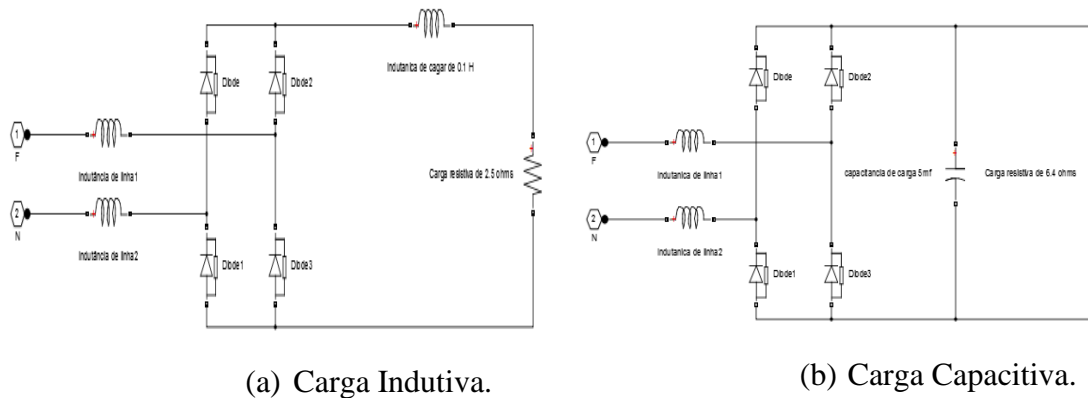
Figura 17 - Modelo do Sistema.



Fonte: Produção do próprio autor.

Para o modelo de carga, optou-se por dois sistemas retificadores. Um com caráter indutivo e a outro com caráter capacitivo, visto que são modelos que apresentação grande conteúdo harmônico e estão presentes em quase todos os aparelhos eletrônicos contidos em um sistema residencial/comercial. Optou-se por uma cargas de aproximadamente 6kVA, que é basicamente a potência contratada pelo consumidor junto a concessionária. As cargas utilizadas no sistema simulado são mostradas na Figura 18.

Figura 18 – Modelos de carga do sistema.



(a) Carga Indutiva.

(b) Carga Capacitiva.

Fonte: Produção do próprio autor.

O conteúdo harmônico das cargas adotadas é mostrado no Quadro 7.

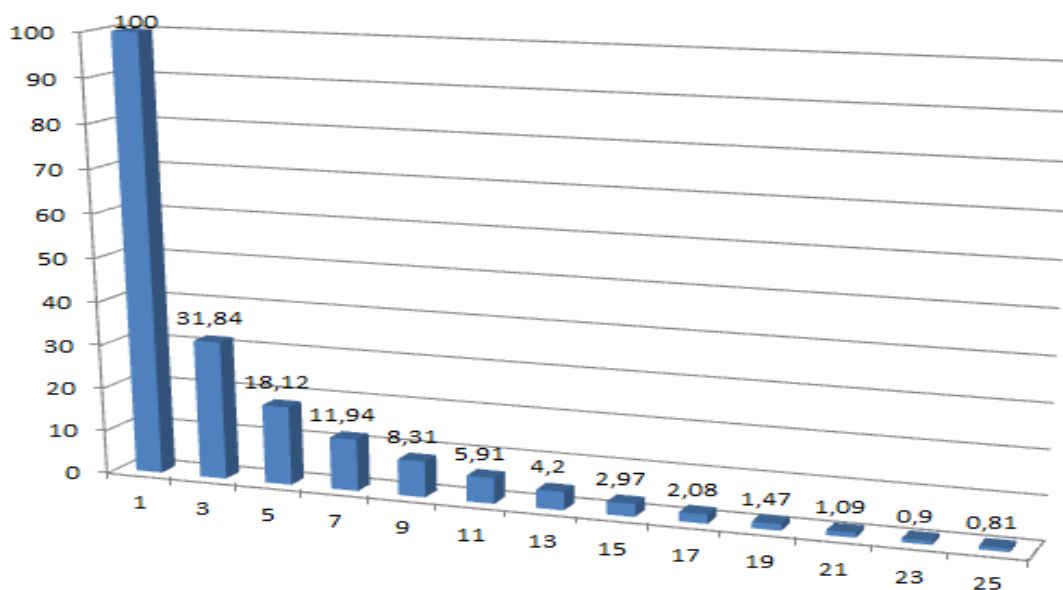
Quadro 7 - Resultantes harmônicas para as cargas propostas.

Ordem Harmônica	Frequência [Hz]	Carga Indutiva		Carga Capacitiva	
		Porcentagem [%]	Fase [°]	Porcentagem [%]	Fase [°]
		Fundamental (60Hz) = 53.97A THD = 40.34%		Fundamental (60Hz) = 48,15A THD = 84,56%	
1	60	100	-12,5	100	-11,1
3	180	31,84	-33,5	74,24	145,7
5	300	18,12	-57,5	37,87	-62,1
7	420	11,94	-81,6	10,4	65,1
9	540	8,31	253,8	6,76	123,5
11	660	5,91	228,4	5,15	243,5
13	780	4,2	201,6	2,58	-35,4
15	900	2,97	172,9	2,73	61,9
17	1020	2,08	141,1	1,62	163,1
19	1140	1,47	105,2	1,54	244,4
21	1260	1,09	64,6	1,21	-8,7
23	1380	0,9	21,7	0,93	72,7
25	1500	0,81	-19,2	0,91	174,2

Fonte: Produção do próprio autor.

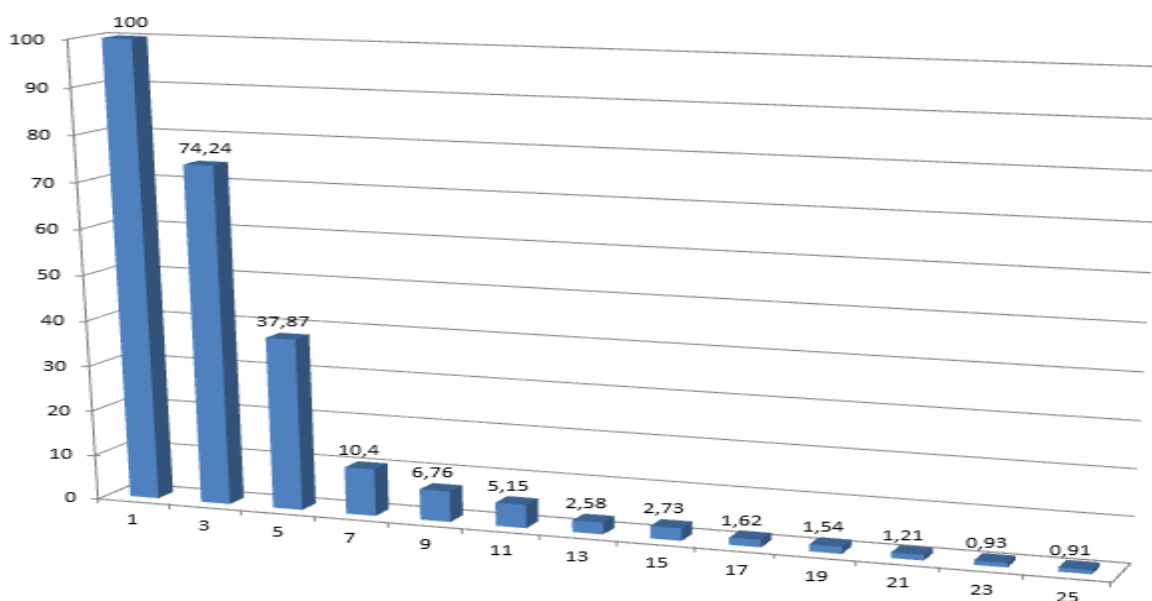
Nos Gráficos 12 e 13 são apresentados os comparativos em porcentagem das componentes harmônicas das cargas.

