

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM
PROTÓTIPO PARA CONTROLAR A TENSÃO DO
BARRAMENTO CC DE UM FILTRO ATIVO DE
POTÊNCIA PARALELO**

RAFAEL MENEZES DA SILVA

ORIENTADOR: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr.

São Carlos

2012

RAFAEL MENEZES DA SILVA

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE
UM PROTÓTIPO PARA CONTROLAR
A TENSÃO DO BARRAMENTO CC DE
UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA
PARALELO**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola de Engenharia de São
Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr.

São Carlos

2012

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTES TRABALHOS,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

M541e Menezes da Silva, Rafael
Estudo e desenvolvimento de um protótipo para
controlar a tensão do barramento CC de um filtro ativo
de potência paralelo / Rafael Menezes da Silva;
orientador Azauri Albano de Oliveira Junior. São
Carlos, 2012.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2012.

1. Filtro Ativo de Potência. 2. Filtro Ativo
Paralelo. 3. Filtro Ativo Monofásico. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Rafael Menezes da Silva

Título: “Estudo e desenvolvimento de um protótipo para controlar a tensão do barramento CC de um filtro ativo de potência paralelo”

*Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 26/11/2012,*

com NOTA 9,0 (nove, zero), pela Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr. (Orientador)
SEL/EESC/USP

Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar
SEL/EESC/USP

Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado
SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

Dedicatória

*Dedico este trabalho
à minha família,
pela dedicação e apoio
durante todos esses anos.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pela oportunidade única de estudar em uma universidade renomada como a Universidade de São Paulo, abrindo muitas portas para a continuidade da minha carreira profissional.

Agradeço também aos meus pais, Márcio Menezes e Eliana Menezes, e aos meus irmãos, Rodolfo e Renan, pela dedicação e incentivo durante toda a graduação, pelo carinho e pela contribuição inestimável à minha formação pessoal e profissional.

Ao professor Azauri, orientador, por toda atenção e conhecimento transmitido em quase três anos de orientação nos projetos de iniciação científica que culminaram na conclusão deste trabalho.

Ao professor Manoel, pela grande ajuda técnica durante o desenvolvimento deste trabalho, tendo sua parcela de contribuição para o alcance dos objetivos traçados.

A todos os amigos de faculdade, que me ajudaram a superar com êxito todas as barreiras encontradas durante o curso, fazendo os anos mais difíceis se tornarem os mais incríveis e especiais da minha vida. Em especial, agradeço aos amigos de república: Marcos, Marcelo, Ivan e Nayra, por compartilharem o dia-a-dia durante toda a graduação e tornarem inesquecíveis todos os momentos nesses anos.

Aos meus gestores e colegas de trabalho, por toda experiência adquirida durante um ano de estágio, pelo apoio à realização deste trabalho e também pela paciência durante os períodos de ausência.

À minha amiga e companheira Mariana Reis, por todo carinho, companheirismo, dedicação e suporte durante esses últimos anos. Sem dúvidas, este caminho teria sido muito mais difícil sem a sua ajuda.

Muito obrigado a todos!

Sumário

Índice de Figuras	xii
Resumo	xv
Abstract	xvii
1. Introdução	1
1.1 Eletrônica de Potência e a Qualidade de Energia Elétrica.....	1
1.2 O Filtro Ativo de Potência Paralelo.....	1
1.3 Motivação e Objetivos.....	3
2. Estudo das condições iniciais de carga do capacitor de um FAPP	5
2.1 Modelagem da estrutura de potência de um FAPP	5
2.2 Modelagem matemática do circuito	6
2.3 Obtenção das curvas da tensão no capacitor	7
2.3.1 Considerações necessárias	7
2.3.2 Implementação do algoritmo em Matlab	8
2.3.3 Curvas obtidas	8
3. O Filtro Ativo de Potência Paralelo.....	11
3.1 Estrutura e funcionamento do FAPP	11
3.2 Modulação	11
3.3 Estratégia de Controle	13
3.3.1 Geração do sinal de referência harmônica	14
3.3.2 Função Transferência do Conversor	14
3.3.3 Compensador de Tensão.....	15
4. Estudo da Operação do FAPP e Simulações	17
4.1 Escolha dos elementos LC do FAPP para as simulações	17
4.2 FAPP com fonte de tensão constante no barramento CC.	18
4.3 O FAPP em malha aberta com capacitor no barramento CC.	21
4.3.1 Condição inicial do filtro com capacitor no barramento CC.....	21
4.3.2 Operação do FAPP em malha aberta	22

4.4	Estudo da operação do filtro para a geração das harmônicas desejadas	25
4.4.1	Controle das chaves para geração das harmônicas desejadas.....	25
4.4.2	Controle das chaves para manter a tensão no barramento CC constante	26
4.4.3	Sinal de entrada do circuito modulador e ganho K_{PWM}	27
4.4.4	Simulações	28
4.5	Circuito de pré-carga do Capacitor	31
4.6	Malha de Controle da Tensão no barramento CC do Filtro	34
4.6.1	Projeto do Compensador de Tensão.....	34
4.6.2	Simulação da Malha de Tensão do Filtro.....	37
5.	Protótipo Físico do FAPP.....	39
5.1	Introdução	39
5.2	O Circuito de Potência	39
5.2.1	Ponte inversora e banco de capacitores	39
5.2.2	Fonte de tensão monofásica	40
5.2.3	Indutor do barramento CA do filtro	41
5.2.4	Resistor de pré-carga.....	42
5.3	Acionamento com microcontrolador	43
5.3.1	Funções do microcontrolador para o acionamento do filtro ativo	43
5.3.2	Limitações de projeto devido ao microcontrolador utilizado.....	44
5.3.3	Geração dos pulsos para o chaveamento das chaves de potência	46
5.3.4	Rotina de execução do microcontrolador.....	47
5.4	Circuitos Auxiliares	48
5.4.1	Sincronização com a frequência da rede (zero crossing)	48
5.4.2	Proteção contra sobre-tensão no barramento CC do filtro	50
5.4.3	Alimentações e circuitos opto-acopladores.....	51
6.	Resultados Experimentais	53
6.1	Introdução	53
6.2	Acionamento do filtro montado em bancada	53
6.3	Resultados de simulação	54

6.4	Resultados obtidos em bancada.....	56
6.5	Análise dos resultados obtidos	59
7.	Conclusão	61
	Referências bibliográficas	65
	Bibliografia.....	67
	Apêndice A - Kit de desenvolvimento McData.....	69
	Apêndice B - Equacionamento do circuito RLC série com diodo.....	71
	Circuito sem perdas no indutor.....	71
	Circuito com perdas no indutor	72
	Apêndice C – Código em Matlab para obtenção da curva de tensão no capacitor.....	77

Índice de Figuras

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de um FAPP monofásico.....	2
Figura 1.2 – Estrutura de potência de um inversor monofásico para operação como FAPP.	3
Figura 1.3 – Kit de desenvolvimento McData com um PIC18F452.....	4
Figura 2.1 - Estrutura de potência do FAPP	5
Figura 2.2 - Circuito equivalente no semi-ciclo positivo da tensão de entrada.	5
Figura 2.3 - Gráfico com as curvas da tensão normalizada no capacitor para diferentes valores de k e a	9
Figura 3.1 – Modulação a três níveis: (a) sinal de controle e ondas triangulares de comparação; (b) comando dos interruptores S_4 e S_3 ; (c) comando dos interruptores S_2 e S_1 ; (d) tensão V_{ab}	12
Figura 3.2 - Circuito modulador.	12
Figura 3.3 – Circuito analógico para a geração da portadora.....	13
Figura 3.4 - Esquemático da estratégia de controle do FAPP.....	14
Figura 3.5 – Compensador de tensão proposto.	16
Figura 4.1 - FAPP com fonte de tensão constante no barramento CC.....	18
Figura 4.2 – Tensão nos terminais A e B do filtro com fonte constante no barramento CC, geração do 2º harmônico.....	19
Figura 4.3 – Corrente no barramento CA do filtro com fonte de tensão constante no barramento CC do filtro. Geração do 2º harmônico.	19
Figura 4.4 - Espectro de Fourier da corrente no barramento CA do filtro, geração do 2º harmônico.	20
Figura 4.5 - Geração de 2º e 5º harmônico de corrente no barramento CA com fonte de tensão constante no barramento CC do filtro. (a) circuito, (b) tensão nos terminais A e B do filtro, (c) corrente no barramento CA, (d) espectro de Fourier da corrente.....	21
Figura 4.6 – Condições iniciais do FAPP em malha aberta com capacitor no barramento CC.	22
Figura 4.7 - Comportamento da tensão no barramento CC do filtro antes de os transistores entrarem em operação.	22
Figura 4.8 – Operação do FAPP em malha aberta com capacitor no barramento CC.	23
Figura 4.9 – Tensão nos terminais A e B do filtro em comparação com a tensão da rede e o comportamento da tensão no capacitor do barramento CC do filtro.....	23
Figura 4.10 – Corrente no barramento CA do filtro em malha aberta	24
Figura 4.11 - Espectro de Fourier da corrente no barramento CA do filtro.....	24
Figura 4.12 - Circuito elétrico equivalente ao FAPP.....	25
Figura 4.13 - Circuito para verificação do comportamento da tensão no barramento CC do filtro.	29

Figura 4.14 - Comportamento da tensão no barramento CC do filtro com o circuito da figura 4.13.	29
Figura 4.15 - Geração do sinal de controle para geração de corrente harmônica no barramento CA do filtro.	30
Figura 4.16 - Tensão no capacitor e corrente no filtro.	30
Figura 4.17 - Espectro de frequência da corrente gerada.	31
Figura 4.18 - Corrente no filtro durante a inicialização da estrutura.	31
Figura 4.19 - Primeiro estágio para limite da corrente de partida da estrutura.	32
Figura 4.20 - Segundo estágio para limite da corrente de partida da estrutura.	33
Figura 4.21 - Circuito com limitador de corrente de partida.	33
Figura 4.22 - Tensão no capacitor e corrente no filtro com limitador da corrente de partida em dois momentos: carregamento do capacitor com resistor e liberação dos pulsos sem o resistor .	34
Figura 4.233 – Diagrama de Blocos da Malha de Tensão do FAPP.	34
Figura 4.24 - Diagrama assintótico de $H_v(s)$.	36
Figura 4.25 - Diagrama de bode para a malha de tensão.	37
Figura 4.26 - Malha de Tensão do FAPP.	38
Figura 4.27- Tensão no barramento CC do filtro com controlador.	38
Figura 5.1 - Ponte Inversora.	40
Figura 5.2 - VARIAC Monofásico Regulador de Tensão.	41
Figura 5.3 - Indutor do barramento CA do filtro.	42
Figura 5.4 - Resistor de pré-carga utilizado para limitar a corrente de inicialização da estrutura.	43
Figura 5.5 - Microcontrolador em operação.	44
Figura 5.6 - Geração dos sinais de comando do filtro através do simulink.	46
Figura 5.7 - Geração dos sinais de comando das chaves Q1 e Q2 nas saídas digitais do microcontrolador.	48
Figura 5.8 - Esquema de ligação do subsistema do TCA785 na placa do módulo utilizado.	49
Figura 5.9 - Módulo TCA785 utilizado para geração do sinal de sincronismo com a rede.	49
Figura 5.10 - Sinal de sincronização. Detecção de passagem por zero da tensão da rede.	50
Figura 5.11 - Circuito de proteção contra sobre-tensão no barramento CC do filtro.	51
Figura 6.1 - Simulação do circuito montado em bancada.	55
Figura 6.2 –Tensão e corrente no filtro durante inicialização da estrutura.	55
Figura 6.3 - Simulação do momento da liberação dos pulsos de comando do filtro e retirada do resistor do circuito.	56
Figura 6.4 - Osciloscópio utilizado para aquisição dos dados experimentais.	56
Figura 6.5 - Ponta de prova para medição de corrente através do Osciloscópio.	57
Figura 6.6 - Acionamento do filtro montado em bancada com o resistor de pré-inserção.	57

Figura 6.7 - Tensão no barramento CC do filtro e corrente gerada durante acionamento do filtro.	58
Figura 6.8 - Espectro de Fourier da corrente gerada no barramento CA do filtro.	58
Figura 6.9 - Tensão nos terminais Vab do filtro.	59

Resumo

O trabalho visa ao estudo e desenvolvimento de modelos de circuito e modelos matemáticos do comportamento da tensão e das condições de carga do elemento capacitivo de um filtro ativo de potência do tipo paralelo utilizado para mitigação de conteúdo harmônico existentes em sistemas elétricos monofásicos de baixa tensão. É realizado um estudo completo com relação ao acionamento e funcionamento do filtro ativo. Ao longo do estudo, é desenvolvida uma metodologia de acionamento do filtro para sintetizar um número limitado de harmônicos, mantendo estável e constante a tensão em seu barramento CC. Para validação dos modelos desenvolvidos, a partir dos estudos do FAPP (Filtro Ativo de Potência Paralelo), são elaborados modelos de simulação, utilizando os softwares *PSIM* e *Matlab/Simulink*. Por fim, é construído um protótipo físico do FAPP, com os circuitos de potência e de comando. A escolha dos elementos do filtro é realizada com base nos estudos inicialmente desenvolvidos. Para o projeto do módulo de acionamento do filtro, são levadas em consideração as limitações provenientes do microcontrolador utilizado para a geração dos pulsos de comando, um PIC18F452, presente numa placa de desenvolvimento *McData*. São realizados testes com o filtro implementado em bancada e os resultados obtidos são comparados com os de simulação, validando os modelos teóricos e de simulação desenvolvidos.

Palavras-chave: Filtro Ativo Monofásico, Filtro Ativo de Potência, Filtro Ativo Paralelo.

Abstract

The work aims to study and development of circuit and mathematical models about the behavior of voltage and load conditions of the capacitive element of an active power filter of parallel type used for harmonic mitigation in single-phase low voltage systems. It is a thorough study regarding the activation and operation of the active filter. Throughout the study, a methodology is developed to activate the filter to synthesize a limited number of harmonics, maintaining stable and constant the voltage in the DC bus. To validate the models developed from studies of APF (Active Power Filter), simulation models are developed using the software PSIM and Matlab / Simulink. Finally, a physical prototype of the APF (Active Power Filter) is built, with the power and command circuits. The choice of the filter elements is performed based on studies conducted previously. For the design of the command module of the filter, are taken into consideration the limitations from the micro controller used to generate the pulses of command, a PIC18F452, present on the development board McData. Tests are conducted with the real filter and the results achieved are compared with the simulation ones, in order to validate the simulation and theoretical models developed.

Keywords: Single-Phase Active Filter, Power Active Filter, Parallel Active Filter.

1. Introdução

1.1 Eletrônica de Potência e a Qualidade de Energia Elétrica

Atualmente, um dos grandes problemas enfrentados pela engenharia elétrica é o grande aumento da utilização, em sistemas de potência, de equipamentos que produzem distorção harmônica e são responsáveis por deteriorar os indicadores de qualidade de energia elétrica do sistema de potência. Desse modo, torna-se necessário encontrar alguma forma de eliminar ou reduzir tal problema.

Os dispositivos que produzem essa distorção harmônica, conhecidos como dispositivos de estado sólido, são utilizados na construção de conversores estáticos e operam no modo chaveado a fim de controlar, com a maior eficiência possível, a potência requerida pelas cargas elétricas, comportando-se, assim, como cargas não lineares para a rede elétrica que os alimenta produzindo correntes harmônicas. Inúmeros efeitos indesejados no sistema e nas cargas acopladas a ele são causados quando estes harmônicos fluem pelo mesmo. A relação entre a área de eletrônica de potência e a área de Qualidade de Energia Elétrica tem sido alvo de pesquisas com a crescente utilização desses dispositivos [1-2].

Um modo encontrado para resolver (ou minimizar) os problemas relacionados com a distorção harmônica é a utilização de filtros capazes de cancelar ou, pelo menos, reduzir os componentes harmônicos do sistema. Duas classes gerais de filtros podem ser utilizadas para este fim, sendo a primeira baseada na utilização de filtros passivos convencionais e a segunda consiste em Filtros Ativos de Potência. Os filtros passivos não são apropriados para serem utilizados em sistemas susceptíveis a cargas que produzem conteúdo harmônico variável, pois são geralmente projetados para filtrar apenas harmônicos específicos. Os filtros ativos são capazes de corrigir o conteúdo harmônico, mesmo que variável, dependendo do projeto do mesmo, e tem se mostrado uma solução eficaz na correção da distorção harmônica.

A topologia mais utilizada dentre as diversas configurações para a realização de um FAP (Filtro Ativo de Potência), é a do tipo paralelo, denominada Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP).

1.2 O Filtro Ativo de Potência Paralelo

O Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) é o mais utilizado entre as diversas configurações de um FAP e tem como função injetar uma corrente de compensação harmônica apropriada no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) do sistema elétrico de potência [1-2].

O Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência (LACEP) do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC-USP vem desenvolvendo estudos a respeito de um sistema de correção de harmônicos de uma linha de energia monofásica com uma configuração de FAPP.

A estrutura de um filtro ativo de potência paralelo, apresentada na figura 1.1(retirada de [1]), é constituída de um conversor eletrônico com um indutor e um capacitor (dois armazenadores de energia passivos), representados pelo bloco FAPP na figura 1, uma malha de controle das correntes harmônicas a serem sintetizadas pelo filtro e uma malha de controle da tensão de carga do capacitor de alimentação do filtro.