Gráfico 12 – Proporção em porcentagem para cada componente harmônica da carga indutiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

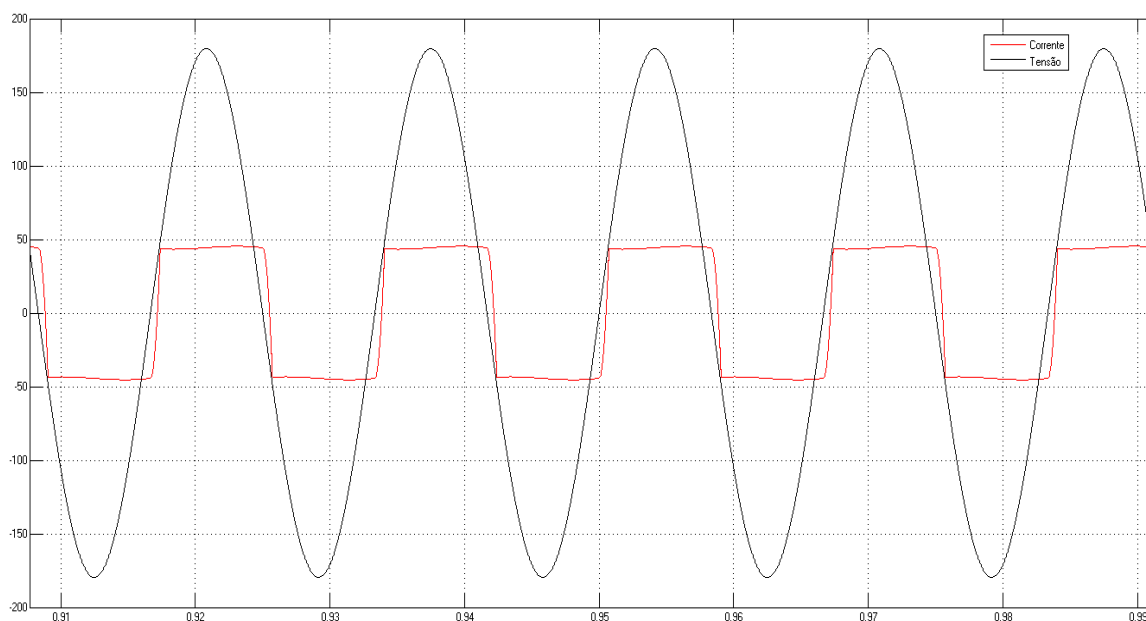
Gráfico 13— Proporção em porcentagem para cada componente harmônica da carga capacitiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

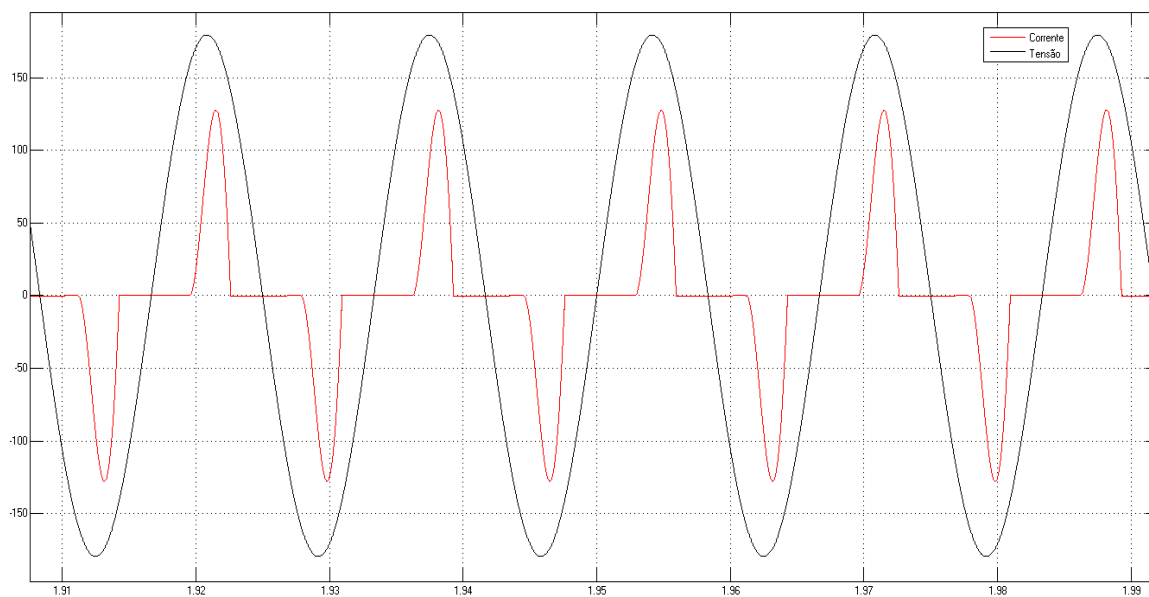
Nos Gráficos 14 e 15 são apresentados o aspecto da tensão e corrente dos modelos de carga. Pode-se constatar que a tensão não sofre uma distorção acentuada, visto que a impedância da linha é pequena. Ao contrário da tensão, a corrente de linha apresenta uma distorção acentuada.

Gráfico 14- Tensão e Corrente da carga indutiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

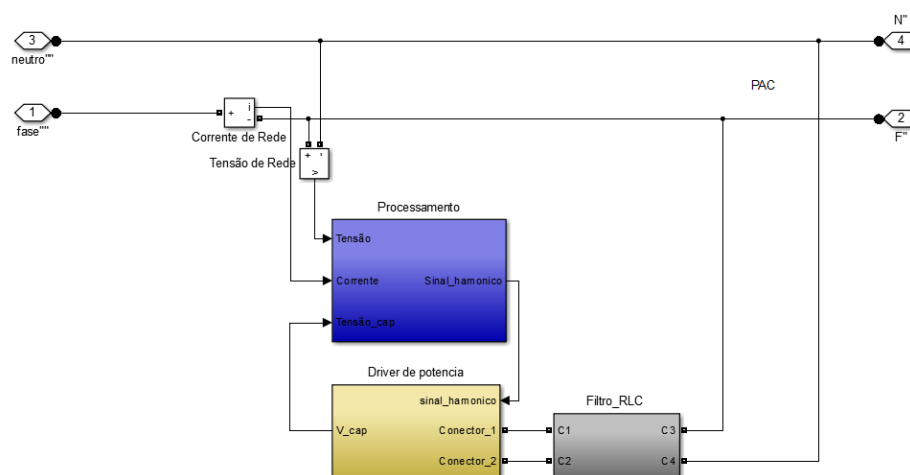
Gráfico 15- Tensão e Corrente da carga capacitiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

Filtros ativos podem ser divididos em dois elementos: o bloco de processamento e o bloco de driver de potência. Além destes blocos, o filtro ativo simulado possui um filtro RLC, responsável pela filtragem dos ruídos causados pela comutação das chaves do inversor. A Figura 19 mostra como o filtro simulado foi acoplado ao sistema elétrico.

Figura 19- Elementos externos do filtro ativo.

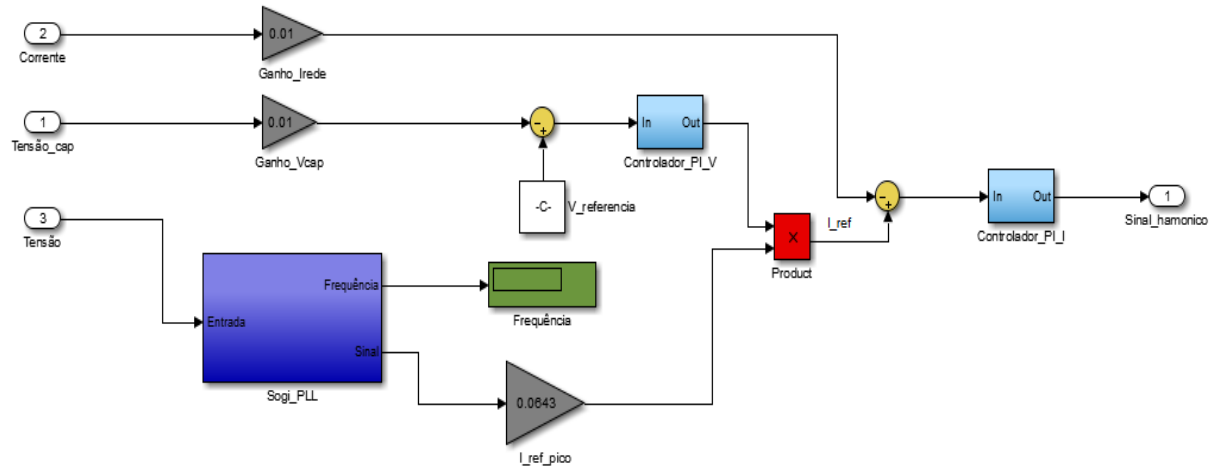


Fonte: Produção do próprio autor.

O bloco de processamento é responsável pelo controle do filtro. Nele estão contidos os controladores de corrente e tensão, o PLL e a lógica utilizada para geração do sinal harmônico

a ser corrigido. Os ganhos I_{rede} e V_{cap} representam os ganhos teóricos dos sensores de corrente e de tensão. O bloco de processamento é mostrado na Figura 20.

Figura 20 – Processamento e controle dos sinais.



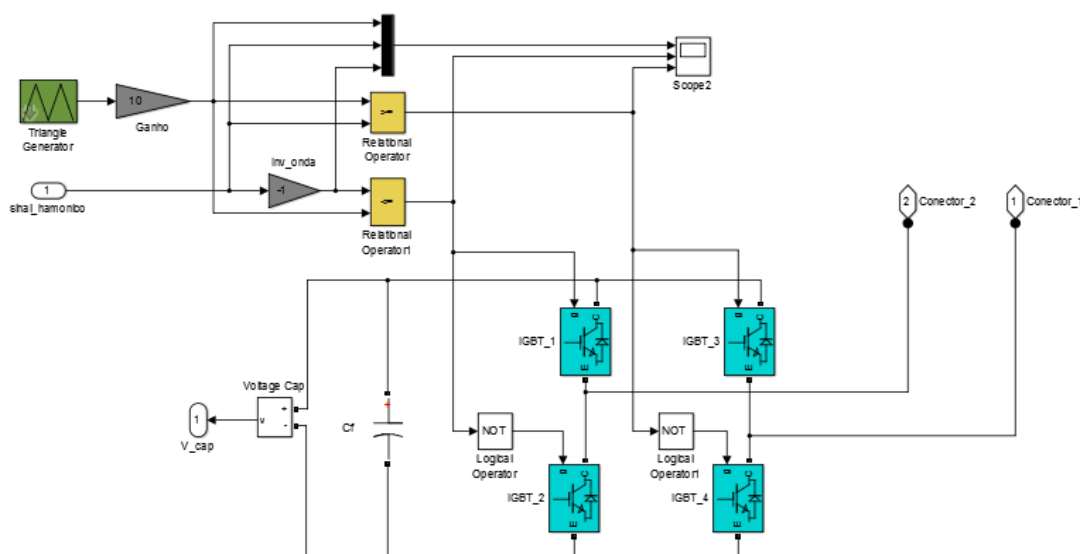
Fonte: Produção do próprio autor.

Os sinais de corrente e de tensão da rede e da tensão do capacitor são os sinais de entrada do bloco de processamento. O sinal de tensão da rede é enviado para o bloco Sogi_PLL, gerando um sinal senoidal de amplitude unitária e sincronizada com a rede. Então esse sinal é multiplicado por uma ganho I_{ref_Pico} que determina a tensão de operação do FAP. A tensão do capacitor do filtro é comparada com uma tensão de referência ($V_{referencia}$) e então é enviada para o controlador_PI_V. No modelo simulado, $V_{referencia} = 300$ V. O controlador PI de tensão tem a função de manter a tensão no capacitor do filtro dentro dos limites estabelecidos no Quadro 6 e filtrar as componentes oscilantes provenientes da rede.

A multiplicação dos sinais de saída do controlador de tensão e do PLL gera um sinal de corrente I_{ref} , que é puramente senoidal, mas apresenta amplitude senoidal variável. A variação da amplitude do sinal se deve ao controle do fluxo de potência do capacitor, que em alguns momentos absorve reativos e em outros injeta reativos na rede, como foi visto. O sinal da corrente medida é comparado com o sinal I_{ref} , gerando um sinal composto por todas as componentes harmônicas da rede. O controlador de corrente tem a função de proporcionar de forma rápida o controle da correção harmônica e também filtrar os ruídos provocados pelo chaveamento dos IGBTs que estão contidos no sinal de corrente da rede. O sinal do controlador então é enviado para o driver de potência.

Na Figura 21 é apresentado o circuito do driver de potência. Neste bloco estão contidos o gerador de onda triangular, que utiliza a modulação PWM, os módulos IGBTs, que são responsáveis pelo chaveamento, o capacitor do filtro, que é responsável pela absorção ou injeção de reativo no sistema, e toda a lógica de acionamento, como comparadores e ganhos do circuito.

Figura 21 - Driver de acionamento IGBT.



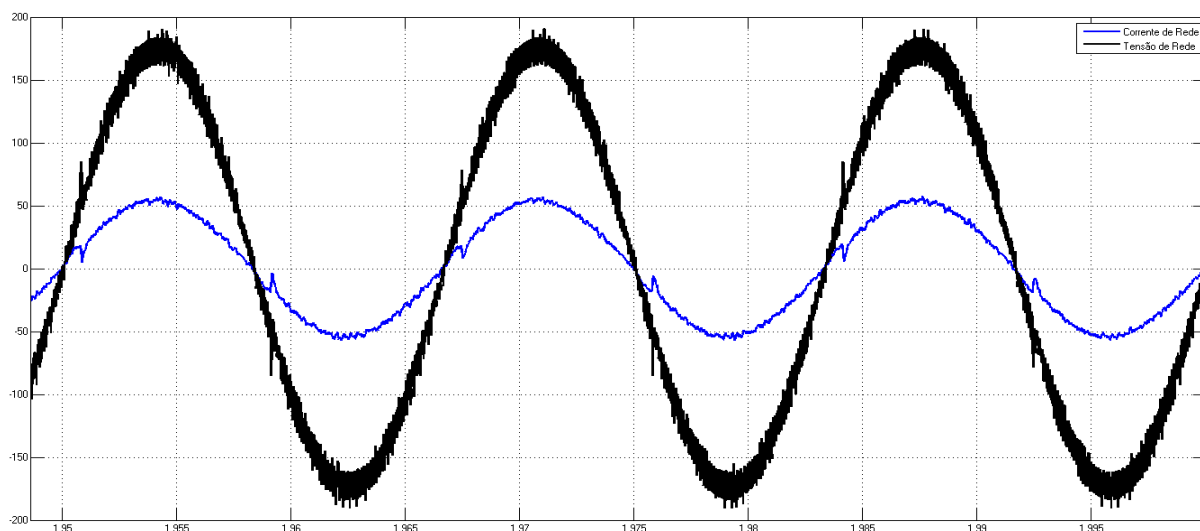
Fonte: Produção do próprio autor.

A partir do sinal do controlador de corrente, é gerado um segundo sinal, defasado em 180° , e esses dois sinais são comparados com uma onda triangular, para a obtenção dos pulsos de comando dos IGBTs, gerando assim a modulação PWM. O carregamento do capacitor se dá através dos IGBTs, dependendo da amplitude do sinal I_{ref} .

Como a tensão da rede e do capacitor são diferentes, temos que utilizar um indutor de acoplamento que tem a função de limitar o valor do di/dt da corrente, além de fazer parte do filtro RLC que tem a função de filtrar ruídos durante os instantes de comutação do inversor.

O Gráfico 16 mostra a corrente de rede e tensão de rede sem a utilização do filtro RCL.

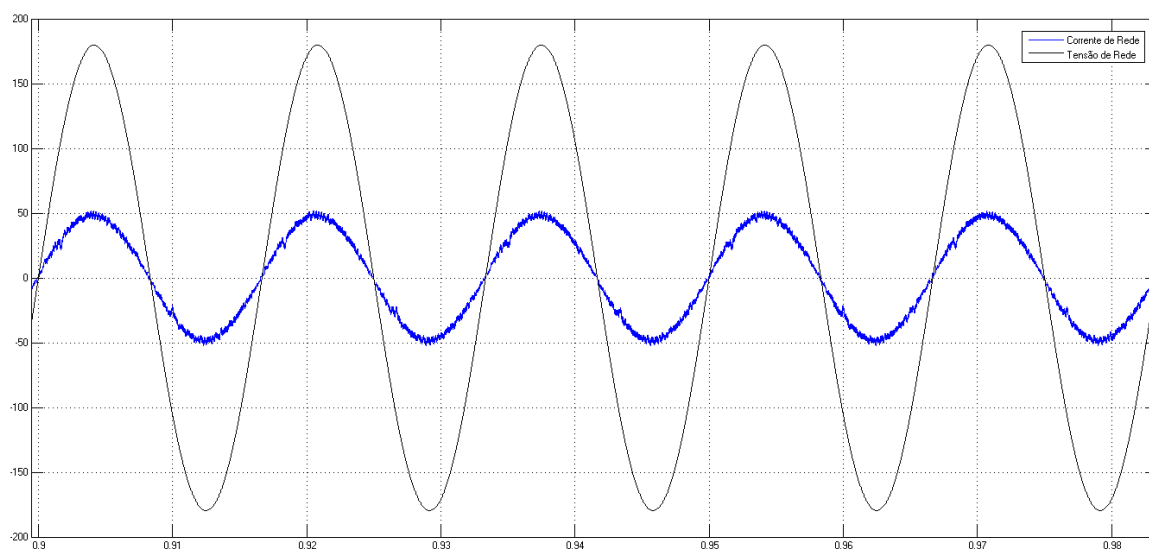
Gráfico 16- Formas das ondas de Tensão e Corrente da Rede sem filtro RLC.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 17 pode-se ver a ação do filtro RCL de saída do FAP, onde nota-se uma diminuição do ruído provocado pelo chaveamento dos IGBT's. Constata-se também a eficiência de atuação do mesmo, já que a corrente do sistema apresenta-se de forma senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Assim, para a rede, o conjunto carga mais FAP torna-se equivalente a um resistor, representando uma carga com baixa distorção harmônica de corrente e conseqüentemente alto fator de potência.