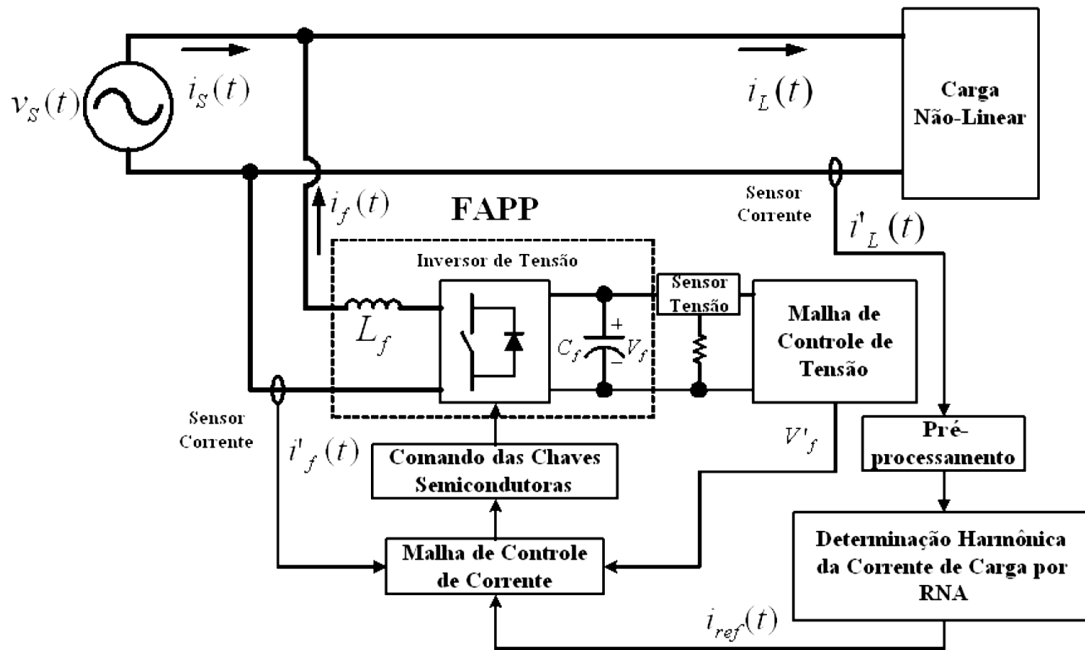


Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de um FAPP monofásico.

O armazenador indutivo possui a função de dar uma característica de fonte de corrente alternada para a linha CA, enquanto que a função do armazenador capacitivo é dar uma característica de fonte de tensão constante no barramento CC do filtro e fornecer a energia reativa necessária (VAr) para a síntese das correntes harmônicas a serem mitigadas do sistema CA.

Basicamente, a estrutura de potência é constituída de um conversor de potência, possuindo um inversor de fonte de tensão em ponte H com 4 transistores e 4 diodos [3-4]. A característica de fonte de corrente harmônica para o filtro no lado CA é obtida fazendo-se o inversor operar no modo PWM (*Pulse Width Modulation*) a fim de sintetizar nos terminais CA uma fonte de tensão harmônica que é filtrada pelo indutor L. O barramento CC deve ter uma característica de fonte de tensão CC, obtida através do armazenador capacitivo, mantendo uma tensão CC constante no barramento. A figura 1.2 mostra a estrutura de potência básica de um FAPP monofásico.

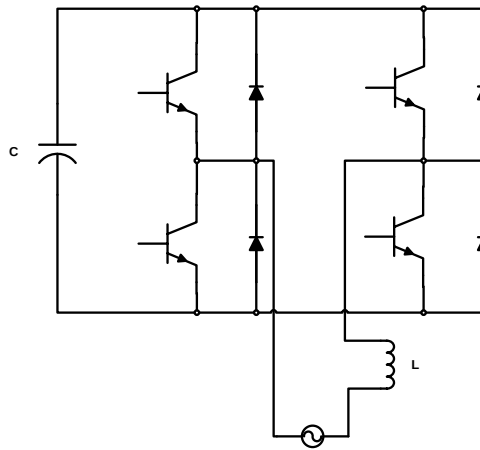


Figura 1.2 – Estrutura de potência de um inversor monofásico para operação como FAPP.

1.3 Motivação e Objetivos

Ao longo da última década, as pesquisas e trabalhos em desenvolvimento em relação a sistemas de FAPP têm se centrado, principalmente, em métodos de identificação dos harmônicos da corrente da carga e na malha de controle de correção destas correntes no lado CA, deixando de lado a malha de controle de tensão. Praticamente nada tem sido investigado em relação ao comportamento de carga da tensão do capacitor e de sua respectiva malha de controle no barramento CC do inversor de potência.

As referências encontradas na bibliografia que abordam tal assunto [5-6] limitam-se a citar que a tensão no barramento CC deve ser superior à tensão de pico do sistema CA. Nesses trabalhos, é considerado que as condições de projeto da capacitância do filtro e a malha de controle de sua tensão são suficientes para considerar que o barramento CC seja constituído de uma fonte de tensão ideal. Porém, com a ausência de estudos detalhados sobre o assunto, há relatos de outros pesquisadores em relação a problemas de mau funcionamento em protótipos de pesquisa incluindo explosões do capacitor. Desse modo, os protótipos têm sido desenvolvidos construindo a fonte de tensão do barramento CC do inversor com circuitos independentes do barramento CA, fato que acarreta no aumento de volume e custo dos protótipos.

Neste sentido, o objetivo deste trabalho foi dar continuidade a um estudo detalhado do comportamento de carga do capacitor de um FAPP monofásico, iniciado em um trabalho de 6 meses de iniciação científica, antecedente ao atual estudo. Durante o trabalho preliminar, foram desenvolvidos modelos simplificados (considerando-se que os elementos LC são ideais, sem perdas) do circuito, através de equações idealizadas. Após este estudo, foram determinados modelos mais apurados considerando-se as perdas no elemento indutivo do filtro que influencia grandemente o comportamento do mesmo na síntese das correntes harmônicas. Os modelos foram validados em nível de simulação utilizando-se os softwares SPICE e MatLab.

Como continuidade a este estudo, foram projetados os elementos do filtro, validando os testes em bancada e propondo alterações dos modelos teóricos se necessário. Numa segunda

etapa, foi realizado o estudo e desenvolvimento dos modelos teóricos e de simulação do inversor completo, mostrado na figura 1.2, e, posteriormente, o estudo e projeto da malha de controle de tensão do capacitor para sintetizar um número limitado de harmônicos.

Ao final do trabalho, será projetado um protótipo físico do inversor, acionando o inversor através de um microcontrolador, cujo modelo definido durante o desenvolvimento do trabalho foi o PIC18F452, presente em uma placa de desenvolvimento da McData, como mostra a figura 1.3. O kit de desenvolvimento conta também com um sistema operacional (McData, por bibliotecas) que facilita a programação do micro.

Para as simulações realizadas durante o trabalho, foram utilizados os softwares MatLab/Simulink (*Toolbox SimPowerSystems*), LT SPICE e PSIM (PowerSim), dependendo das características do que se deseja simular.

Para o desenvolvimento do trabalho, foram utilizados os equipamentos e materiais existentes no Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência (LACEP) do Departamento de Engenharia Elétrica.



Figura 1.3 – Kit de desenvolvimento McData com um PIC18F452.

2. Estudo das condições iniciais de carga do capacitor de um FAPP

2.1 Modelagem da estrutura de potência de um FAPP

O presente estudo visa dar suporte ao projetista de filtros ativos de potência em relação ao dimensionamento dos elementos indutivos e capacitivos, dispostos em uma associação série com o capacitor isolado por diodos, que caracterizam a estrutura deste dispositivo, conforme mostra a figura 2.1.

As condições de carga do capacitor, previstas neste estudo, dizem respeito, exclusivamente, às condições iniciais do filtro ativo de potência. Sendo assim, considera-se que o capacitor possui tensão inicial nula, ou seja, está descarregado. Para este estudo, considera-se também que os transistores estão desligados inicialmente, ou seja, ainda não estão comutando e a estrutura de potência ainda não começou a desempenhar o papel de um inversor de tensão.

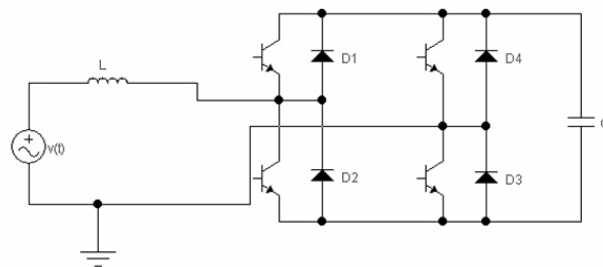


Figura 2.1 - Estrutura de potência do FAPP

Como a alimentação (tensão da rede) é do tipo senoidal, considera-se que inicialmente (durante o primeiro semi-ciclo positivo de tensão de entrada do circuito) apenas os diodos D1 e D3 (representados na figura 2.1) estarão em condução. Os diodos podem ser considerados ideais ou com perdas irrelevantes a serem desconsideradas neste estudo, sem perda de generalidades. Com isso, os diodos D1 e D3 são representados por um único diodo equivalente D, simplificando a estrutura em análise para um circuito constituído por um indutor, um diodo e um capacitor, todos conectados em série, como mostra a figura 2.2.

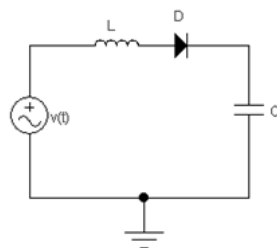


Figura 2.2 - Circuito equivalente no semi-ciclo positivo da tensão de entrada.

Para uma tensão de entrada senoidal, e com o capacitor descarregado inicialmente, é possível fazer uma análise prévia do comportamento do circuito, antes de desenvolver a

modelagem matemática do mesmo, podendo assim prever de antemão algumas peculiaridades presentes no sistema considerado.

Durante o primeiro semi-ciclo positivo da tensão de entrada, o diodo ficará polarizado diretamente e o capacitor carregar-se-á até um determinado valor, no momento em que a corrente (também senoidal) se anula (passa por um valor zero). Após a passagem por zero da corrente, o diodo ficará polarizado reversamente e não mais conduzirá, fazendo com que o capacitor se mantenha carregado, e sua tensão permaneça naquele valor atingido.

Sabe-se que esse valor atingido no primeiro semi-ciclo positivo, é dependente dos valores dos dois elementos: indutor (incluindo suas perdas ôhmicas) e capacitor. O comportamento do circuito pode variar, dependendo desse valor atingido, se está abaixo, igual, ou acima do pico da tensão de entrada (rede). Se esse valor for igual ou superior ao pico da tensão de entrada, o diodo não mais será polarizado diretamente e não conduzirá novamente, sendo assim, a tensão final no capacitor será constante e igual à esse valor atingido no primeiro semi-ciclo positivo. Porém, se esse valor for abaixo do pico da rede, quando a tensão de entrada superar a tensão no capacitor, o diodo irá se polarizar diretamente outra vez, voltando a conduzir e a carregar ainda mais o capacitor, até que novamente a corrente se anule, e polarize o diodo reversamente. Até que a tensão no capacitor alcance ou ultrapasse o valor de pico da tensão de entrada, ainda será possível o diodo polarizar-se produzindo novos picos de corrente. Depois de atingido o pico da tensão da rede, o diodo não irá polarizar-se novamente e essa será a tensão final no capacitor.

2.2 Modelagem matemática do circuito

Para se estimar qual será a tensão final do capacitor, pode-se equacionar o circuito da figura 2.2 como um simples circuito LC (ou um RLC, quando for considerada a resistência interna do indutor), como se o diodo não existisse, e então calcular qual será a tensão no capacitor quando a corrente na malha se anular pela primeira vez, que é o papel desempenhado pelo diodo no circuito nesse momento.

O desenvolvimento dos modelos matemáticos do circuito, para o estudo das condições de carga do capacitor durante o acionamento do FAPP, foi dividido em duas etapas, sendo que a primeira consiste em um modelo simplificado, em que não são consideradas as perdas no enrolamento do indutor e, em seguida, é desenvolvido um modelo mais realístico, em que estas perdas são consideradas. O equacionamento completo bem como seus resultados, para ambos os casos, podem ser encontrados no Apêndice B.

Alguns parâmetros importantes levados em consideração durante a realização do presente estudo são mostrados a seguir [7]:

a) *Frequência de ressonância, ω_0*

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.1)$$

b) *Fator de carga, a*

$$a = \frac{R}{2L} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.2)$$

c) *Relação entre a frequência de ressonância e a frequência da rede, k*

$$k = \frac{\omega_0}{\omega} \quad (2.3)$$

Obtidas as equações da corrente de malha do sistema e a tensão no capacitor, para que se obtenha o valor da tensão final no capacitor, basta calcular o valor da tensão no capacitor (antes do chaveamento dos transistores) no momento em que a corrente no circuito seja igual a zero pela primeira vez. Como o objetivo principal desta etapa, é a obtenção de um gráfico que permita ao projetista de um FAPP a rápida visualização e análise para a melhor escolha dos elementos R, L e C, tal que a tensão no capacitor seja superior ao valor de pico da tensão de rede, será elaborado, basicamente, um algoritmo em *Matlab* que calcule o valor da tensão no capacitor no momento em que a corrente seja igual a zero, para diferentes condições e traduza os resultados obtidos em um gráfico.

2.3 Obtenção das curvas da tensão no capacitor

2.3.1 Considerações necessárias

É desejável que os resultados sejam apresentados independentes da amplitude do sinal de entrada. Desse modo, a tensão final no capacitor será apresentada na forma normalizada, V_N , sobre o valor da amplitude da tensão da rede, como pode ser visto na equação 2.4, em que V_C corresponde à tensão no capacitor e V_{ef} representa o valor eficaz da tensão da rede.

$$V_N = \frac{V_C}{V_{base}} = \frac{V_C}{\sqrt{2}V_{ef}} \quad (2.4)$$

Para a equação da corrente, o mesmo raciocínio é utilizado. Sabendo-se que a finalidade da análise da equação da corrente é apenas em relação ao momento em que esta cruza o zero pela primeira vez, não importa a amplitude do sinal de corrente, mas sim a frequência do sinal. A equação 2.5 representa a corrente na forma normalizada, $i_N(t)$.

$$i_N(t) = \frac{i(t)}{I_{base}} = \frac{i(t)}{\sqrt{2}V_{ef}/X_L} \quad (2.5)$$

O estudo será feito levando-se em consideração apenas a variação de dois parâmetros: o fator de carga **a** e o fator de proporção entre a frequência de ressonância e frequência de oscilação da rede, **k**. Desse modo, as diferentes condições de carga para o capacitor ficam dependentes apenas dos valores de R, L e C do circuito, como é desejado.

2.3.2 Implementação do algoritmo em Matlab

O algoritmo implementado em *MatLab* tem como objetivo principal o cálculo da tensão final no capacitor para diferentes situações do circuito (diferentes valores de R, L e C) e a tradução dos resultados obtidos em um gráfico que permita a rápida visualização e análise dos resultados.

Após a declaração das equações referentes à tensão no capacitor e à corrente de malha do circuito, os valores de **k** e **a** são variados de forma a se obter, para cada par desses valores, o resultado dos cálculos para a tensão final do capacitor. Para esse cálculo, foi utilizado o seguinte procedimento: de acordo com o par de valores de **k** e **a**, o algoritmo detecta quais as equações adequadas para a corrente e tensão no capacitor (de acordo com as condições expostas no Apêndice B) e calcula na equação da corrente qual será o primeiro tempo positivo em que o valor da equação se anula, tal cálculo é efetuado utilizando-se métodos numéricos para encontrar zeros de uma função, mais precisamente foi utilizado o Método da Bisseção. Conhecendo o tempo em que a corrente se anula, basta calcular (utilizando-se a equação da tensão) qual o valor da tensão no capacitor nesse tempo obtido, armazenando o resultado e plotando em um gráfico.

O resultado deste procedimento é um gráfico contendo as curvas da tensão na forma normalizada no capacitor pela variação de **k**. A cada valor de **a** é relacionada uma curva $V_N \times k$, incluindo o caso ideal, em que se tem fator de carga nulo ($a=0$). O programa desenvolvido em *Matlab* para a execução destes procedimentos está disposto ao final deste relatório no Apêndice C.

2.3.3 Curvas obtidas

As curvas da tensão final no capacitor (sobre a amplitude do sinal de entrada) em função da variação dos parâmetros **k** e **a** foram obtidas através do programa realizado em *Matlab*, como descrito anteriormente. Para cada valor de **a**, é traçada uma curva da tensão pela variação de **k**, no intervalo de interesse para este estudo. O gráfico contendo estas curvas é mostrado na figura 2.3 e descreve de forma clara qual a faixa de valores dos parâmetros necessários para fazer com que a tensão final no capacitor seja superior ao valor de pico da tensão de rede, esta faixa compreende todos os valores para os quais o valor da tensão no capacitor sobre a amplitude do sinal da rede é superior a 1. Sendo assim, cabe ao projetista do FAPP analisar as curvas do gráfico e escolher, adequadamente, os valores de R, L e C (de acordo com os parâmetros **k** e **a**) para obter uma determinada tensão desejada no capacitor.