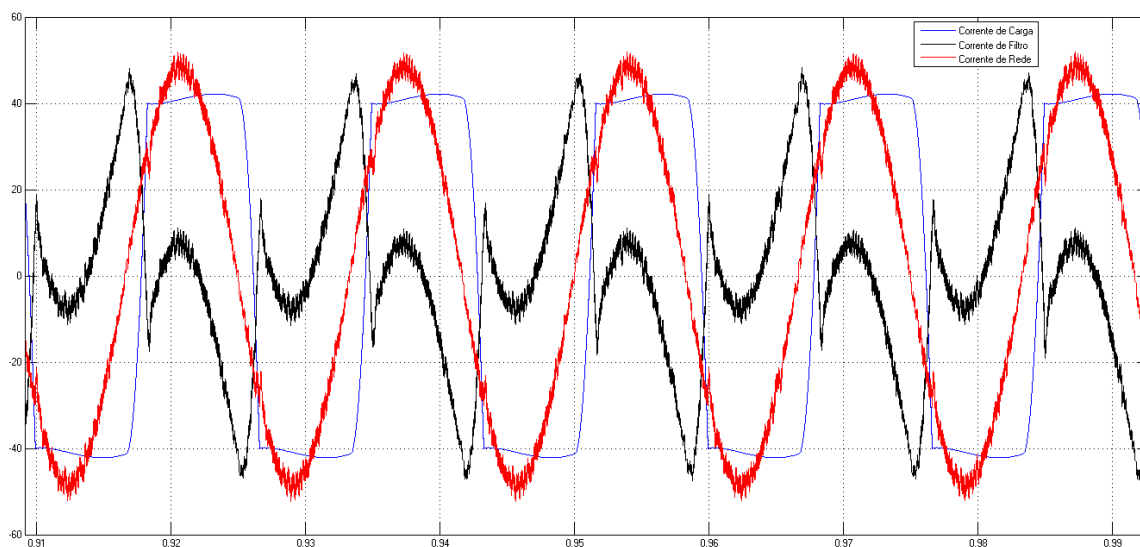
Gráfico 17 - Formas das ondas de Tensão e Corrente da Rede com filtro RLC.



Produção do próprio autor.

Para visualização da etapa de correção do FAP, foram plotadas juntas às formas de onda da corrente na carga, a corrente de rede e a corrente do FAP, como pode ser visto nos Gráfico 18 e 19. O FAP fornece uma corrente que é a diferença entre corrente de referência que é senoidal e a corrente de carga com elevado conteúdo harmônico, fazendo com que, desta forma, a rede forneça apenas uma corrente senoidal em fase com a tensão de entrada.

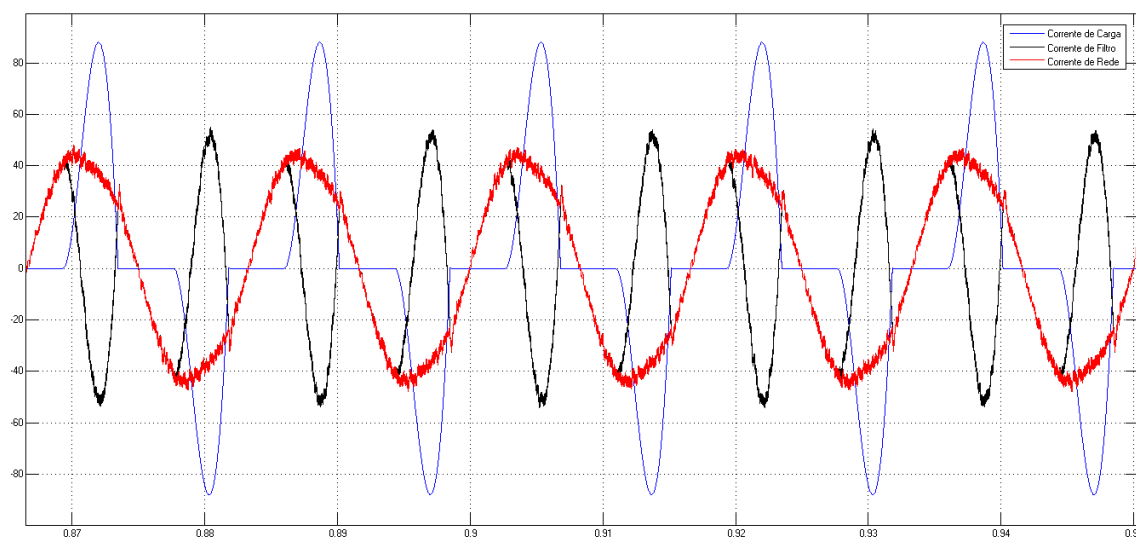
Gráfico 18 - Resposta do filtro ativo na correção harmônica para carga indutiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 19 e apresentada a correção harmônica para carga de caráter capacitivo.

Gráfico 19 - Resposta do filtro ativo na correção harmônica para carga capacitiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Quadro 8 é mostrado o conteúdo harmônico da corrente antes e após a utilização do FAP, até a 25ª harmônica para a carga indutiva, visto que para harmônicas de frequências maiores, seus conteúdos harmônicos são insignificantes.

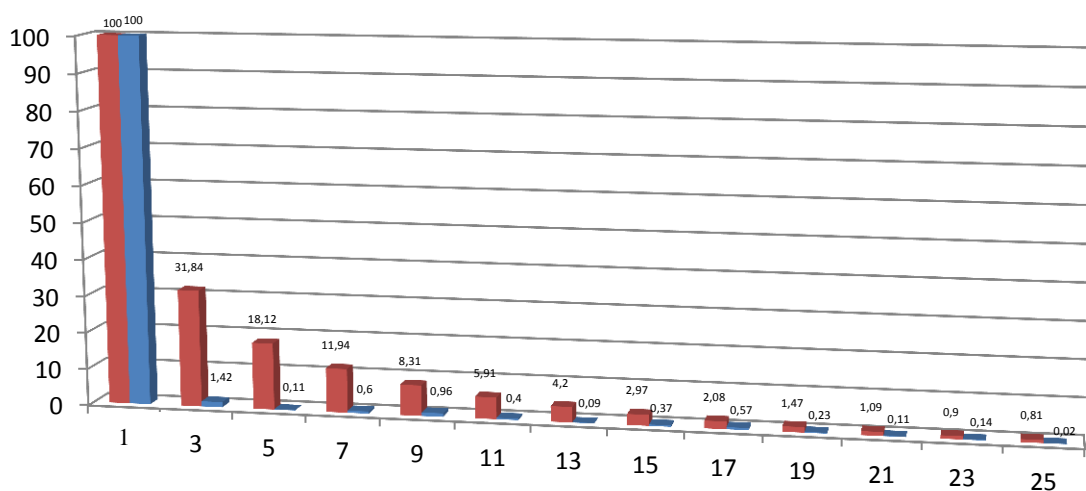
Quadro 8 - Comparação antes e depois da inserção do filtro para carga indutiva.

Ordem Harmônica	Frequência [Hz]	Fundamental (60Hz) = 53.97A THD = 40.34%		Fundamental (60Hz) = 53.72A THD = 5.32%	
		Porcentagem [%]	Fase [°]	Porcentagem [%]	Fase [°]
1	60	100	-11,1	100	1
3	180	74,24	145,7	1,39	224,6
5	300	37,87	-62,1	0,11	229,0
7	420	10,4	65,1	0,6	60,5
9	540	6,76	123,5	0,96	47,9
11	660	5,15	243,5	0,4	50,9
13	780	2,58	-35,4	0,09	189,9
15	900	2,73	61,9	0,37	-19,4
17	1020	1,62	163,1	0,57	-8,3
19	1140	1,54	244,4	0,23	-3,6
21	1260	1,21	-8,7	0,11	-33,9
23	1380	0,93	72,7	0,14	-80,4
25	1500	0,91	174,2	0,02	-49,8

Fonte: Produção do próprio autor.

Para melhor visualização dos valores do Quadro 8, o Gráfico 20 demonstra um comparativo antes e após a filtragem harmônica com a utilização do FAP.

Gráfico 20-Comparativo antes e após a inserção do filtro para carga indutiva.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Quadro 9 é mostrado o conteúdo harmônico da corrente antes e após a utilização do FAP, até a 25ª harmônica para a carga capacitiva.

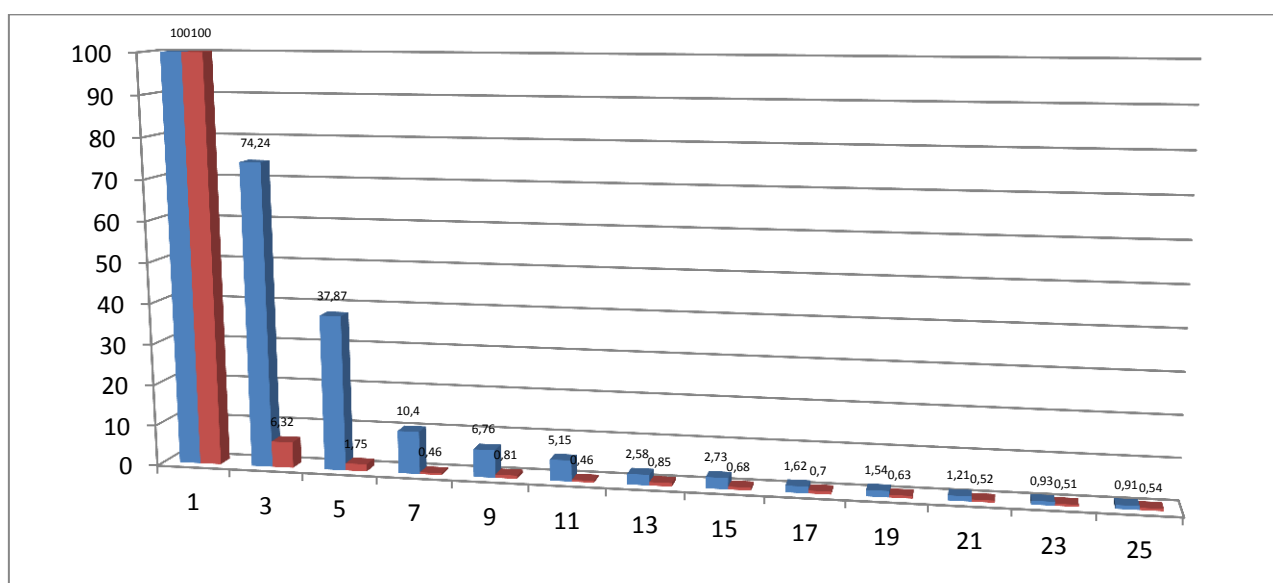
Quadro 9 - Comparação antes e depois da inserção do filtro para carga capacitiva.

Ordem Harmônica	Frequência [Hz]	Fundamental (60Hz) = 48,15A THD = 84,56%		Fundamental (60Hz) = 48,2A THD = 8,44%	
		Porcentagem [%]	Fase [°]	Porcentagem [%]	Fase [°]
1	60	100	-11,1	100	2,8
3	180	74,24	145,7	6,32	-39,6
5	300	37,87	-62,1	1,75	92,5
7	420	10,4	65,1	0,46	108,7
9	540	6,76	123,5	0,81	168,1
11	660	5,15	243,5	0,46	240,2
13	780	2,58	-35,4	0,85	-55,8
15	900	2,73	61,9	0,68	-0,2
17	1020	1,62	163,1	0,70	63,1
19	1140	1,54	244,4	0,63	113,8
21	1260	1,21	-8,7	0,52	187,7
23	1380	0,9	21,7	0,51	241,8
25	1500	0,81	-19,2	0,54	-46,0

Fonte: Produção do próprio autor.

Para melhor visualização dos valores do Quadro 9, o Gráfico 21 demonstra um comparativo antes e após a filtragem harmônica com carga capacitiva, utilizando o FAP.

Gráfico 21- Comparativo antes e após a inserção do filtro para carga capacitiva.

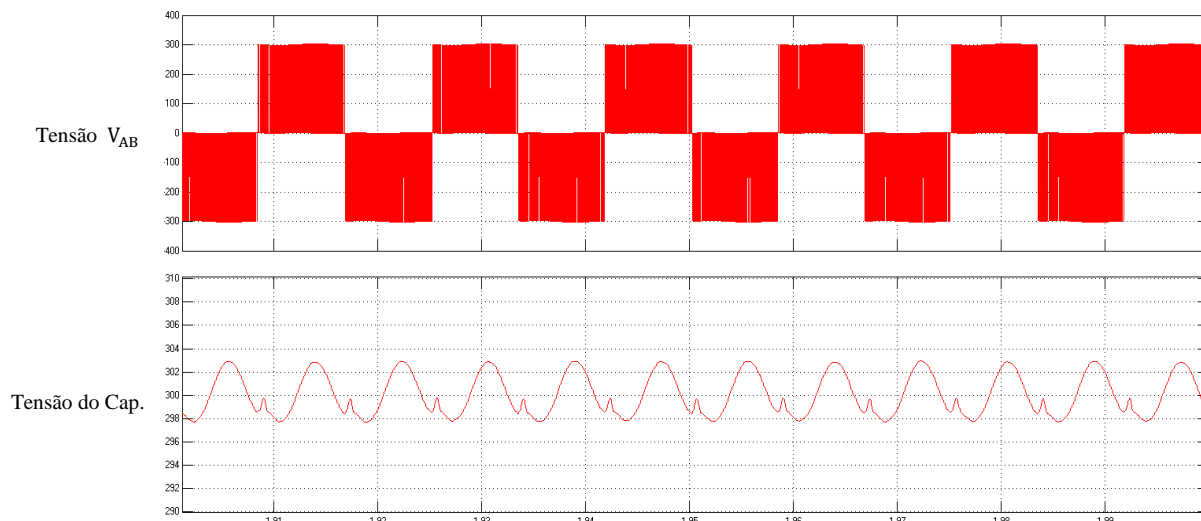


Fonte: Produção do próprio autor.

Após a utilização do FAP, os limites harmônicos ficam dentro dos limites estabelecidos pela norma IEEE Std 519-2014, conforme o Quadro 5, para tensões compreendidas entre 120V e 69kV.

A tensão V_{AB} que caracteriza a modulação a três níveis empregada para o controle do filtro é apresentada no Gráfico 22, juntamente com a tensão do capacitor do FAP.

Gráfico 22 - Tensão V_{AB} e no capacitor.

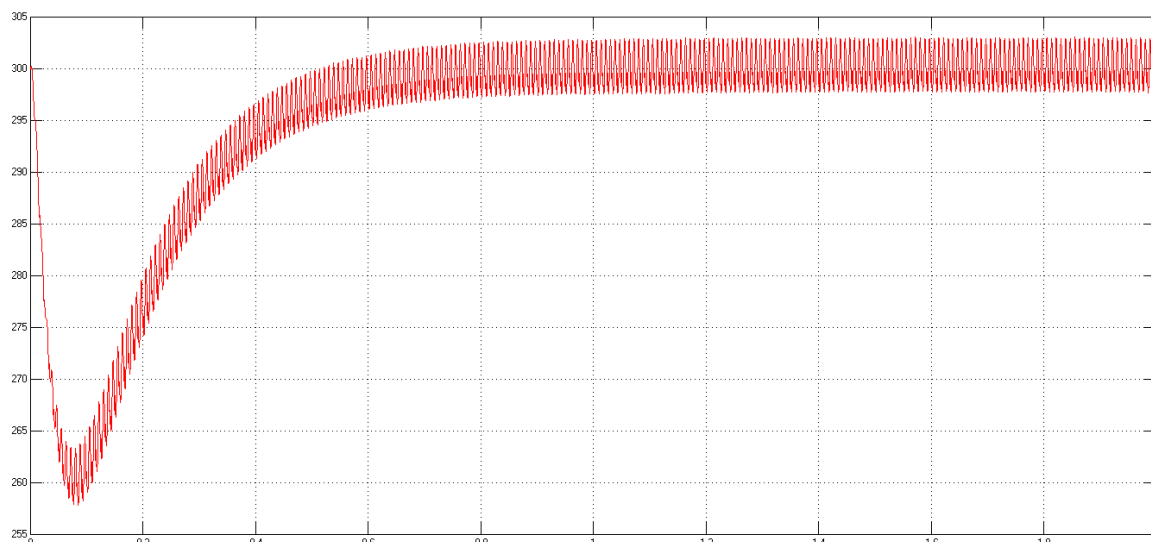


Fonte: Produção do próprio autor.

Percebe-se que a tensão do capacitor fica dentro dos limites estabelecidos pelo projeto de 15% de ondulação, mostrado no Quadro 6. Também é possível notar pequenos picos de tensão oriundos do chaveamento, que são característica de retificadores de onda completa. Faz-se presente uma componente de 120Hz, porém sua amplitude é atenuada devido à capacitância utilizada. Em projetos que a capacitância de barramento V_{CC} apresenta um valor pequeno, essa componente pode provocar instabilidade da malha de controle de tensão devido à baixa frequência de cruzamento desta malha, necessária para o desacoplamento com a malha de corrente, ou seja, $f_c \ll 120\text{Hz}$ (ALVES, 2009).

Em sistemas onde se utiliza filtro ativo, a necessidade de uma inicialização de carregamento do capacitor até a sua tensão de trabalho, para só assim ser liberado o chaveamento dos IGBT's e ocorrer a correção harmônica. O carregamento do capacitor se dá pelos diodos contidos nos IGBT's, que funcionam com um retificador de tensão, fornecendo a carga para seu carregamento. Na simulação foi considerado o capacitor de barramento V_{CC} já carregado com tensão 300V. No Gráfico 23 é mostrada a tensão do capacitor de barramento V_{CC} para o momento de ligação do chaveamento dos IGBT's, após o carregamento do capacitor.