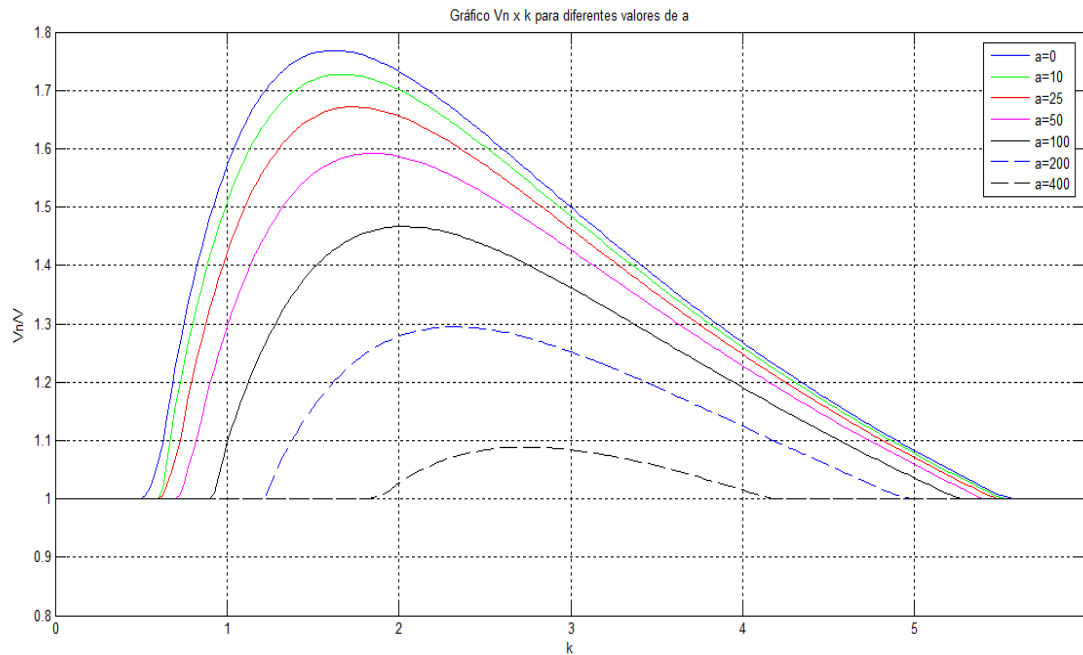


Figura 2.3 - Gráfico com as curvas da tensão normalizada no capacitor para diferentes valores de k e a .

Analisando o gráfico da figura 2.3, observa-se que a tensão no capacitor pode ser, no máximo, aproximadamente 1,75 vezes maior do que o valor de pico da tensão de rede (esse valor é atingido somente no caso ideal, em que a é nulo, representando um indutor sem perdas internas). O projetista do FAPP deve ficar atento à tensão que pode ser atingida no capacitor, a fim de evitar efeitos indesejados, tais como explosões do próprio capacitor, quando esta tensão ultrapassa a tensão nominal de operação do capacitor. É possível observar a forte influência da resistência interna do indutor na tensão final atingida pelo capacitor, quanto maior for a perda interna no indutor, menor será a tensão final atingida no capacitor. Em casos mais críticos, em que o valor de a é muito elevado, a tensão no capacitor não ultrapassará o valor de pico da tensão de rede para nenhum valor de k , sendo recomendável, então, a utilização de indutores com baixas perdas internas para a composição do FAPP.

3. O Filtro Ativo de Potência Paralelo

3.1 Estrutura e funcionamento do FAPP

O inversor de tensão em ponte completa, VSI-FB (*Voltage Source Inverter – Full Bridge*) foi o escolhido como conversor utilizado no FAPP, sendo este o responsável por gerar no barramento CA as correntes de compensação harmônica. A estrutura deste conversor foi apresentada na figura 1.2, no capítulo 1 deste trabalho. Mesmo apresentando quatro interruptores, a máxima tensão sobre eles é limitada pela tensão de barramento que é proveniente de um capacitor (ou um banco de capacitores), facilitando o projeto da malha de controle de tensão deste barramento. Neste tipo de configuração, a tensão do barramento CC deve ser mantida constante e superior à tensão de pico da fonte de alimentação para que o filtro seja capaz de injetar potência reativa às cargas conectadas à rede, ao invés de consumir potência da rede (o que não é desejado). O filtro ativo paralelo não processa potência ativa, por ele circula apenas uma potência reativa para compensar as harmônicas de corrente da carga ou o reativo de deslocamento da mesma.

Como o foco deste trabalho não é a malha de controle da corrente de compensação como também o reconhecimento e determinação harmônica da corrente que flui pelo sistema elétrico, e sim o estudo do comportamento da tensão no barramento CC do filtro em operação, o projeto desenvolvido não inclui esta parte. Deste modo, o filtro irá trabalhar como um gerador de harmônicas capaz de compensar um número limitado de harmônicos, através de um microcontrolador que será responsável por gerar os sinais de comandos das chaves do inversor.

3.2 Modulação

O tipo de modulação utilizado para o controle do FAPP é a modulação PWM com portadora triangular a três níveis, que é exemplificada através da figura 3.1 (retirado de [8]). Nota-se que a tensão da modulante (responsável por gerar um determinado número de harmônicos) é comparada aos sinais da portadora (ondas triangulares), gerando os sinais de comando das chaves eletrônicas do inversor. Maiores detalhes com relação à tensão de controle serão vistos adiante.

Os comandos das chaves S_4 e S_3 são realizados comparando-se o sinal de controle com o sinal modulante V_{T1} (onda triangular em verde), enquanto os comandos das chaves S_2 e S_1 são realizados comparando-se o sinal de controle com o sinal modulante V_{T2} (onda triangular em azul). Esta comparação pode ser realizada através de um circuito comparador simples, como mostra a figura 3.2. Assim, para este exemplo, os sinais de comando das chaves podem ser vistos através das figuras 3.1(b) e 3.1(c) e a tensão entre os terminais A e B do inversor é apresentada na figura 3.1(d).

Observa-se que quando os interruptores S_1 e S_3 ou S_2 e S_4 estão conduzindo, a tensão V_{ab} é nula, enquanto que, quando S_2 e S_3 conduzem, a tensão $V_{ab} = +V_{cc}$ e quando S_1 e S_4 estão conduzindo, a tensão $V_{ab} = -V_{cc}$.

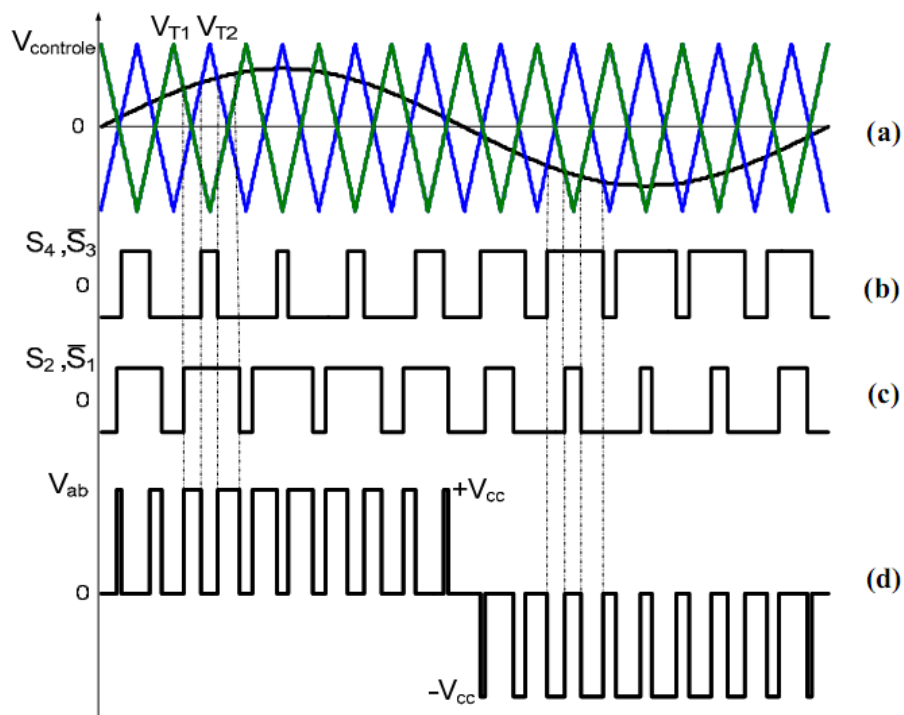


Figura 3.1 – Modulação a três níveis: (a) sinal de controle e ondas triangulares de comparação; (b) comando dos interruptores S_4 e S_3 ; (c) comando dos interruptores S_2 e S_1 ; (d) tensão V_{ab} .

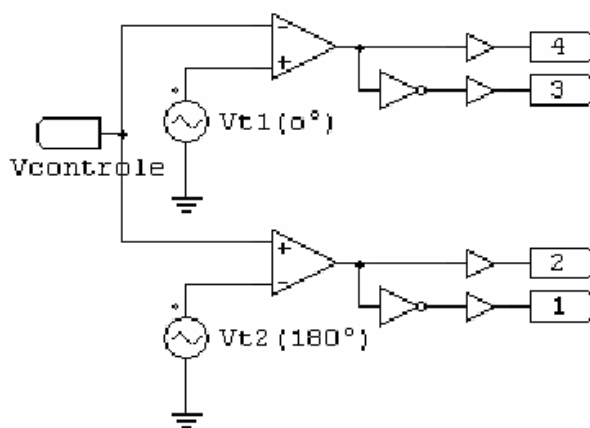


Figura 3.2 - Circuito modulador.

A geração do sinal da portadora pode ser realizada de forma analógica ou digital, dependendo da limitação do microcontrolador utilizado. No caso da geração digital, uma simples rotina pode ser utilizada para gerar o sinal V_{T1} e V_{T2} em duas saídas analógicas do microcontrolador no caso de se utilizar uma malha de controle analógica para o FAPP. Uma alternativa para a geração analógica da portadora é o circuito visto na figura 3.3, em que um

circuito integrador, um comparador e um inversor são utilizados para a geração das ondas triangulares V_{T1} e V_{T2} .

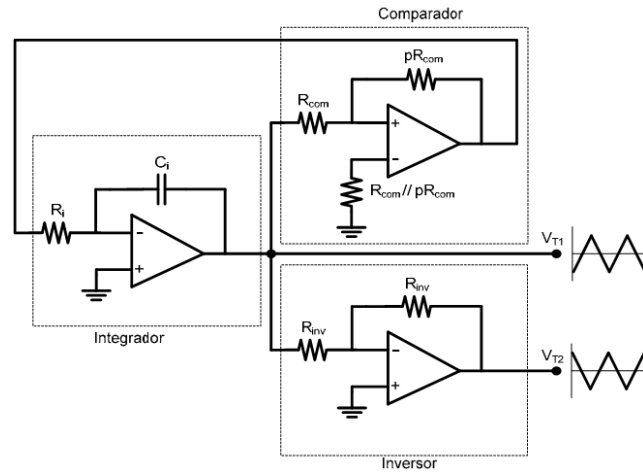


Figura 3.3 – Circuito analógico para a geração da portadora.

A frequência do sinal da portadora é definida através do bloco integrador, através de uma relação entre os componentes R_i e C_i e é dada pela equação 3.1.

$$f_m = \frac{p}{4R_i C_i} \quad (3.1)$$

Em que $p = V_{sat}/V_{pm}$. Sendo V_{sat} a tensão de saturação do comparador e V_{pm} a tensão de pico do sinal modulante.

3.3 Estratégia de Controle

O esquemático do sistema em malha fechada com a estratégia de controle da tensão no barramento CC é apresentado na figura 3.4. Esta estratégia de controle foi definida após o estudo da literatura [8] e análise da solução em relação ao problema proposto, tendo em vista que o projeto não contará com a malha de corrente, comum nos FAPP da literatura.

Através do esquemático da figura 3.4, observa-se que uma amostra da tensão no barramento CC é retirada, através de um sensor de tensão, e comparada a uma tensão de referência (que represente a tensão desejada no barramento). O sinal de erro, E_v , é tratado por um compensador de tensão, resultando em V_0 . Este sinal irá determinar a amplitude da corrente de referência senoidal, que será somada ao sinal de referência harmônica, I_{ref} , gerando o sinal de controle V_{con} que passará pelo circuito modulador da figura 3.2, responsável por gerar os pulsos de comando necessários para gerar a corrente de compensação harmônica desejada (determinada por I_{ref}).

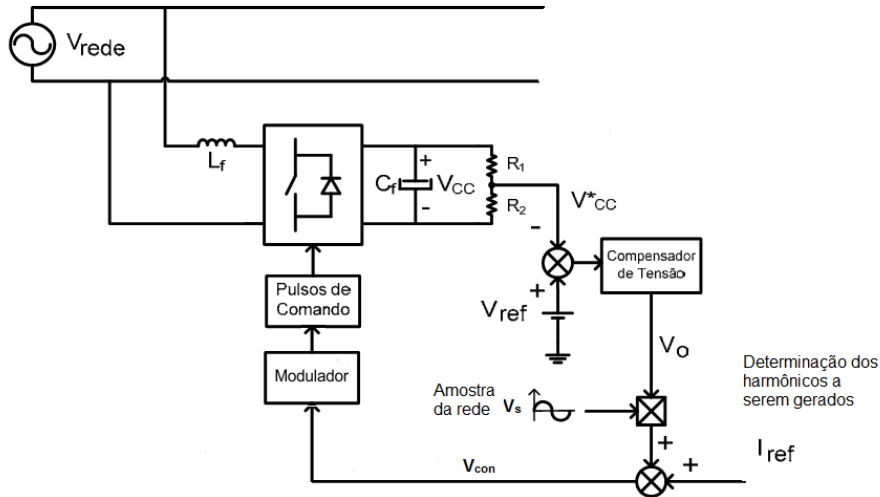


Figura 3.4 - Esquemático da estratégia de controle do FAPP.

3.3.1 Geração do sinal de referência harmônica

O sinal de referência harmônica é um sinal gerado a partir da soma das componentes harmônicas para as quais se deseja criar a corrente de compensação. Por exemplo, para se criar uma corrente de compensação com certa porcentagem de 2°, 5° e 6° harmônicos no barramento CA do filtro, deve-se criar um sinal de tensão contendo essas componentes harmônicas (sinal modulante) para ser comparado ao sinal da portadora (sinal de entrada do modulador, como na figura 3.2) controlando assim o comando das chaves do conversor. Este sinal deve conter as informações em relação à porcentagem de cada harmônico na confecção da corrente de compensação, sendo este o responsável por gerar os harmônicos de corrente desejados no barramento CA do filtro.

3.3.2 Função Transferência do Conversor

Após definir a estratégia de controle da tensão no barramento CC do filtro, é preciso definir a função transferência do conversor para que seja possível a realização do projeto do compensador de tensão (controlador). A função de transferência a ser definida para o conversor relaciona a variação da tensão no capacitor, $\Delta V_{cc}(s)$ com a variação da corrente de pico no indutor do filtro, $\Delta I_{Lpico}(s)$, definida pela equação 3.2.

$$G_v(s) = \frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{Lpico}(s)} \quad (3.2)$$

Foi considerado que o filtro ativo opera como um retificador *Boost* [9], facilitando a análise do sistema e, em consequência, a modelagem do conversor. Desse modo, por balanço de potência é possível estabelecer a relação entre a corrente no barramento e a corrente de pico no indutor do filtro, como mostra a equação 3.5.

$$P_{CC} = P_{CA} \quad (3.3)$$

$$I_{CC} \cdot V_{CC} = I_{RMS} \cdot V_{RMS} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (3.4)$$

$$\frac{I_{CC}}{I_{Lpico}} = \frac{V_{pk(rede)}}{2V_{CC}} \quad (3.5)$$

A relação entre a tensão e a corrente no barramento é dada pela equação 3.6 e, aplicando-se uma perturbação à essas duas grandezas, obtém-se a equação 3.7. Aplicando-se então a transformada de Laplace a essa equação, obtém-se a equação 3.8.

$$I_{CC}(t) = C \cdot \frac{dV_{CC}(t)}{dt} \quad (3.6)$$

$$I_{CC}(t) + \Delta I_{CC}(t) = C \cdot \frac{d[V_{CC}(t) + \Delta V_{CC}(t)]}{dt} \quad (3.7)$$

$$\frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta I_{CC}(s)} = \frac{1}{sC} \quad (3.8)$$

Desse modo, a função transferência do conversor é apresentada através da equação 3.9.

$$G_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}(s)}{\Delta I_{Lpico}(s)} = \frac{V_{pk(rede)}}{s \cdot 2 \cdot C \cdot V_{CC}} \quad (3.9)$$

3.3.3 Compensador de Tensão

A ideia inicial para o projeto do compensador de tensão é a utilização de um controlador PI (proporcional integral) com filtragem de altas frequências (2 pólos e um zero) [8]. Desse modo, o compensador deve apresentar um zero não nulo e um polo na origem para elevar o ganho em baixas frequências. A malha de controle da tensão será feita de forma analógica, para poupar o microcontrolador, deixando mais espaço em memória interna para a rotina de geração dos harmônicos. Desse modo, o circuito equivalente ao controlador proposto pode ser visto na figura 3.5.

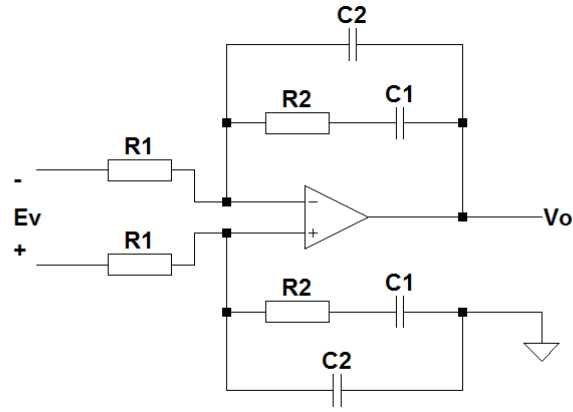


Figura 3.5 – Compensador de tensão proposto.

A função transferência do circuito da figura 3.5 é dada pela equação 3.10.

$$H_v(s) = \frac{V_o}{E_v} = \frac{1 + sR_2C_1}{s^2R_1R_2C_1C_2 + sR_1(C_1 + C_2)} \quad (3.10)$$

4. Estudo da Operação do FAPP e Simulações

Com o intuito de verificar o comportamento dinâmico do FAPP em relação à técnica de modulação, geração dos harmônicos de corrente e comportamento da tensão no barramento CC do filtro, foram realizados os estudos da operação do FAPP e algumas simulações utilizando o software *PSIM (PowerSim)*, que é um software específico para sistemas de controle e eletrônica de potência.

4.1 Escolha dos elementos LC do FAPP para as simulações

A escolha dos elementos LC do FAPP utilizados nas simulações foi feita com base no estudo realizado na seção 2. Os elementos escolhidos devem possuir características compatíveis ao escopo do projeto, satisfazendo as condições necessárias para o bom funcionamento do filtro. A partir do estudo realizado na seção 2 (Estudo das condições de carga do capacitor de um FAPP), é possível verificar, dependendo dos valores de L e C, se a tensão inicial no barramento CC do filtro será superior ao valor de pico da tensão da rede (condição essencial para o bom funcionamento do filtro).

As características dos elementos escolhidos inicialmente para simulação estão dispostas abaixo:

- Indutor:

Indutância: $L = 2,3 \text{ mH}$ Resistência do enrolamento: $R = 0,3 \Omega$

- Capacitor

Capacitância: $C = 470 \mu\text{F}$ Tensão máxima: 400 V

De acordo com as equações apresentadas na seção 2, o fator de carga e a frequência de ressonância podem ser calculados.

a) Frequência de ressonância, ω_0

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{1}{2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 470 \cdot 10^{-6}}} \rightarrow \boxed{\omega_0 = 961,8 \text{ [rad/s]}}$$

b) Fator de carga, a

$$a = \frac{R}{2L} = \frac{0,3}{2 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3}} \rightarrow \boxed{a = 65,2}$$

c) Relação entre a frequência de ressonância e a frequência da rede, k

$$k = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{961,8}{2 \cdot \pi \cdot 60} \rightarrow \boxed{k = 2,55}$$

A partir do valor de 'k' e 'a' calculados, é possível prever qual será o nível de tensão no barramento CC do filtro, em relação ao nível de tensão do pico da rede, analisando o gráfico

obtido na seção 2 e apresentado na figura 2.3. De acordo com esse gráfico, é possível estimar que para um fator de carga próximo de 50 e um 'k' próximo de 2,5, a tensão inicial no capacitor do filtro será aproximadamente 1,5 vezes o valor do pico da tensão de rede, atendendo aos requisitos do projeto.

4.2 FAPP com fonte de tensão constante no barramento CC.

A primeira simulação foi realizada substituindo-se o capacitor do barramento CC do filtro por uma fonte de tensão constante e com valor superior ao valor de pico da rede. Esta é a representação do caso ideal para o funcionamento do filtro, já que a tensão no barramento CC é mantida constante e superior ao valor de pico da rede. A malha de controle da tensão no capacitor tem como função principal dar esta característica ao barramento CC do filtro.

Outro ponto positivo para a realização desta simulação é a verificação do funcionamento do circuito de modulação e do sistema de geração dos harmônicos de corrente.

Para a simulação, foi utilizado um circuito em ponte-H com 4 MOSFET's e 4 diodos em anti-paralelo, sendo que estes dispositivos foram considerados como chaves ideais (não sendo consideradas as perdas ôhmicas nos transistores e diodos). O valor de pico da rede foi considerado igual a 100V, enquanto a fonte de tensão do barramento CC do filtro utilizada foi de 150V. O indutor utilizado possui as características citadas anteriormente, $L=2,3\text{mH}$ e $R_L=0,3\ \Omega$. Para simplificar a análise, o filtro será utilizado para a geração de 2º harmônico de corrente. O circuito descrito é mostrado na figura 4.1. Observa-se que uma fonte de tensão senoidal de 120Hz é utilizada como sinal modulante no circuito de controle das chaves de potência, sendo este sinal comparado com um sinal triangular com frequência igual a 5 kHz. A amplitude do sinal modulante irá definir o nível de corrente do harmônico a ser gerado.

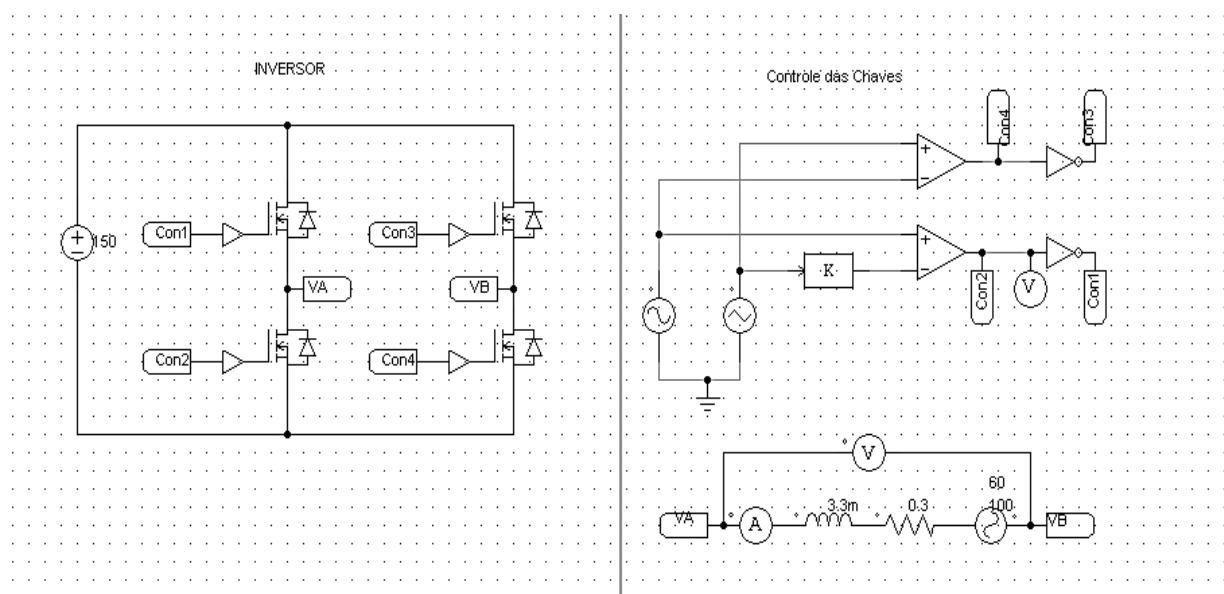


Figura 4.1 - FAPP com fonte de tensão constante no barramento CC.

A figura 4.2 mostra a tensão nos terminais A e B do filtro em comparação à tensão da rede. A figura 4.3 mostra a corrente que sai do filtro, enquanto a figura 4.4 mostra o espectro de Fourier da corrente no filtro (utilizando a ferramenta FFT – *Fast Fourier Transform*), evidenciando a criação do 2º harmônico de corrente.

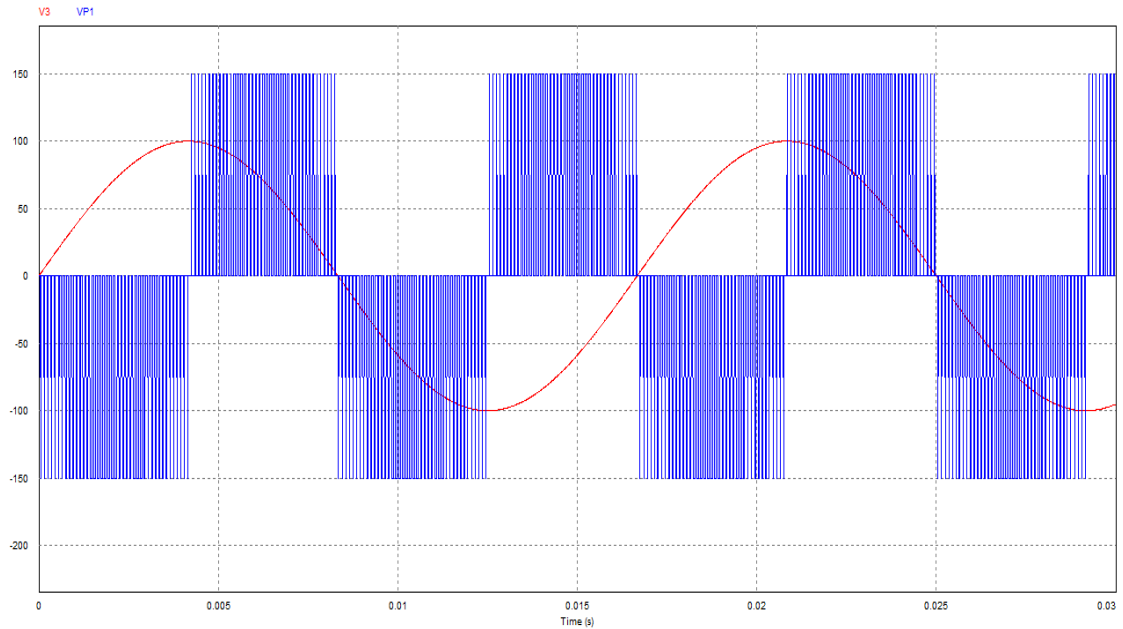


Figura 4.2 – Tensão nos terminais A e B do filtro com fonte constante no barramento CC, geração do 2º harmônico.

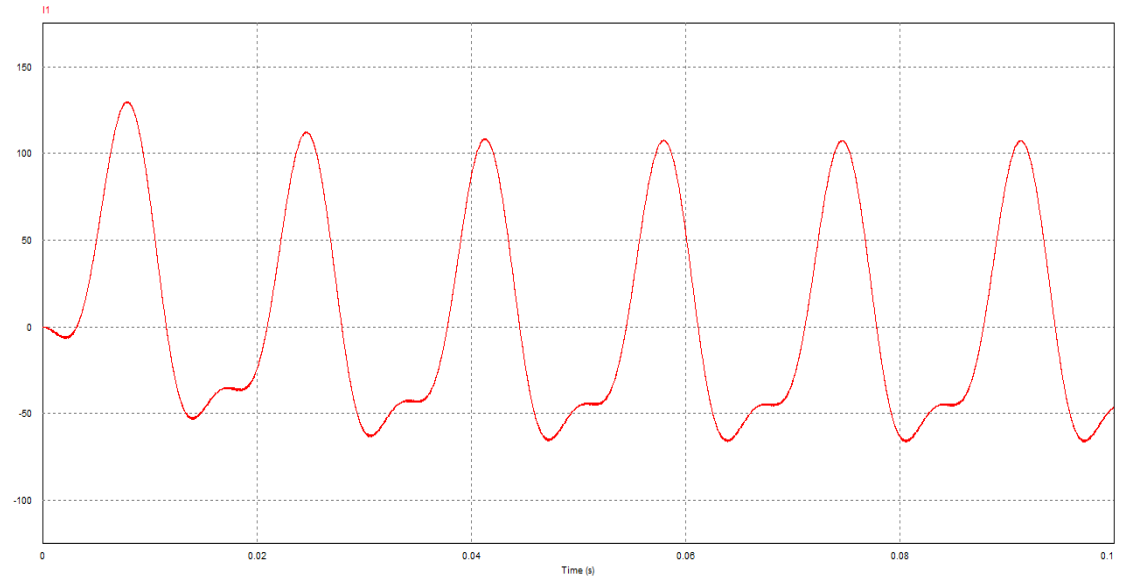


Figura 4.3 – Corrente no barramento CA do filtro com fonte de tensão constante no barramento CC do filtro. Geração do 2º harmônico.

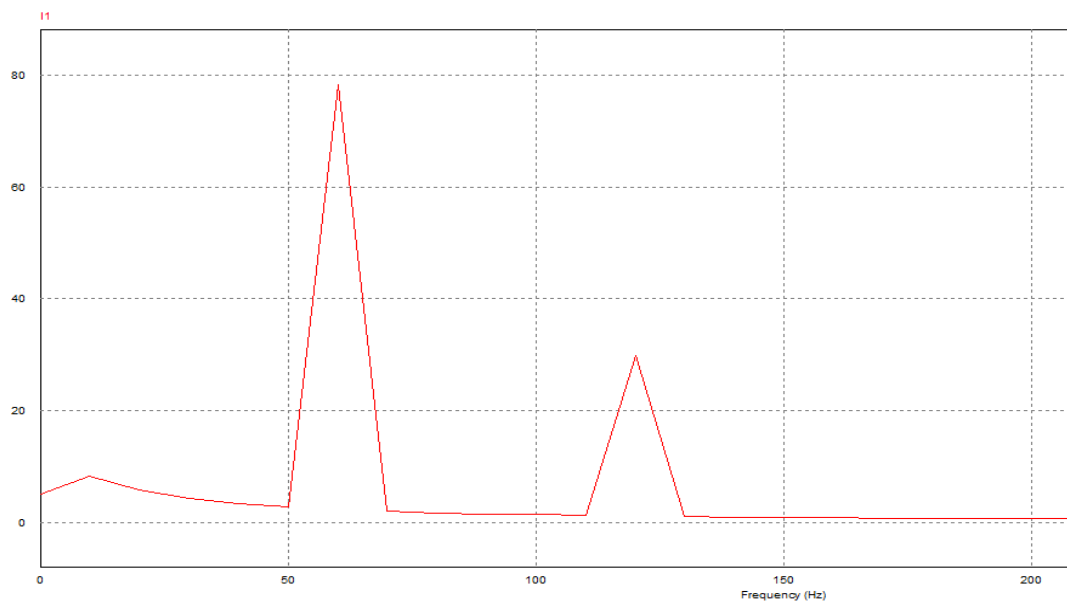


Figura 4.4 - Espectro de Fourier da corrente no barramento CA do filtro, geração do 2º harmônico.

Analisando-se as figuras 4.2, 4.3 e 4.4, observa-se que o funcionamento do filtro está correto, já que a geração do 2º harmônico de corrente no barramento CA do filtro foi realizada de forma satisfatória.

Para exemplificar a criação de mais de um harmônico de corrente, basta observar que uma fonte de tensão com um determinado harmônico é adicionada em série com a outra existente e, desse modo, o sinal modulante é a soma das tensões das duas fontes. A figura 4.5 traz o circuito (a), a tensão nos terminais A e B do filtro (b), a corrente no barramento CA do filtro (c) e o espectro de Fourier da corrente (d). Fica claro a geração dos 2º e 5º harmônicos de corrente pelo filtro. Nota-se que a influência do 2º harmônico é maior do que a influência do 5º harmônico na corrente, isto ocorre, pois o índice de modulação atribuído ao sinal referente ao segundo harmônico nesta simulação é maior do que aquele atribuído ao de 5º.

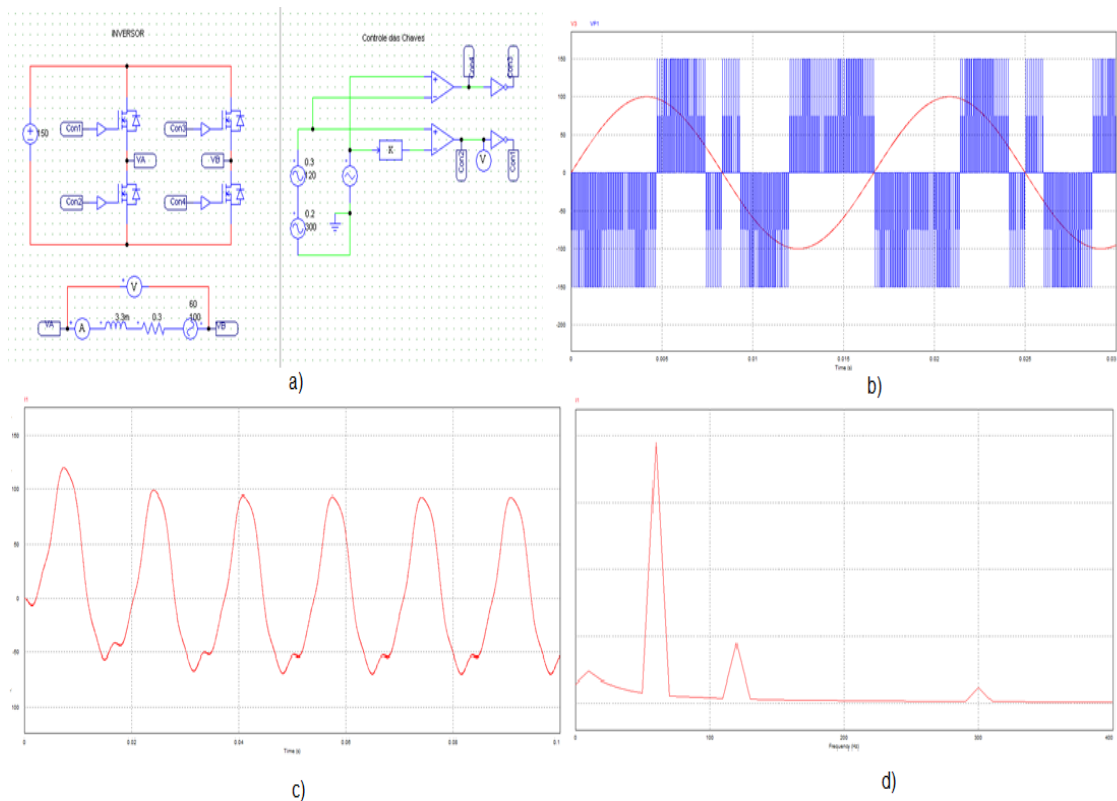


Figura 4.5 - Geração de 2° e 5° harmônico de corrente no barramento CA com fonte de tensão constante no barramento CC do filtro. (a) circuito, (b) tensão nos terminais A e B do filtro, (c) corrente no barramento CA, (d) espectro de Fourier da corrente.