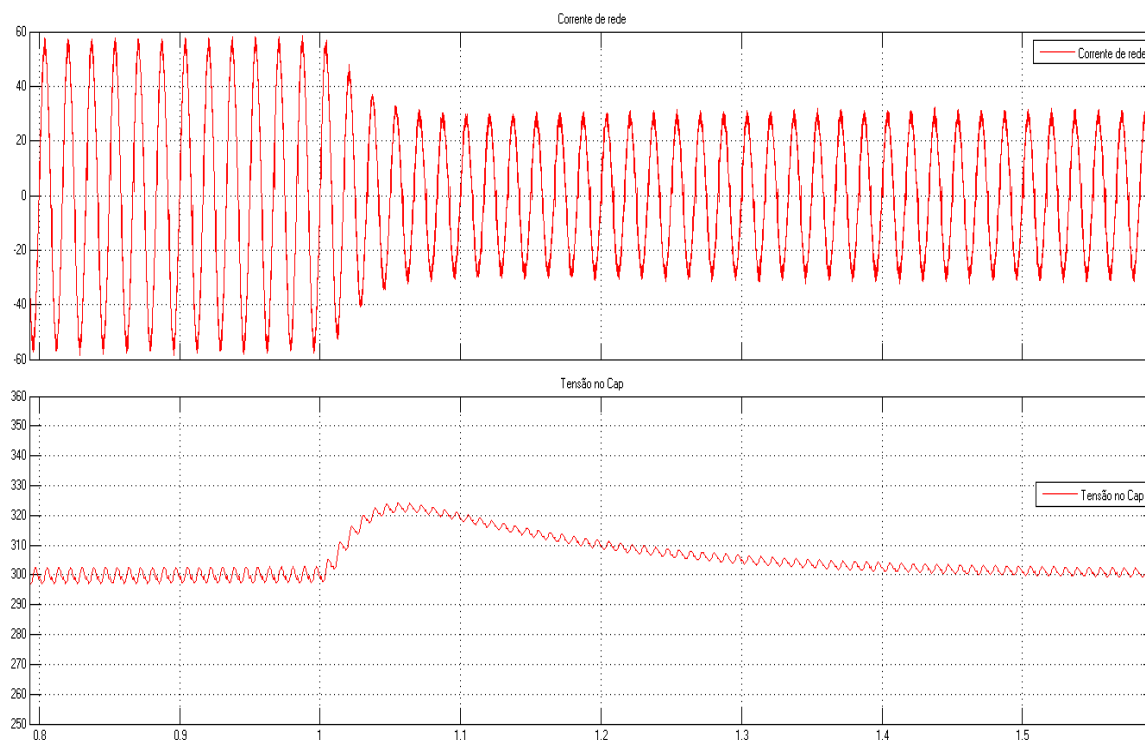
Gráfico 23 - Carregamento do Capacitor do FAP.



Fonte: Produção do próprio autor.

Para analisar a resposta dinâmica das malhas de controle do FAP, foi realizada uma perturbação de $\pm 50\%$ na carga indutiva proposta da Figura 18. O Gráfico 24 apresenta o comportamento da corrente de rede e da tensão de barramento V_{CC} para uma diminuição de carga. Nota-se que o filtro estava corrigindo uma carga com potência nominal quando ocorre uma diminuição de 50% da carga.

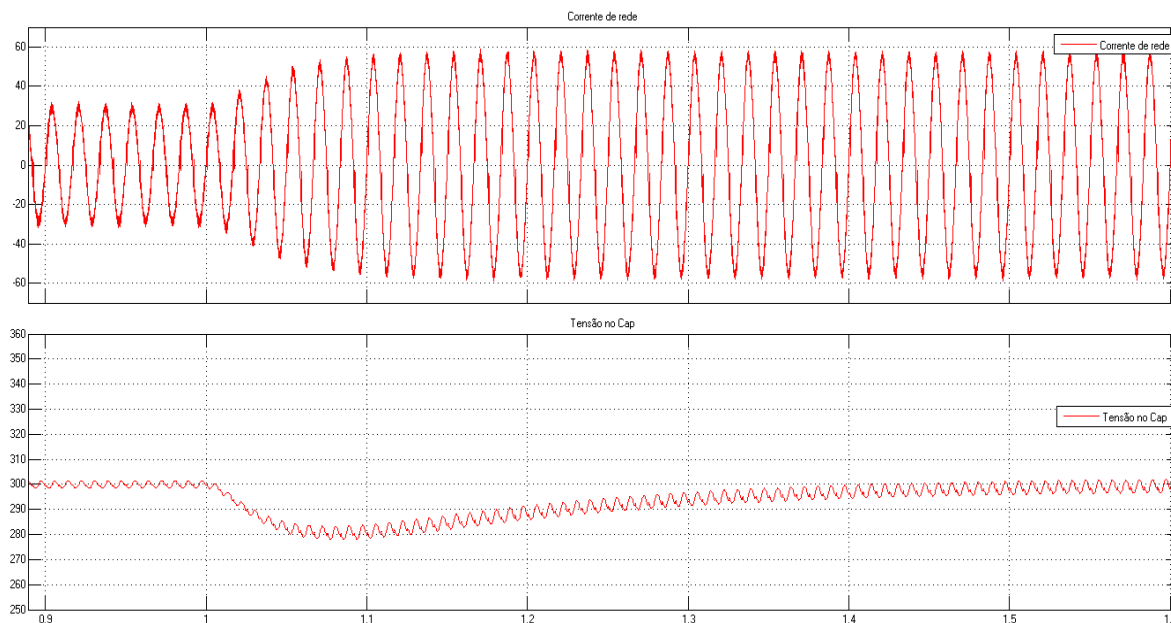
Gráfico 24- Transitório para diminuição de carga de 50%.



Fonte: Produção do próprio autor.

Logo após a diminuição de carga, há um aumento em 50%, voltando à carga nominal. Como pode ser visto no Gráfico 25.

Gráfico 25- Transitório para aumento de carga de 50%.

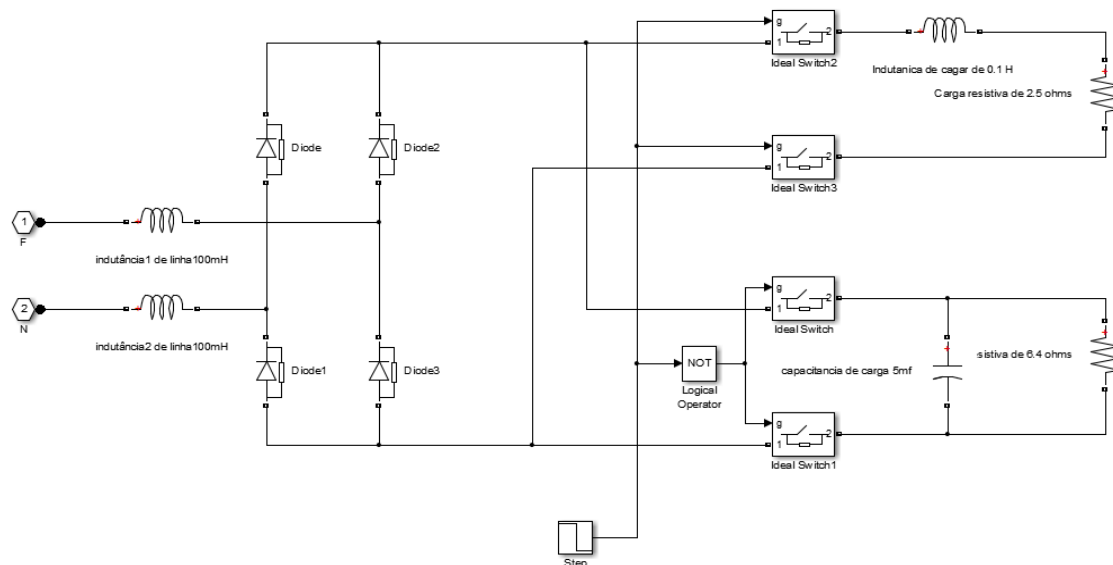


Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme a análise da malha de tensão, a velocidade da malha de controle de tensão definirá a amplitude da sobretensão no barramento V_{CC} , quando ocorrer uma diminuição ou aumento de carga. Quanto maior a frequência de cruzamento, mais rápida será a resposta do controle a perturbações de carga, e assim sendo, menor será a sobretensão do barramento V_{CC} (FENILI, 2007).

Após comprovar a eficiência do filtro na correção das harmônicas de carga, e feita uma análise no que diz respeito à sua eficiência na correção do fator de potência e sua rápida atuação mediante uma mudança de carga. Para isso o modelo de carga foi alterado, de modo que, em certo momento, uma nova carga entre e substitua a carga inicialmente proposta, mudando o fator de potência. Na Figura 22 é mostrado com fica o novo modelo de carga. O bloco “step” tem a função de habilitar as chaves para desligar a carga indutiva e ligar a nova carga capacitiva, que apresenta um baixo fator de potência.