4.3 O FAPP em malha aberta com capacitor no barramento CC.

Substituindo-se, então, a fonte de tensão constante do barramento CC por um capacitor (ou banco de capacitores), é possível analisar como o sistema se comporta em malha aberta, sem a malha de controle da tensão no barramento. As simulações realizadas para esta situação são semelhantes àsquelas realizadas na seção 4.2, a menos da presença de um capacitor no barramento CC, inclusive com os mesmos componentes constituindo o filtro.

4.3.1 Condição inicial do filtro com capacitor no barramento CC

Para analisar as condições iniciais do filtro, foi simulado o circuito da figura 4.6, em que as portas dos transistores da ponte-H estão aterradas, representando as chaves abertas. Nesta situação, espera-se que a tensão no capacitor do barramento CC seja compatível com o estudo realizado na seção 2. Para este circuito, como calculado na seção 4.1, a tensão inicial no barramento CC deve permanecer constante e aproximadamente igual a 1,55 vezes ao valor de pico da rede. A figura 4.7 mostra o comportamento da tensão no capacitor, em comparação com a tensão da rede, observa-se que o circuito é disparado e a tensão no barramento CC do filtro atinge o valor esperado, que é aproximadamente 155 V, mantendo-se constante até que os transistores comecem a comutar (situação que será vista adiante).

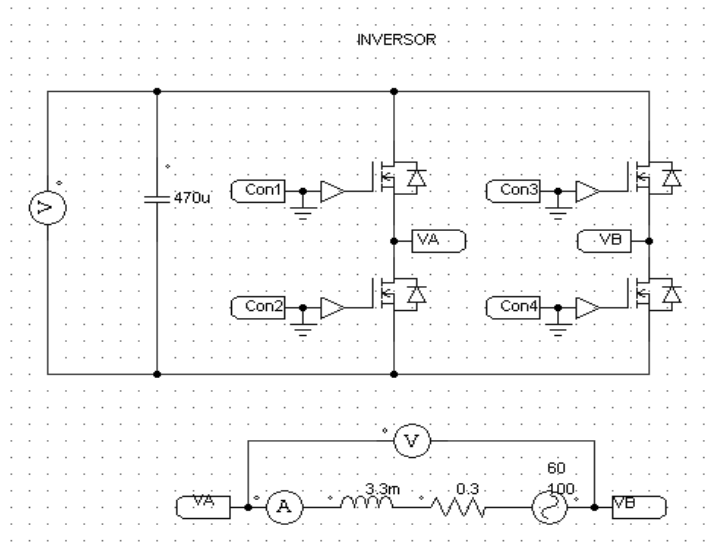


Figura 4.6 – Condições iniciais do FAPP em malha aberta com capacitor no barramento CC.

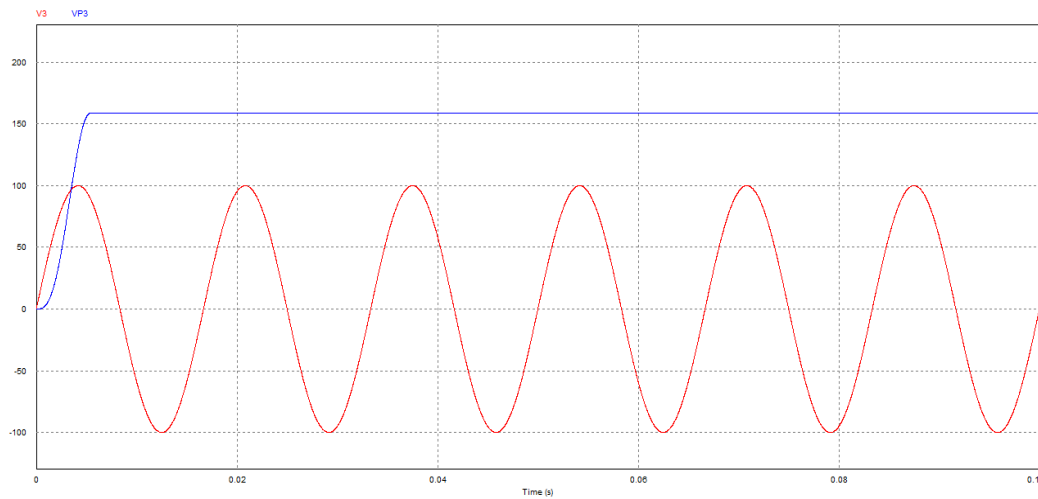


Figura 4.7 - Comportamento da tensão no barramento CC do filtro antes de os transistores entrarem em operação.

4.3.2 Operação do FAPP em malha aberta

Após a inicialização da estrutura, o FAPP pode entrar em operação com a comutação dos transistores. Para esta análise, foi considerado o circuito da figura 4.8, no qual o capacitor do barramento CC possui tensão inicial de 155V. O objetivo é analisar o comportamento da tensão no capacitor com o filtro em operação, com a tentativa de criar uma corrente com 2º harmônico no barramento CA.

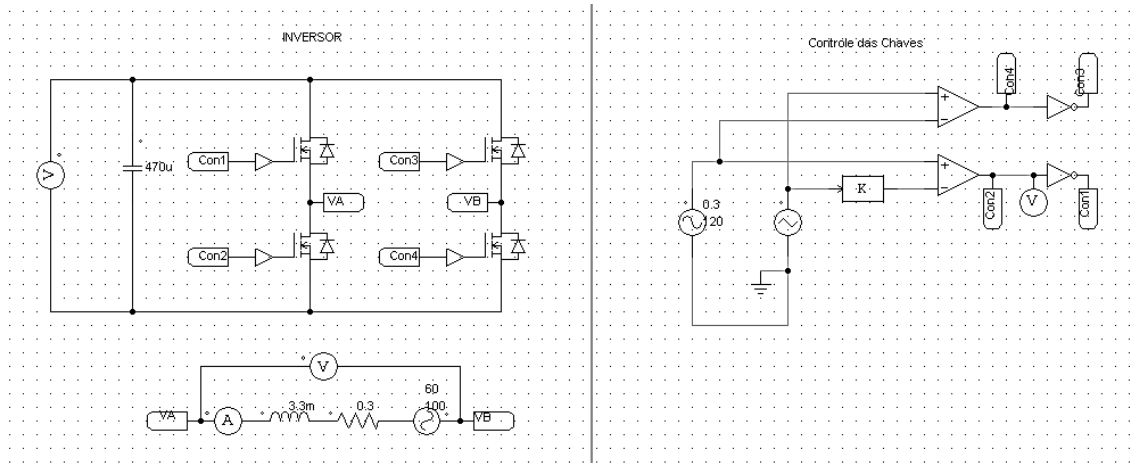


Figura 4.8 – Operação do FAPP em malha aberta com capacitor no barramento CC.

A figura 4.9 mostra a tensão nos terminais A e B do filtro em comparação com a tensão da rede e também o comportamento da tensão no capacitor. Observa-se que a tensão no capacitor oscila chegando até zero e voltando a seu valor máximo, ficando muito longe da condição ideal para o funcionamento do filtro, que é uma tensão constante e superior ao valor de pico da rede.

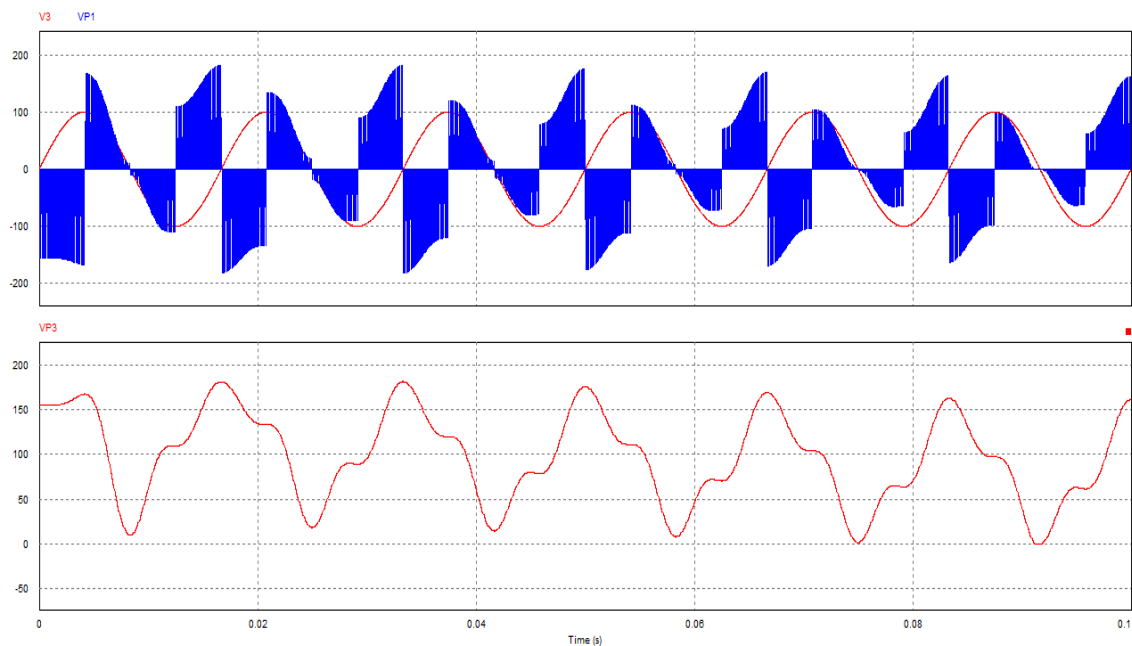


Figura 4.9 – Tensão nos terminais A e B do filtro em comparação com a tensão da rede e o comportamento da tensão no capacitor do barramento CC do filtro.

As consequências destas oscilações podem ser vistas nas figuras 4.10 e 4.11 que mostram a corrente gerada no barramento CA do filtro e seu espectro de Fourier, respectivamente. Observa-se que a corrente gerada possui uma componente de 3º harmônico que não podia ser gerada, além de que a componente de 2º harmônico possui valor muito baixo, pois a tensão no barramento CC do filtro permanece, em muitos momentos, muito abaixo do valor desejado.

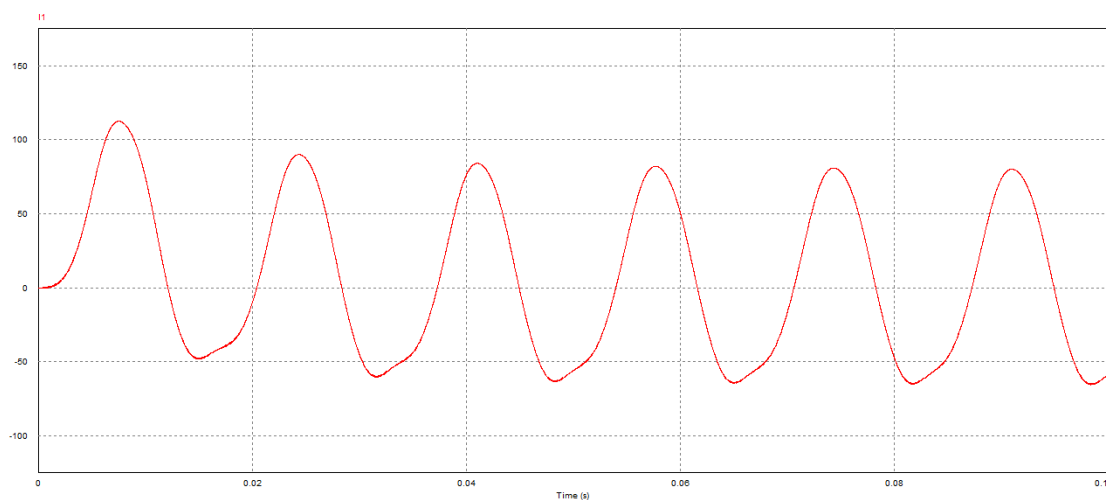


Figura 4.10 – Corrente no barramento CA do filtro em malha aberta

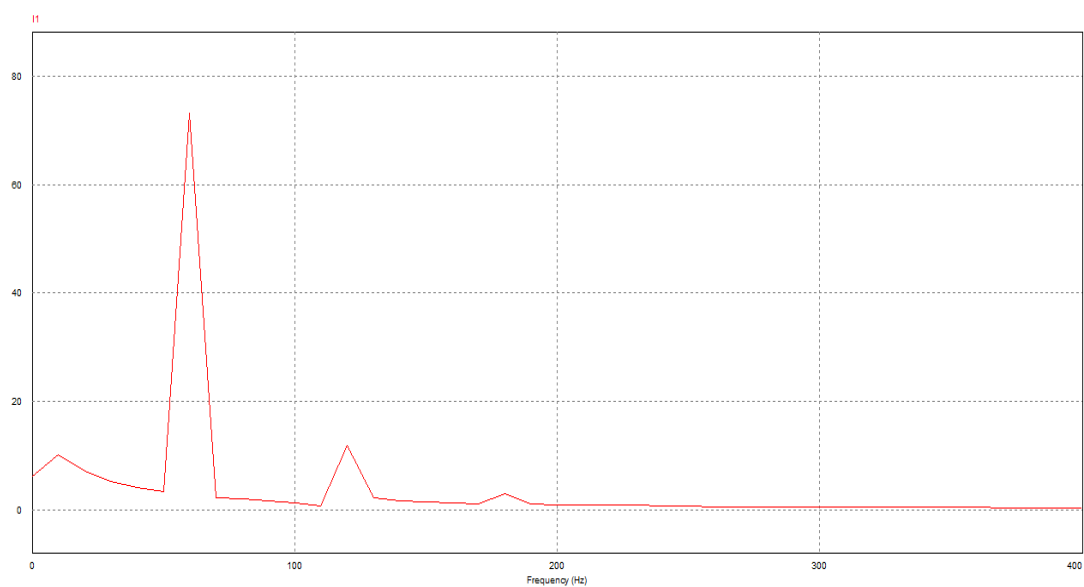


Figura 4.11 - Espectro de Fourier da corrente no barramento CA do filtro.

Observa-se que o filtro fica incapaz de produzir as componentes harmônicas desejadas devido às oscilações na tensão do seu barramento CC. Desse modo, torna-se indispensável ao projeto do filtro, uma malha de controle da tensão no barramento CC, para que esta fique em um valor constante e estável, de acordo com as condições do projeto, possibilitando um funcionamento satisfatório do FAPP.

4.4 Estudo da operação do filtro para a geração das harmônicas desejadas

4.4.1 Controle das chaves para geração das harmônicas desejadas

Como verificado nas simulações anteriores, é necessário um estudo mais detalhado da operação do filtro para que seja possível a geração das harmônicas desejadas, mantendo-se a tensão no barramento CC do filtro estável.

O filtro comporta-se basicamente como o circuito da figura 4.12, em que o conversor de potência é representado por uma fonte de tensão variável de acordo com a razão cíclica de comutação das chaves eletrônicas, D , e a tensão no barramento CC do filtro, V_{cc} , e por uma reatância de saída do filtro, L_f . O filtro é conectado em paralelo com a rede elétrica, representada pela fonte de tensão V_s .

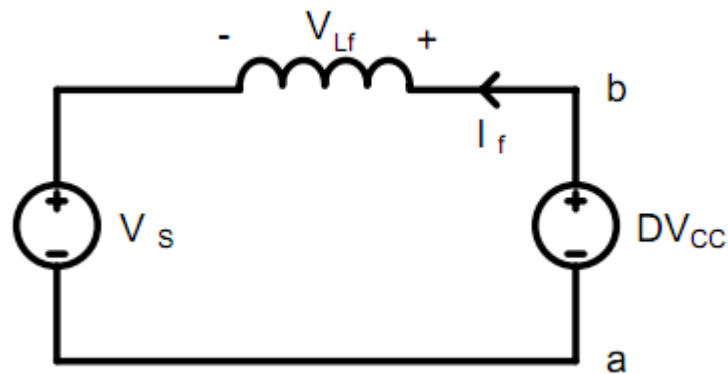


Figura 4.12 - Circuito elétrico equivalente ao FAPP.

Para uma primeira análise, considera-se a tensão no barramento CC do filtro constante e igual à V_{cc} , sendo esta uma tensão superior à V_s para que a corrente flua do filtro para a fonte, de modo que o filtro esteja injetando potência no sistema e não consumindo. Também será considerada que a resistência da bobina é próxima de zero, simplificando os cálculos e a análise do circuito.

Aplicando-se a lei de Kirchoff das tensões no circuito da figura 4.12, obtém-se a equação 4.1:

$$v_s + v_{L_f} = D(t) \cdot V_{cc} \rightarrow v_s + L_f \frac{di_F(t)}{dt} = D(t) \cdot V_{cc} \quad (4.1)$$

Isolando-se a derivada da corrente no filtro, obtém-se a equação 4.2.

$$\frac{di_F(t)}{dt} = \frac{D(t) \cdot V_{cc} - V_s \sin(\omega t)}{L_f} \quad (4.2)$$

A corrente desejada no barramento CA do filtro deve conter apenas os harmônicos desejados, suprimindo-se a componente fundamental, pois para uma carga não-linear conectada à fonte, a componente fundamental deveria ser injetada pela fonte enquanto as outras componentes

harmônicas são injetadas pelo filtro, de modo que a fonte enxergue uma carga resistiva. Desse modo, a corrente do filtro deverá ser como representa a equação 4.3 e, simplificada, a equação 4.4, em que n é o número da componente harmônica a ser gerada e I_n é a amplitude desta componente. É considerado, para simplificar a análise, que a corrente a ser gerada deve estar em fase com a tensão da fonte.

$$i_F(t) = I_2 \sin(2\omega t) + I_3 \sin(3\omega t) + \dots + I_n \sin(n\omega t) + \dots + I_M \sin(M\omega t) \quad (4.3)$$

$$i_F(t) = \sum_{n=2}^M I_n \sin(n\omega t) \quad (4.4)$$

Derivando a equação 4.4, obtém-se:

$$\frac{di_F(t)}{dt} = \sum_{n=2}^M n\omega I_n \cos(n\omega t) \quad (4.5)$$

Assim, substituindo-se 4.5 em 4.2 e isolando $D(t)$, obtém-se a equação que relaciona a razão cíclica de comutação das chaves do conversor de potência com a corrente a ser gerada no barramento CA do filtro.

$$D(t) = \frac{V_S \sin(\omega t) + L_F \cdot \sum_{n=2}^M n\omega I_n \cos(n\omega t)}{V_{CC}} \quad (4.6)$$

4.4.2 Controle das chaves para manter a tensão no barramento CC constante

Para analisar o comportamento da tensão no barramento CC em relação à razão cíclica de comutação das chaves do conversor de potência, como visto em seções anteriores, foi considerado que o filtro ativo opera como um retificador boost [9], facilitando a análise do sistema e, em consequência, a modelagem do conversor. Desse modo, por balanço de potência é possível estabelecer a relação entre a corrente no barramento e a corrente de pico no indutor do filtro, como mostra a equação 4.7 (vista na seção 3 como equação 3.3).

$$\frac{I_{CC}}{I_{F(pk)}} = \frac{V_S}{2V_{CC}} \quad (4.7)$$

A corrente no capacitor C_f do barramento é dada pela equação 4.8 e, substituindo na equação 4.7, obtém-se a equação 4.9.

$$I_{CC} = C_F \frac{dV_{CC}(t)}{dt} \quad (4.8)$$

$$\frac{dV_{CC}(t)}{dt} = \frac{V_s}{2 \cdot V_{CC} \cdot C_F} x I_{F(pk)} \quad (4.9)$$

Como visto anteriormente:

$$\frac{di_F(t)}{dt} = \sum_{n=2}^M n \omega I_n \cos(n\omega t) = \frac{D(t) \cdot V_{CC} - V_s \sin(\omega t)}{L_F} \quad (4.10)$$

Em um primeiro momento, para facilitar a análise, considera-se apenas um componente harmônico de modo que $I_{F(pk)} = I_n$. Desse modo:

$$I_{F(pk)} = I_n = \frac{D(t) \cdot V_{CC} - V_s \sin(\omega t)}{L_F \cdot n \cdot \omega} \quad (4.11)$$

$$\frac{dV_{CC}(t)}{dt} = \frac{V_s}{2 \cdot V_{CC} \cdot C_F} x \frac{D(t) \cdot V_{CC} - V_s \sin(\omega t)}{L_F \cdot n \cdot \omega} \quad (4.12)$$

Desse modo, para que seja obtida uma tensão constante no barramento CC do filtro, a equação 4.12 deve ser igual a zero. A razão cíclica então é dada por:

$$\frac{dV_{CC}(t)}{dt} = \frac{V_s}{2 \cdot V_{CC} \cdot C_F} x \frac{D(t) \cdot V_{CC} - V_s \sin(\omega t)}{L_F \cdot n \cdot \omega} = 0 \rightarrow D(t) = \frac{V_s \sin(\omega t)}{V_{CC}} \quad (4.13)$$

Assim, para que a tensão no barramento CC do filtro seja constante e livre de ondulações, o sinal modulante deve conter apenas a amostra do sinal da rede com uma relação de transformação de $1/V_{CC}$, de modo que quando a tensão no primário do transformador seja igual a V_s , a tensão no secundário será igual a V_s/V_{CC} .

Desse modo, define-se o sinal de referência da rede (amostra da rede) a ser utilizado na estratégia de controle da tensão no barramento CC do filtro (figura 3.4) como:

$$i_{ref}(t) = \frac{V_s \sin(\omega t)}{V_{CC}} \quad (4.14)$$

Em malha aberta, este sinal é adicionado aos sinais de referência harmônica para gerar o sinal de corrente desejado no barramento CA do filtro, como visto através da equação 4.6.

4.4.3 Sinal de entrada do circuito modulador e ganho K_{PWM}

Com a técnica de modulação adotada, vista na seção 3.2, é inserido no sistema um ganho do circuito de modulação, representado por K_{PWM} . De acordo com a figura 3.1, observa-se que durante o intervalo de tempo $T_s/2$ (inverso da frequência de modulação) as portadoras são descritas em função do tempo conforme as equações 4.15 e 4.16.

$$V_{T1}(t) = \frac{-2 \cdot V_{pm}}{\frac{T_S}{2}} \cdot t + V_{pm} \quad (4.15)$$

$$V_{T2}(t) = \frac{2 \cdot V_{pm}}{\frac{T_S}{2}} \cdot t - V_{pm} \quad (4.16)$$

Desse modo, têm-se que: para $t=t_1$, $V_{T1}(t)=V_{con}$ e para $t=t_2$, $V_{T2}(t)=V_{con}$. Substituindo-se estes valores em 4.15 e 4.16 e isolando-se os tempos t_1 e t_2 , tem-se:

$$t_1 = (V_{pm} - V_{con}) \cdot \frac{T_S}{4 \cdot V_{pm}} \quad (4.17)$$

$$t_2 = (V_{pm} + V_{con}) \cdot \frac{T_S}{4 \cdot V_{pm}} \quad (4.18)$$

O intervalo de tempo t_2-t_1 caracteriza a razão cíclica de operação $D(t)$. Desse modo, é possível definir o ganho do modulador K_{PWM} como:

$$K_{PWM} = \frac{D(t)}{V_{con}(t)} = \frac{1}{V_{pm}} \quad (4.19)$$

Assim, o sinal de entrada do circuito modulador deverá ser:

$$V_{con}(t) = D(t) \cdot V_{pm} \quad (4.20)$$

4.4.4 Simulações

A fim de validar as análises realizadas até aqui, foram realizadas algumas simulações utilizando o software PSIM. Foram utilizados os mesmos elementos das simulações anteriores. O valor de pico dos sinais triangulares (circuito modulador) foi $V_{pm}=5$ V.

A primeira simulação realizada tem como objetivo principal validar a análise realizada na seção 4.4.2, em que o sinal modulante é formado apenas pela componente fundamental, de acordo com a equação 4.13. Assim, substituindo-se a equação 4.20 em 4.13:

$$V_{con}(t) = D(t) \cdot V_{pm} = \frac{V_S \sin(\omega t)}{V_{CC}} \cdot V_{pm} = 3.33 \sin(\omega t)$$

A figura 4.13 apresenta o circuito utilizado na simulação, e a figura 4.14 mostra o comportamento da tensão no barramento CC do filtro, durante o chaveamento das chaves de potência do filtro. O capacitor foi inicialmente carregado em 150 V. Observa-se que a tensão no barramento CC do filtro se mantém constante e livre de ondulações.

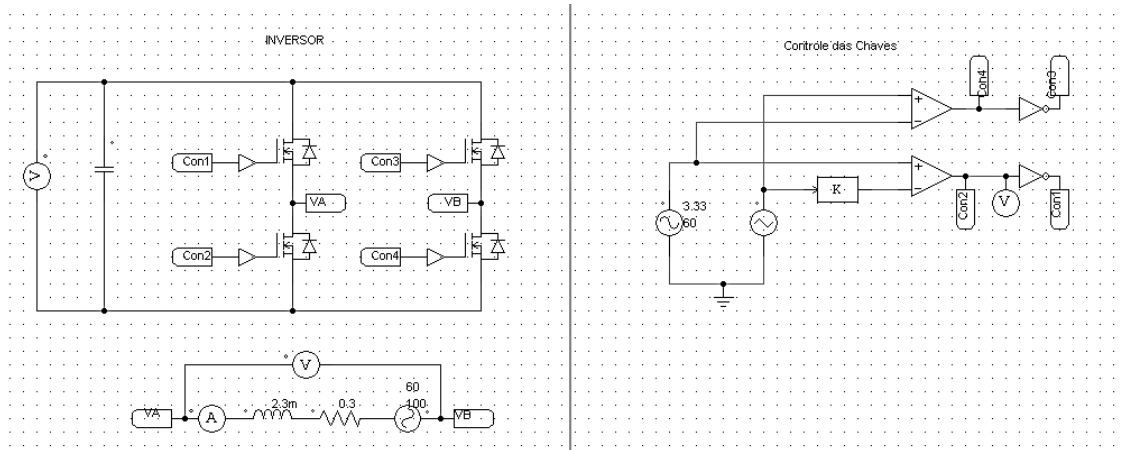


Figura 4.13 - Circuito para verificação do comportamento da tensão no barramento CC do filtro.

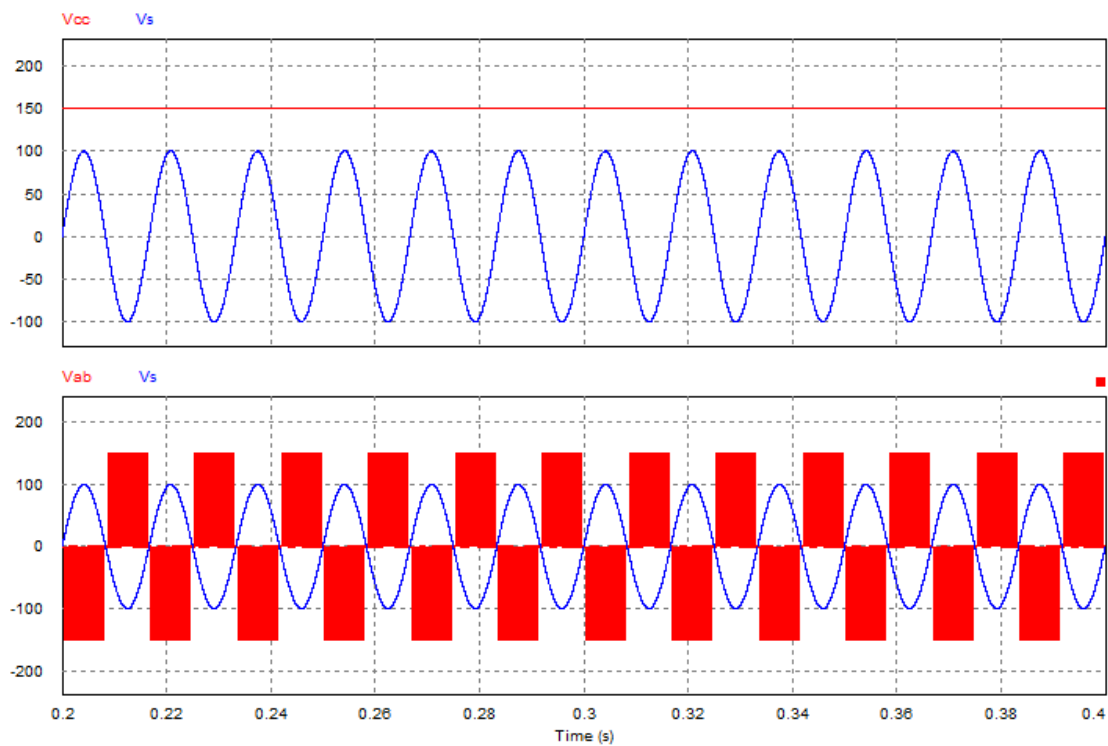


Figura 4.14 - Comportamento da tensão no barramento CC do filtro com o circuito da figura 4.13.

A segunda simulação tem como objetivo verificar a geração de correntes harmônicas no barramento CA do filtro de acordo com as análises realizadas nas seções 4.4.1 e 4.4.2.

Como um primeiro exemplo, deseja-se criar no barramento CA do filtro, uma componente de 5° harmônico, com amplitude igual a 5A. Assim, de acordo com as equações 4.4 e 4.6:

$$i_F(t) = 5 \sin(5\omega t) \rightarrow D(t) = \frac{V_S \sin(\omega t) + L_F \cdot n\omega I_n \cos(n\omega t)}{V_{CC}}$$

$$V_{con}(t) = D(t) \cdot V_{pm} = 3,33 \sin(\omega t) + 0,72 \sin(5\omega t + 90)$$

A figura 4.15 mostra o circuito utilizado para geração do sinal de controle do modulador e do sinal de controle das chaves do conversor. A figura 4.16 mostra a tensão no barramento CC do filtro e a corrente gerada no barramento CA após 100 ms da inicialização do filtro, quando o circuito encontra-se em regime. A figura 4.17 mostra o espectro de frequência da corrente gerada. Nota-se que a tensão no barramento CC do filtro possui algumas oscilações, mas fica estável e em torno de 150 V, como é desejado. A corrente gerada também foi aquela especificada, com amplitude de aproximadamente 5 A e frequência de 300 Hz, a pequena distorção na forma da corrente é dada devido à variação na tensão no barramento CC do filtro.

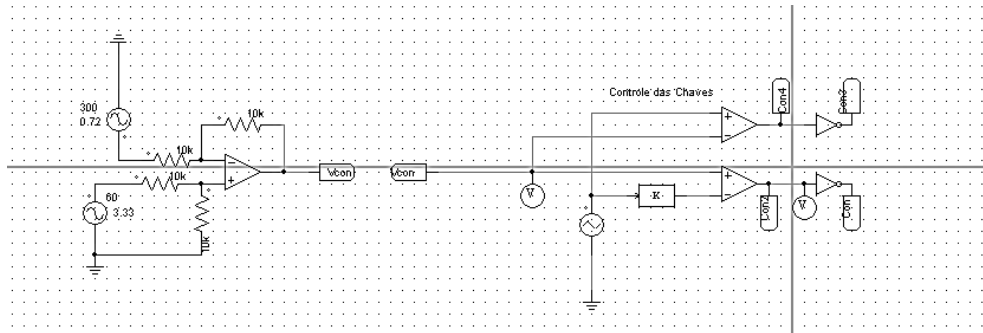


Figura 4.15 - Geração do sinal de controle para geração de corrente harmônica no barramento CA do filtro.

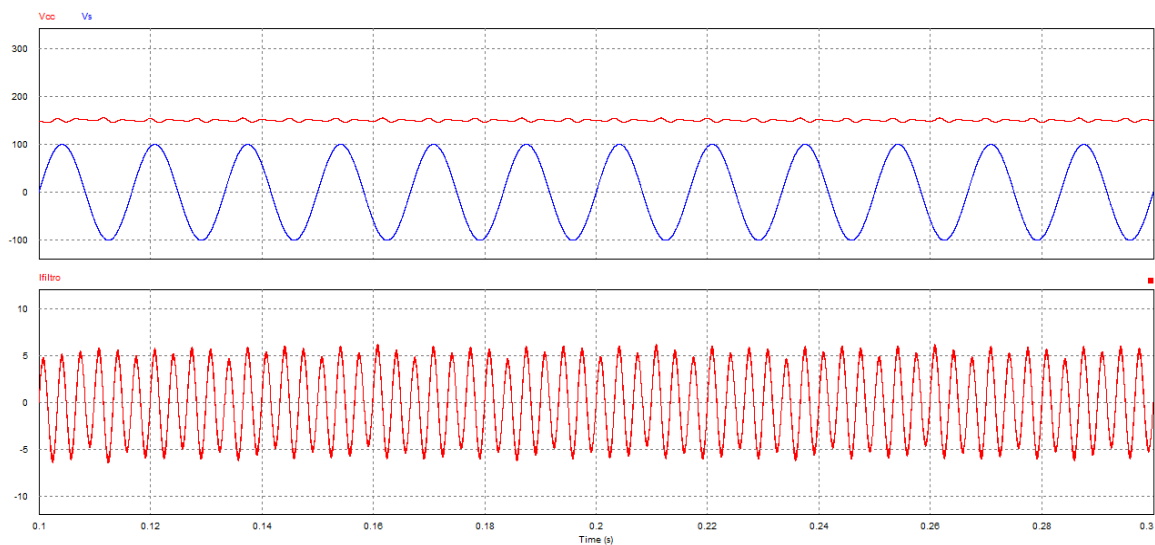


Figura 4.16 - Tensão no capacitor e corrente no filtro.