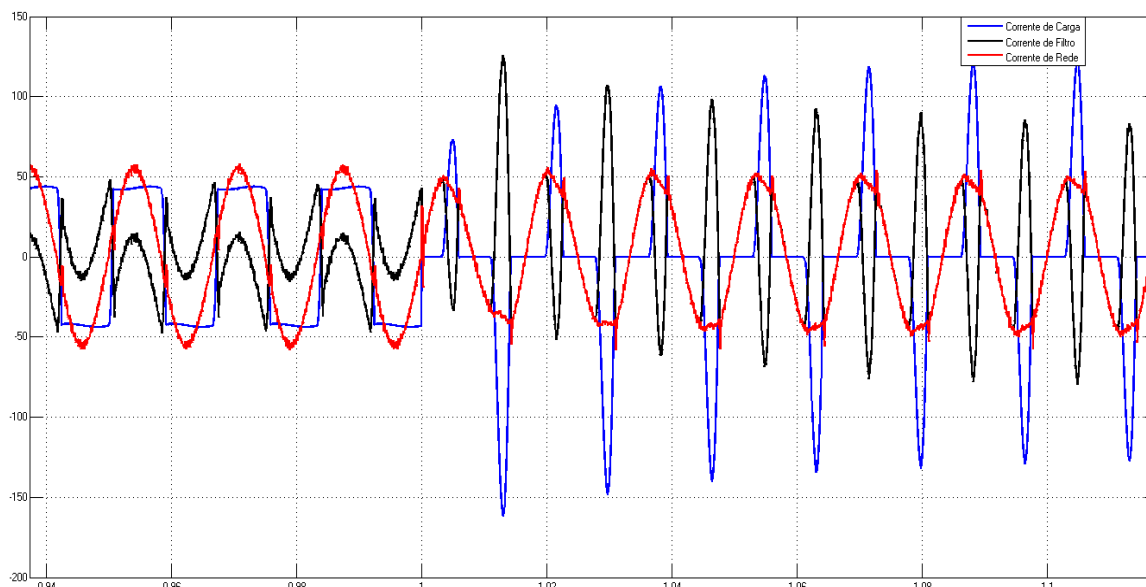
Figura 22 - Modelo com diminuição do fator de potência.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 26, nota-se que no instante de entrada da nova carga, há uma variação da corrente de carga do sistema. Imediatamente o FAP tenta efetuar a correção de corrente de rede do sistema e após alguns poucos ciclo o controle é restabelecido. Percebe-se que devido à velocidade da malha de controle de corrente, a corrente não se altera em formato e fase, apenas em amplitude, que é imposta pela corrente de carga.

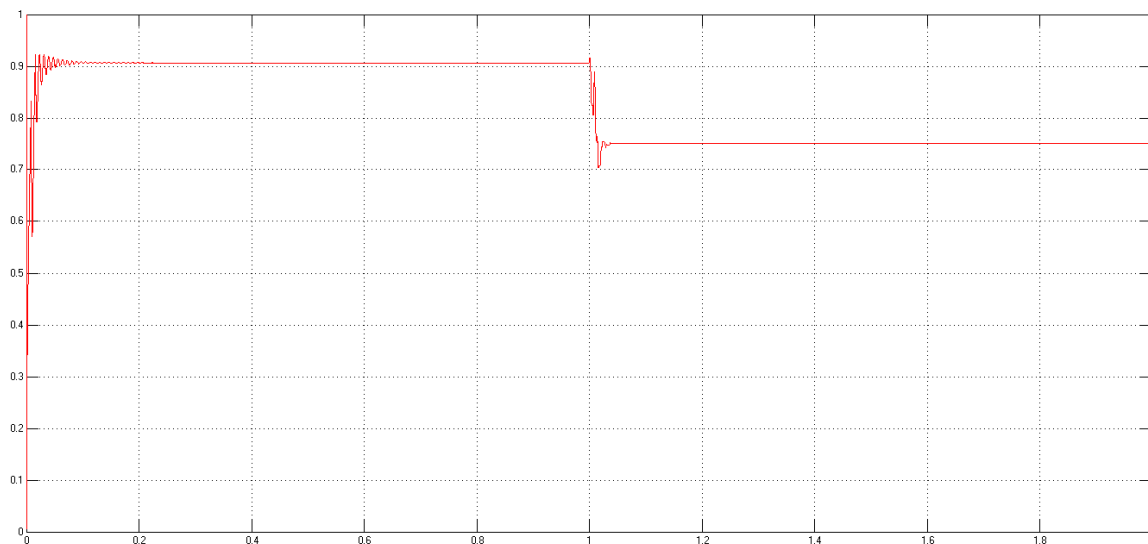
Gráfico 26-Transitório para mudança de carga.



Fonte: Produção do próprio autor.

No Gráfico 27 é observada a variação do fator de potência, para mudança de carga. Nota-se que após a troca de carga, há uma diminuição.

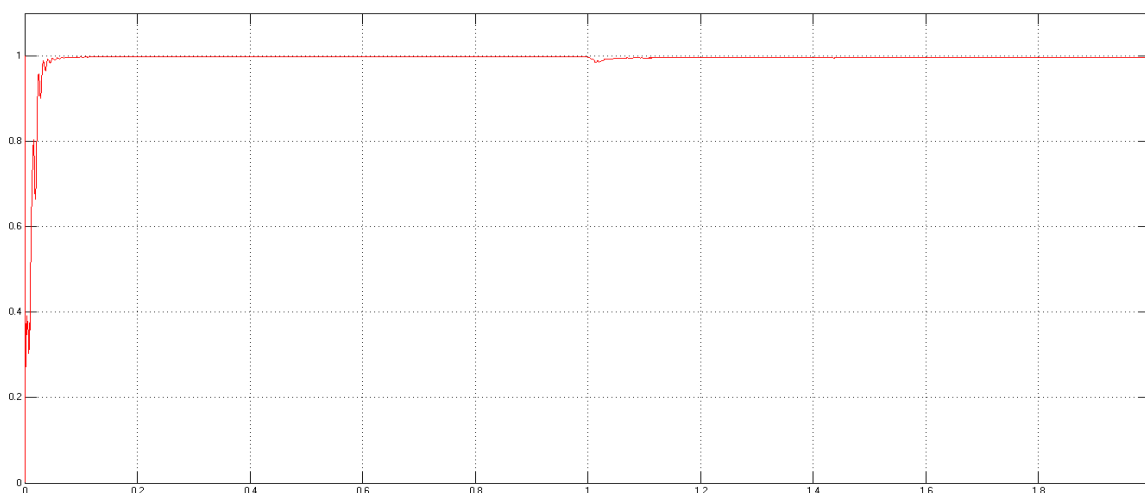
Gráfico 27 - Fator de potência para aumento de carga.



Fonte: Produção do próprio autor.

Agora com a utilização do FAP pode-se verificar, através do Gráfico 28, a correção do fator de potência para mudança de carga. No momento da mudança de carga há uma perturbação que é logo corrigida pela malha de controle.

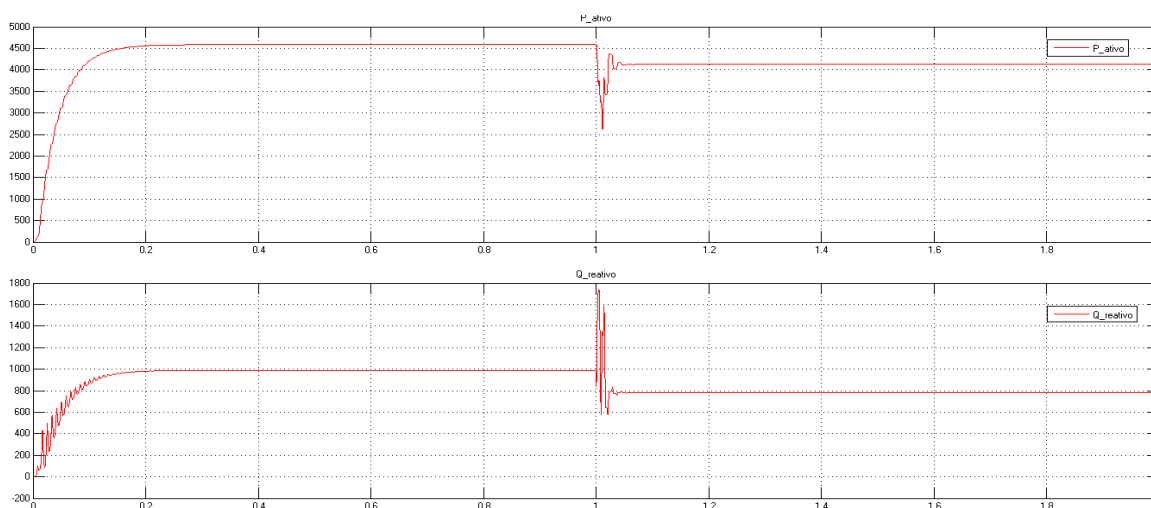
Gráfico 28 - Fator de potência corrigido pelo FAP.



Fonte: Produção do próprio autor.

A correção tem impacto na potência reativa do sistema elétrico. Com o FAP conectado à rede, agora o sistema com filtro ativo mais carga se comporta para a rede basicamente como uma carga resistiva. No Gráfico 29 é demonstrada a variação das potências ativa e reativa com o chaveamento da nova carga sem a utilização do FAP.

Gráfico 29 - Potência ativa e reativa sem a utilização do FAP.

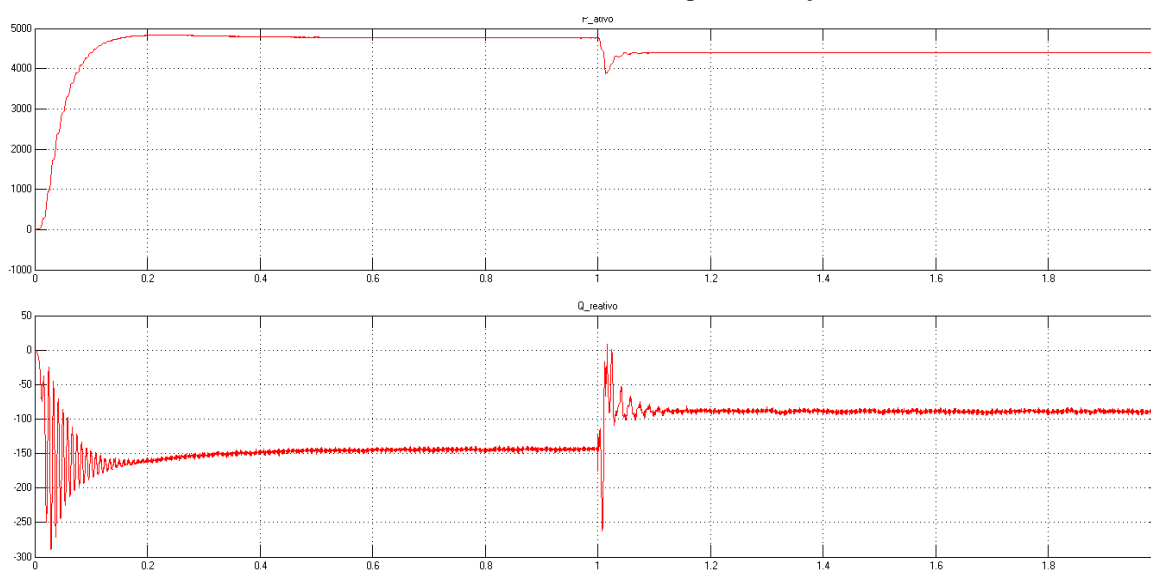


Fonte: Produção do próprio autor.

Observa-se a variação das potências, como era de se esperar. Para a mudança de carga com característica capacitiva a potência reativa aumenta, diminuindo assim o fator de potência.

No Gráfico 30 nota-se que a potência reativa atinge valores próximos de zero com o FAP conectado à rede. Isso se dá pelo aumento do fator de potência.

Gráfico 30- Potência ativa e reativa após a correção do FAP.



Fonte: Produção do próprio autor.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

A presença de harmônicos nas redes de distribuição é cada vez maior, causando uma série de problemas de deterioração da qualidade da energia elétrica, tornando necessário um estudo mais aprofundado de seus efeitos. A elaboração de normas mais abrangentes e a utilização de filtragem harmônicas em sistemas distribuição é cada vez mais necessário.

A solução do problema passa por um *design* global e racional de filtros de harmônicos, como os filtros ativos, o qual permite solucionar o problema com custos razoáveis e facilmente amortizáveis na redução de perdas, melhoria da vida de alguns componentes das instalações e otimização das infraestruturas de distribuição, como cabos, transformadores, etc. O filtro ativo paralelo, objeto de estudo desta dissertação, é uma estrutura bastante conhecida na literatura. Assim sendo, o objetivo principal deste trabalho não foi apresentar novas ideias ou técnicas de modulação ou modelagem, e sim estudar com mais profundidade o funcionamento de um FAP.

Para estrutura do trabalho escrito, procurou-se em princípio apresentar uma introdução com os principais motivos e a necessidade de se empregar filtros ativos para correção de cargas que comprometem a qualidade da energia elétrica.

No segundo capítulo foram levantados alguns tópicos cruciais sobre a qualidade de energia, como fator de potência e distorções dos formatos de onda causados por harmônicas.

O terceiro capítulo teve como objetivo a escolha dos elementos do filtro ativo paralelo, tais como: topologia de FAP, tipo de modulação empregada, estrutura PLL adotada, escolha dos controladores das malhas de corrente e tensão.

O quarto capítulo foi destinado ao projeto do FAP, estabelecendo parâmetros e fazendo análises dos elementos envolvidos para o seu funcionamento. Foram estabelecidas as funções de malha e cálculos dos seus elementos passivos, apresentando também uma metodologia de projeto para as malhas de corrente e tensão.

Para confirmar toda teoria apresentada, fez-se necessária a análise de alguns resultados de simulação, com os estágios de controle e potência atuando conjuntamente. Isto foi apresentado no quinto capítulo, verificando a eficiência do filtro tanto na correção harmônica como no fator de potência das cargas e as características das funções dos controladores de corrente e tensão.

O filtro ativo paralelo se mostrou eficaz para a diminuição de harmônicas de corrente para a carga proposta e correção do fator de potência, sendo uma solução para o problema de qualidade de energia elétrica.

O propósito deste trabalho foi o de iniciar o estudo de um filtro ativo paralelo, com o intuito de verificar a viabilidade de implementação do filtro simulado em uma bancada experimental. No presente trabalho considerou-se o capacitor de barramento V_{cc} já carregado, não abordado o seu carregamento, onde o mesmo se faz necessário para o funcionamento do FAP conectado a rede elétrica, ficando a cargo de projetos futuros.

Com todos os seus elementos calculados e um modelo de simulação criado, pode-se partir para análise de viabilidade de construção e aplicação do filtro projetado ao sistema da concessionária de energia.

7 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. DE LA ROSA, F. “**Harmonic and Power System**”. 1st Edition. 2006.
2. GRANDI, A. L. Z.; CARNEIRO, Jules Renato V. “**Caracterização das Distorções Harmônicas de Tensão em Circuitos Secundários de Baixa Tensão**”. Em: VIII CBQEE-CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA, Blumenau/SC. 2009.
3. ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica**. Disponível em: < http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo8_Revis%C3%A3o_9_LIMPO.pdf/d689590a-231d-b8ad-b354-bd6e0a4cd401>. Acesso em: 04 nov. 2017.
4. RIBEIRO, Cristiano Felipe. “**Influência dos harmônicos na qualidade da energia elétrica**”. Universidade Federal de Ouro Preto, 2007.
5. IEEE Power and Energy Society. “**IEEE Std 519-2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, New York, 27 mar. 2014**”. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/document/6826459/?reload=true§ion=abstract>>. Acesso em: 14 dez. 2017.
6. PROCOBRE. “**Instituto Brasileiro do Cobre**” – Vídeo Institucional: Disponível em: < <https://www.youtube.com/watch?v=H3W3Zgf5jE0> > Acesso em: 4 dez. 2017.
7. FILGUEIRAS, Douglas Bortolassi. “**Modelagem e simulação de um Filtro Ativo de Potencia**”, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2016.

8. FENILI, M. P. “**Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8Kva**”. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.
9. Rodríguez, P, Luna, A, Candela, I, Teodorescu, R. and Blaabjerg, F., “**Grid Synchronization for Power Converters using Multiple Second Order Generalized Integrators**”. IECON 2008, 34th Annual Conference of IEEE, pp. 755-760, 2008.
10. CANÔNICO, Rodolfo Barreto. “**Amplificador de áudio tipo classe D, reposta em frequência 20 Hz a 20 kHz, alta fidelidade e modulação multiplexada**”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, 2011.
11. FEROLDI, Regis Trojan. “**Modulação senoidal bipolar PWM aplicada em inversores de frequência**”. Trabalho de conclusão de Curso - Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, 2011.
12. Unicamp. Departamento de Sistemas e Controle de Energia, “**Filtros Ativos de corrente**”. Disponível em:<
<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/htmlfile/harmo/fpCAP7/cap7.html> >
Acesso em: 4 dez. 2017.
13. LINDEKE, Dirk. “**Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnicas de Controle Analógico e Digital**” Dissertação de Mestrado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis SC/2003;
14. EDP. Energias de Portugal, SA. “**Simulador de Potência**” Disponível em:<
<https://www.edp.pt/particulares/apoio-cliente/simulador-potencia/> > Acesso em: 4 dez. 2017.

15. BARBI, Ivo. **“Eletrônica de Potência – Projetos de Fontes Chaveadas”**, Edição do Autor, Florianópolis SC/2001.
16. SOUZA, Fabiana Pöttker. **“Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos”**, Tese de Doutorado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis SC/2000;
17. ALMEIDA, Raul Fernando Silva. **“Desenvolvimento de um Filtro Ativo Paralelo Monofásico Compacto e Didático Utilizando MOSFETs”**, Tese de Mestrado, Universidade do Minho, Portugal/2013.
18. POMILIO, José Antenor **“Retificador Boost Bidirecional de Onda Completa com Elevado Fator de Potência”**, Relatório Interno, Florianópolis SC/2005;
19. ALVES, Kleber Cesar. **“Estudo e Otimização de Conversores Estáticos Utilizados em Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica Comercial”**. Tese de Doutorado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis SC/2009;
20. R.C. Dungan, M.F. McGranaghan, H.W. Beaty, **“Electrical Power System Quality”**, New York, McGraw-Hill, 1996.
21. E.R. Ribeiro, **“Filtros Ativos Série para compensação de Harmônicas de Tensão”**, Tese de Doutorado, UFSC, Florianópolis, fevereiro de 2003.
22. M. Aredes, **“Novos Conceitos de Potência e Aplicações em Filtros Ativos”**, M.Sc. Thesis, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro RJ, Nov. 1991.