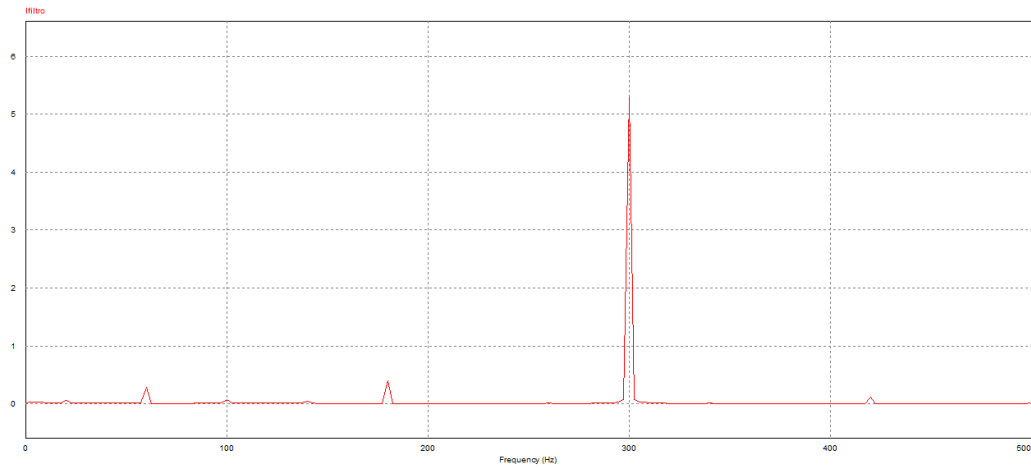


Figura 4.17 - Espectro de frequência da corrente gerada.

4.5 Circuito de pré-carga do Capacitor

Sabe-se que o Capacitor comporta-se como um curto-circuito quando descarregado, o que faz com que a corrente de partida do circuito seja muito elevada, durante a inicialização da estrutura. Como a carga inicial do capacitor é muito rápida nesta estrutura (aproximadamente meio ciclo da tensão de entrada), é necessária uma corrente de valor muito elevado para que o capacitor atinja sua tensão inicial e, até que esta tensão estabilize a corrente se mantém elevada, como mostra a figura 4.18. Este valor de corrente é altamente indesejado, pois pode comprometer os componentes da estrutura.

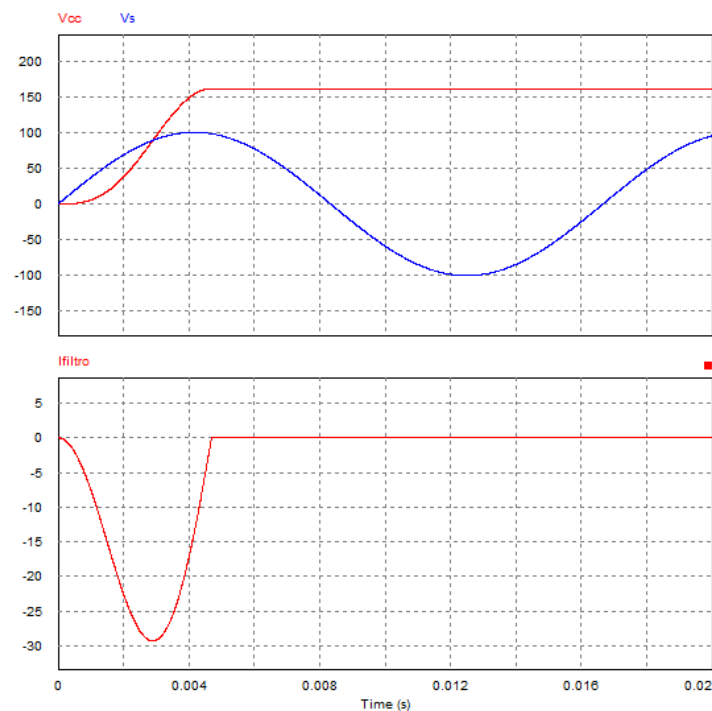


Figura 4.18 - Corrente no filtro durante a inicialização da estrutura.

Desta forma, para limitar a corrente de partida da estrutura, são utilizadas dois artifícios, de tal modo que a limitação desta corrente ocorra em dois estágios. O primeiro estágio consiste em utilizar uma resistência de pré-carga na saída do filtro, de forma que o valor de pico da corrente de carga do capacitor seja limitado por esta resistência. Após a carga inicial do capacitor, este resistor deve ser curto-circuitado, para não influenciar no funcionamento do filtro durante sua operação normal (quando a tensão no barramento CC estiver estável). O primeiro estágio de partida da estrutura é representado pelo circuito da figura 4.19. O Valor da resistência R é definido de acordo com a equação 4.21. Para efeito de simulação, deseja-se limitar a corrente de partida do filtro em 10A. O valor da resistência a ser utilizada então deve ser de 10Ω.

$$R = \frac{V_{s(pk)}}{I_{0(pk)}} \quad (4.21)$$

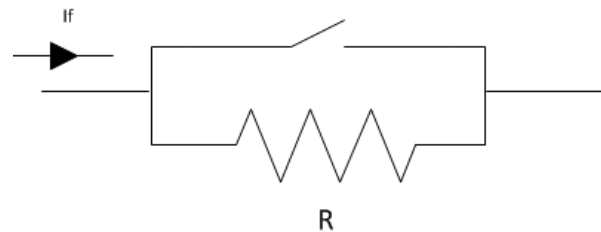


Figura 4.19 - Primeiro estágio para limite da corrente de partida da estrutura.

O segundo estágio consiste em diminuir a velocidade com que o capacitor se carrega, aumentando o valor de referência da malha de tensão, fazendo com que os pulsos de comando do conversor sejam liberados de forma progressiva. O circuito utilizado para este fim é um soft-start, como mostra a figura 4.20. A tensão de referência aumenta exponencialmente até um valor de referência estipulado pelos resistores R_{d1} e R_{d2} , de acordo com a equação 4.22, enquanto D_1 estiver polarizado diretamente. A constante de tempo é definida através do Capacitor C_{ss} .

Escolhendo-se $R_{d1}=470 \text{ k}\Omega$ e $R_{d2}=100 \text{ k}\Omega$, obtém-se $V_{ref}' = 2,63 \text{ V}$. O capacitor foi definido através de simulações com o valor de 470nF.

$$V_{ref}' = 15 \cdot \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \quad (4.22)$$

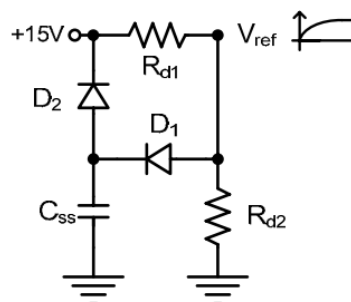


Figura 4.20 - Segundo estágio para limite da corrente de partida da estrutura.

A figura 4.21 mostra o circuito completo para a geração da 5ª componente harmônica, exatamente como realizado na simulação anterior, porém com o acréscimo dos circuitos limitadores de corrente. O primeiro estágio é composto de dois tiristores em anti-paralelo para representar a chave de potência que irá curto-circuitar o resistor quando a tensão atingir a tensão desejada. Para isso, é enviado o comando para que os tiristores sejam acionados em $t=0,2s$. Na figura 4.22 é possível observar, no primeiro momento, que a tensão no capacitor atinge o valor de pico da rede e, em seguida, o resistor é curto-circuitado e os pulsos de chaveamento do filtro são liberados, fazendo com que a tensão no capacitor atinja o valor desejado. Observa-se também que a corrente de partida do filtro é limitada.

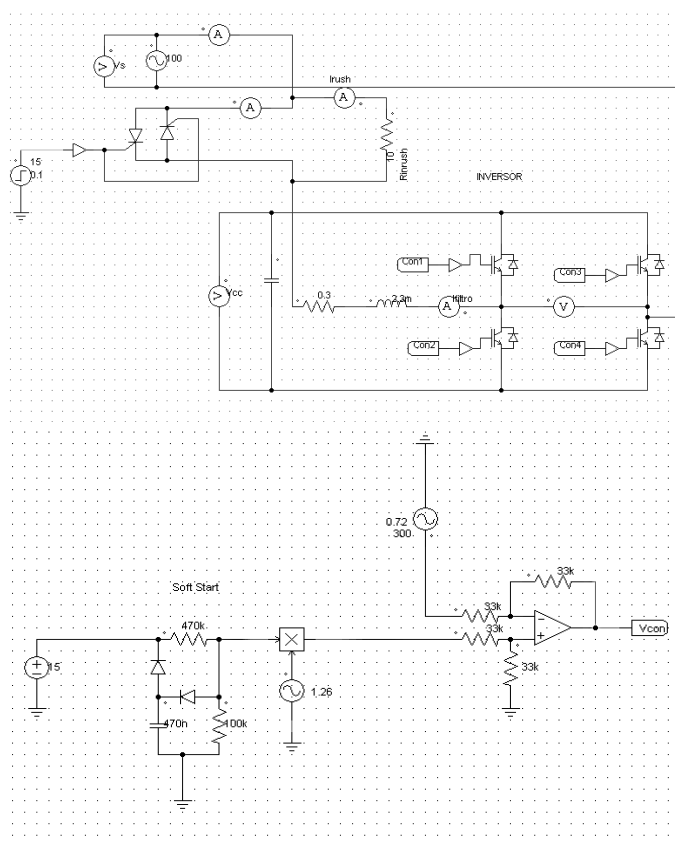


Figura 4.21 - Circuito com limitador de corrente de partida.

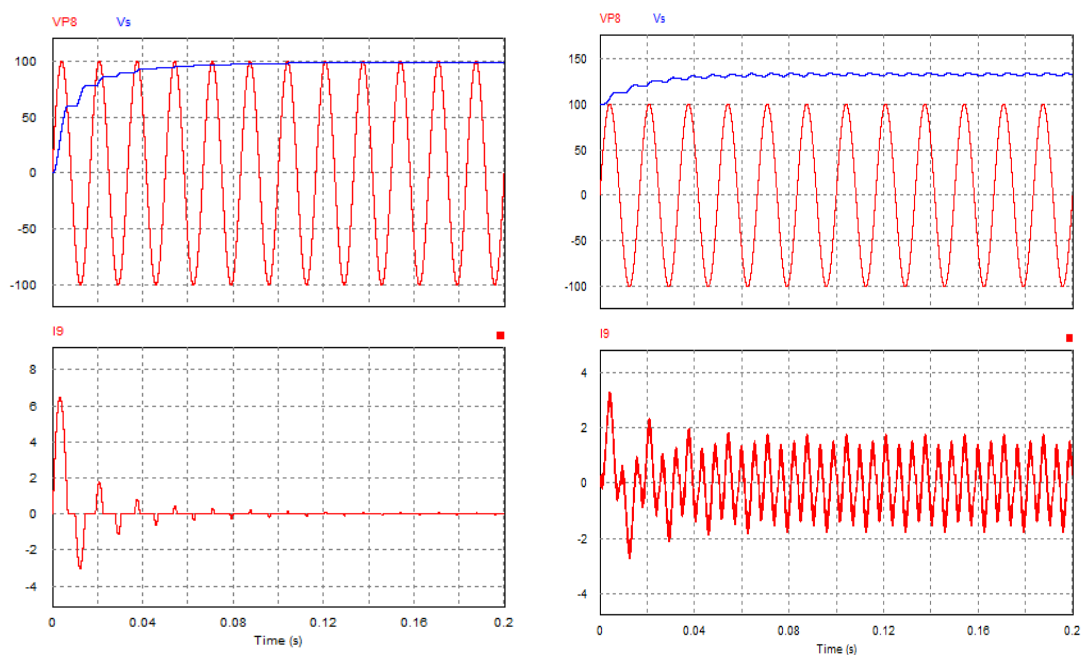


Figura 4.22 - Tensão no capacitor e corrente no filtro com limitador da corrente de partida em dois momentos: carregamento do capacitor com resistor e liberação dos pulsos sem o resistor .

4.6 Malha de Controle da Tensão no barramento CC do Filtro

4.6.1 Projeto do Compensador de Tensão

De acordo com a figura 3.4, o compensador de tensão atua na amplitude da corrente de referência do filtro, controlando o fluxo de potência ativa no sistema e, consequentemente, a tensão no barramento CC do FAPP, visto que esta tensão se mantém constante quando o fluxo de potência ativa no filtro é nulo, ou seja, o filtro apenas processa reativos [10].

Como a malha de tensão atua na amplitude da corrente senoidal que é drenada da rede, esta malha deve ser muito lenta, pois caso contrário, ela fará com que a corrente senoidal drenada da rede distorça devido ao surgimento de picos de corrente de diferentes amplitudes e de distorções na corrente de referência. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada é apresentado na figura 4.25.

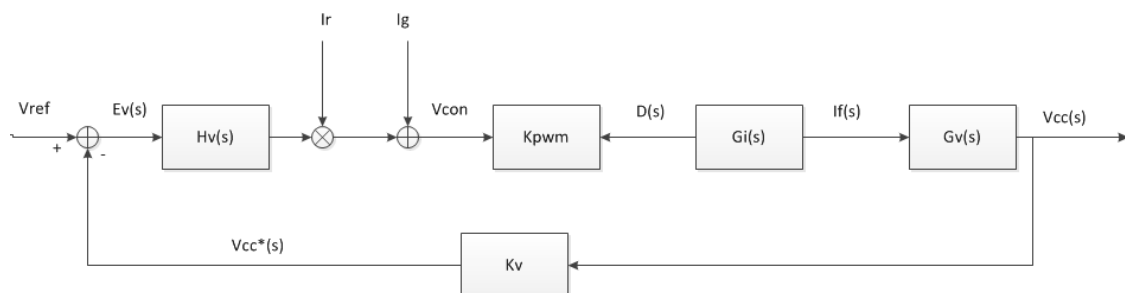


Figura 4.233 – Diagrama de Blocos da Malha de Tensão do FAPP.

- $H_v(s)$: Compensador de tensão;
- K_{PWM} : Modulador;
- $G_i(s)$: Malha aberta de corrente do sistema, representado pela equação 4.23;
- $G_v(s)$: Planta de tensão por corrente do conversor;
- K_v : Ganho do sensor de tensão;
- I_r : Corrente senoidal de referência da rede;
- I_g : Componente harmônica a ser gerada;
- V_{ref} : Tensão de referência da malha de tensão.

$$G_i(s) = \frac{I_f(s)}{D(s)} = \frac{V_{CC}}{s \cdot L_f} \quad (4.23)$$

A malha de corrente do sistema é muito mais rápida do que a malha de tensão e, por isso, não influencia na dinâmica da malha de tensão do filtro, podendo ser retirada da análise do compensador de tensão. Desta forma, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão do FAPP é dada por:

$$FTLA_v = K_v \cdot G_v \cdot H_v \quad (4.24)$$

O compensador de tensão utilizado é do tipo avanço-atraso de fase, conforme visto na seção 3.3.3 e é representado pelo circuito da figura 3.5. Para o projeto do compensador, deve-se ter um compromisso entre velocidade, para garantir o desacoplamento com a malha de corrente, devendo ser lenta o suficiente para não interferir na dinâmica da mesma.

A Função transferência do compensador é dada por:

$$H_v(s) = \frac{V_o}{E_v} = \frac{1 + sR_2C_1}{s^2R_1R_2C_1C_2 + sR_1(C_1 + C_2)} \quad (4.25)$$

A FT do compensador pode ser escrita da seguinte maneira:

$$H_v(s) = K_{Hv} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{s + W_{zv}}{s + W_{pv}} \quad (4.26)$$

A frequência de cruzamento da $FTLA_v$ deve ser definida para garantir o desacoplamento com a malha de corrente. Como o controlador de tensão deve ser suficientemente lento para não distorcer a forma de onda da corrente de referência, a frequência de cruzamento foi posicionada em torno de 3 Hz.

$$F_{cr} \approx 3Hz$$

O zero deve ser posicionado abaixo da frequência de cruzamento, de modo que o módulo da $FTLA_v$ passe por 0dB com inclinação de aproximadamente 20dB/década, possuindo uma maior margem de fase. Desta forma, o zero é posicionado uma década abaixo da frequência de cruzamento. A figura 4.24 mostra o diagrama de Bode de $H_v(s)$.

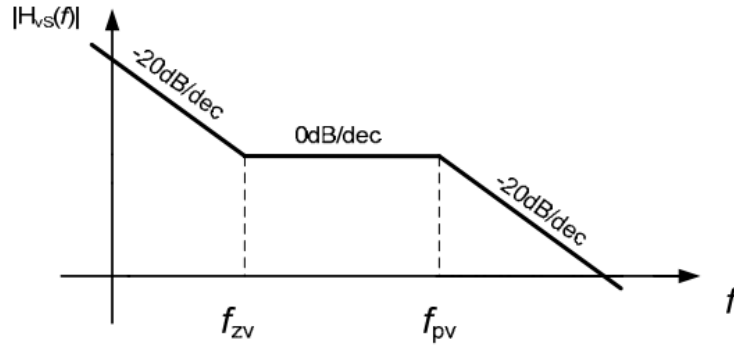


Figura 4.24 - Diagrama assintótico de $H_v(s)$.

$$F_z \approx 0.3\text{Hz}$$

O polo é posicionado duas décadas acima da frequência de cruzamento, garantindo uma resposta em frequência bem lenta.

$$F_p \approx 100\text{Hz}$$

O ganho K_{hv} , da equação 4.26, deve ser isolado para que seja obtido através deste o ganho necessário para a frequência de cruzamento desejada. A função transferência sem o ganho K_{hv} é dada pela equação 4.27.

$$H_{v2} = \frac{s + \frac{1}{C_1 R_2}}{s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} \right)} \quad (4.27)$$

O ganho K_{Hv} pode ser considerado um parâmetro livre para que se possa obter a frequência de cruzamento desejada para a $FTLA_v$. Na frequência de cruzamento, o módulo da $FTLA_v$ é igual a 1 (0dB). Desse modo, o ganho K_{hv} pode ser quantificado de acordo com as equações 4.28 e 4.29.

$$|FTLA_v| = K_{hv} |K_v \cdot G_v(f_{cr}) \cdot H_{v2}(f_{cr})| = 1 \quad (4.28)$$

$$K_{hv} = \frac{1}{|K_v \cdot G_v(f_{cr}) \cdot H_{v2}(f_{cr})|} \quad (4.29)$$

$$K_{hv} = 1200$$

Para ilustrar as frequências do zero, pólo e de cruzamento da função transferência de laço aberto de tensão, foram traçados os diagramas de Bode de módulo das funções de transferência $G_v(s)$, $H_v(s)$ e $FTLA_v(s)$, como mostra a figura 4.25.

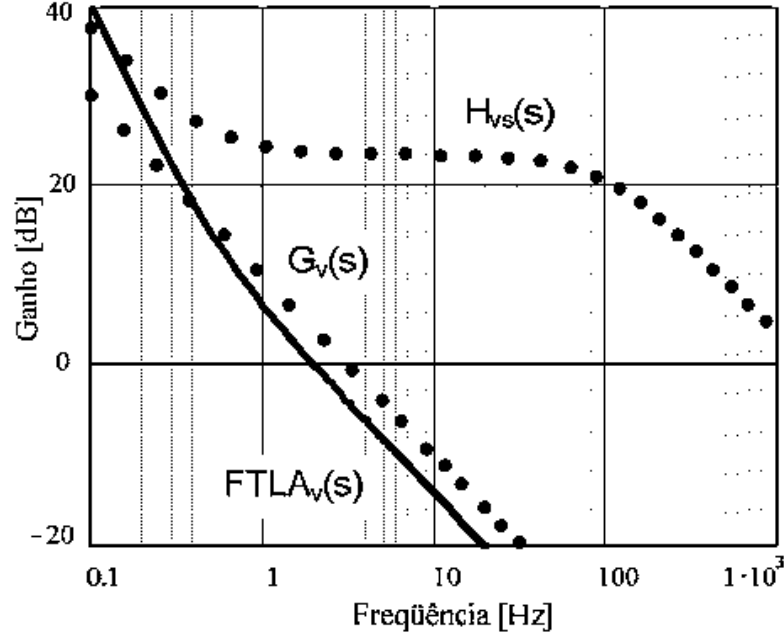


Figura 4.25 - Diagrama de bode para a malha de tensão.

Desse modo, é possível obter os parâmetros elétricos do controlador a partir dos parâmetros obtidos. Atribuindo-se um valor para R_2 , é possível calcular o valor de C_2 para que seja obtida a frequência de cruzamento desejada:

$$R_2 = 33k\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{R_2 \cdot K_{hv}} = 25,25nF \cong 22nF \quad (4.30)$$

$$C_1 = C_2 \left(\frac{F_p}{F_v} - 1 \right) = 2,178\mu F \cong 2\mu F \quad (4.31)$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot C_1} = 265k\Omega \cong 220k\Omega \quad (4.32)$$

4.6.2 Simulação da Malha de Tensão do Filtro

A partir dos parâmetros calculados na seção 4.7.1, foi realizada a simulação do FAPP operando em malha fechada, com o intuito de observar o comportamento da tensão no barramento CC do filtro. O circuito utilizado para a Simulação do filtro é apresentado na figura 4.26. A figura

4.27 apresenta a tensão no barramento CC do filtro, através da qual pode-se observar que essa tensão mantém-se de constante e de acordo com a tensão de referência da malha de tensão.

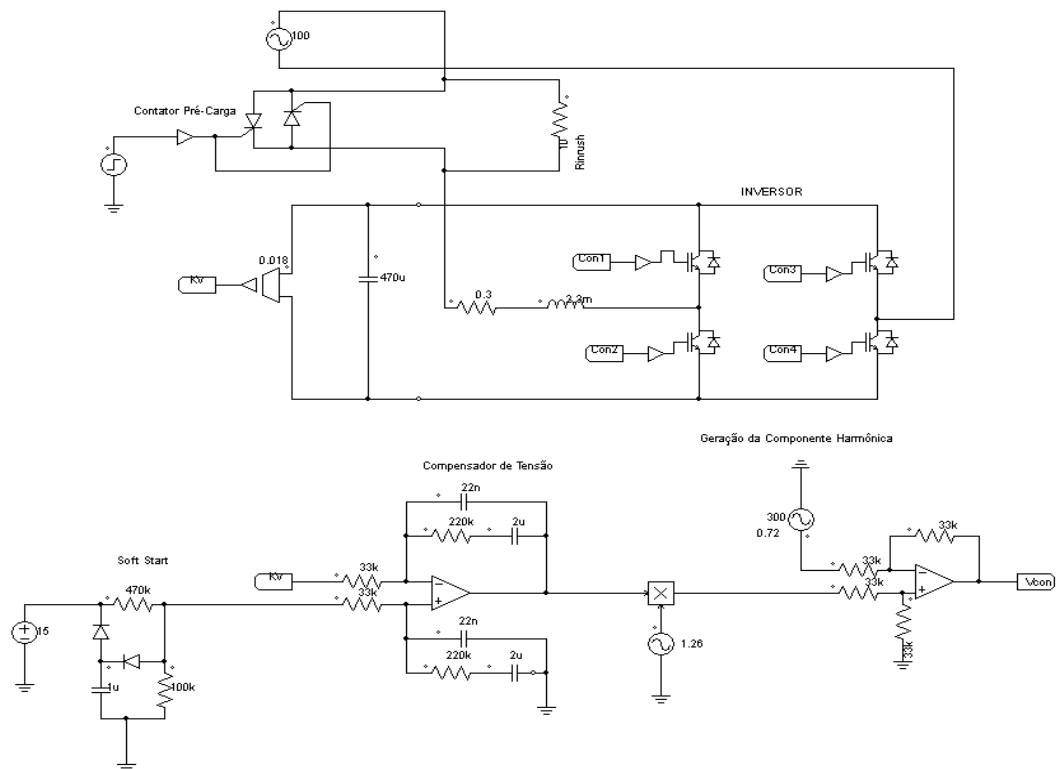


Figura 4.26 - Malha de Tensão do FAPP.

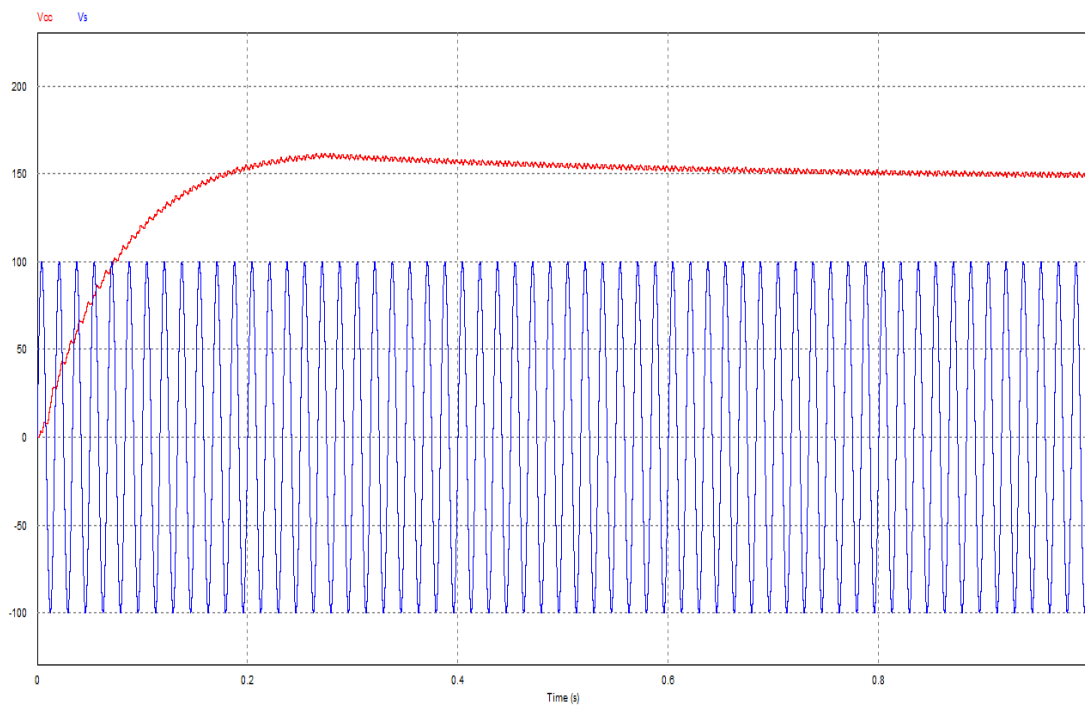


Figura 4.27- Tensão no barramento CC do filtro com controlador.

5. Protótipo Físico do FAPP

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o protótipo físico do filtro ativo de potência montado em bancada, composto pelo conversor de potência, os circuitos de controle e acionamento do filtro, além dos circuitos auxiliares utilizados. Serão apresentados os resultados obtidos experimentalmente, comparando-os com os resultados teóricos e de simulação. Serão expostas, também, as dificuldades para implementação do protótipo em bancada bem como suas limitações.

Os circuitos utilizados na montagem do protótipo podem ser divididos em três grupos: Circuito de Potência, circuito de acionamento (microcontrolador) e circuitos auxiliares. Cada um destes circuitos será abordado neste capítulo, apresentando seus componentes e detalhando o seu funcionamento.

O fator limitante de desempenho e implementação do filtro ativo completo está no microcontrolador utilizado neste projeto, devido à sua reduzida capacidade de armazenamento de dados, que impossibilita a geração de um número maior de componentes harmônicas. Outra importante e significativa limitação para o protótipo montado em bancada é o fato de não ser possível a utilização de um sistema em malha fechada para controlar a tensão no barramento CC do filtro, devido a limitação do microcontrolador que não possui capacidade para manipular dados de forma satisfatória e nem armazenar dados suficientes para possibilitar uma realimentação e implementação de um controlador, mesmo que de forma analógica. Esta limitação será mais bem detalhada ao final deste capítulo, quando for abordado o assunto relacionado ao papel do microcontrolador no desenvolvimento do projeto. Como será visto adiante, o microcontrolador será o responsável por liberar em suas saídas digitais os pulsos para acionamento do Filtro. Desta maneira, o filtro será operado em malha aberta de acordo com a técnica de acionamento vista na seção 4.4 do capítulo anterior, a qual garante a geração dos harmônicos de corrente mantendo a tensão no barramento CC do filtro mesmo sem a utilização de um controlador.

5.2 O Circuito de Potência

5.2.1 Ponte inversora e banco de capacitores

Para a montagem do protótipo físico do filtro ativo foi utilizado um módulo inversor de potência existente no LACEP, constituído por uma ponte inversora trifásica da SEMIKRON, módulos de acionamento de Gate, também da SEMIKRON e um banco de capacitores para alimentação do barramento CC da ponte inversora. A figura 5.1 mostra o circuito de potência mencionado, os cabos vermelhos estão conectados às três saídas dos braços da ponte inversora, enquanto o cabo branco contém os sinais PWM para acionamento da ponte.

O banco de capacitores é constituído por doze capacitores em paralelo, cada um com capacitância de $680\mu\text{F}$, o que representa uma capacitância equivalente de aproximadamente 8mF no barramento CC da ponte inversora. Os capacitores suportam até 400V , sendo este o limite para a tensão no barramento CC do filtro. A ponte foi projetada para suportar uma corrente de até 60A com o dissipador visto na figura 5.1.

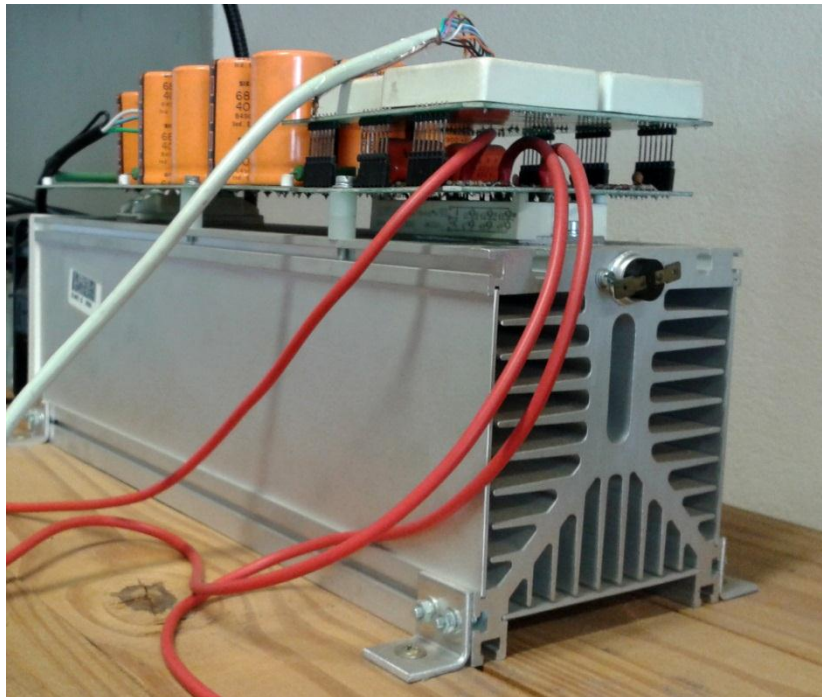


Figura 5.1 - Ponte Inversora.

Para utilizar a ponte inversora da figura 5.1 no filtro ativo, torna-se necessário anular um dos braços da ponte, visto que para um filtro ativo monofásico são utilizados apenas dois braços, como mostra o circuito da figura 1.2. Desta forma, os sinais de chaveamento para comandar o filtro são enviados ao primeiro e segundo braço da ponte, enquanto que ao terceiro braço da ponte é enviado um sinal de 0 V , fazendo com que os IGBT's fiquem permanentemente abertos e não atuem no modo chaveado.

O valor da capacitância equivalente do banco de capacitores utilizados na ponte inversora diverge daquele utilizado no estudo e simulações da sessão 4 deste trabalho, pois este estudo foi realizado antes de se decidir qual seria o circuito de potência a ser utilizado na montagem do protótipo. O módulo utilizado (figura 5.1) já possui o banco de capacitores acoplado.

5.2.2 Fonte de tensão monofásica

Como os capacitores utilizados suportam uma tensão máxima de 400 V , foi utilizado um VARIAC Monofásico Regulador de Tensão conectado à rede (220 V) para abaixar a tensão da fonte para um nível que não comprometa o banco de capacitores, evitando explosões e mau

funcionamento do circuito, visto que a tensão no barramento CC do filtro será ainda superior ao valor de pico da tensão da fonte durante a operação do FAPP. O VARIAC utilizado é do tipo autotransformador, não possuindo característica de desacoplamento entre seus terminais de entrada (rede) e saída, visto que é formado por uma única bobina em um núcleo de ferro. Este fato deve ser levado em consideração durante a montagem do protótipo, para não misturar os diferentes pontos de terra do circuito completo, podendo-se isolar o circuito de potência dos circuitos de controle (baixa potência). A máxima corrente que o VARIAC consegue fornecer sem danificar seu enrolamento é de 6 A. Para garantir a integridade do equipamento, é utilizado um fusível de 5 A. A figura 5.2 mostra o VARIAC utilizado.

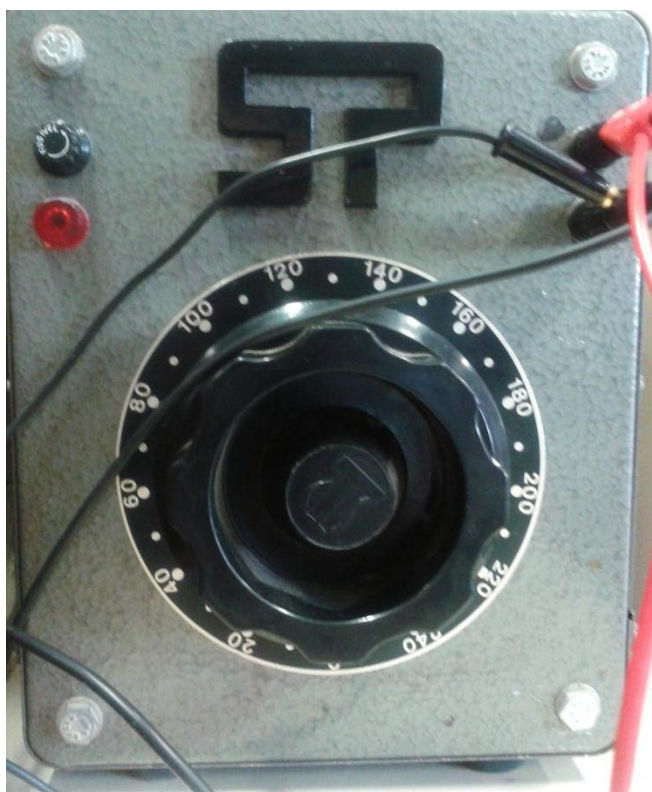


Figura 5.2 - VARIAC Monofásico Regulador de Tensão.

5.2.3 Indutor do barramento CA do filtro

O indutor utilizado possui núcleo toroidal de ferrite, que provê uma elevada indutância à bobina, e seu enrolamento possui fios grossos para diminuir as perdas ôhmicas no enrolamento, garantindo uma baixa resistência, o que a torna propícia para o uso em um filtro ativo visto que, de acordo com o estudo realizado na sessão 2, a resistência do enrolamento da bobina possui forte influencia nas condições de carga do capacitor do barramento CC do filtro.

Utilizando-se uma ponte de medição RLC, foi possível medir o valor da indutância dessa bobina e sua resistência em série, equivalente à resistência própria do seu enrolamento. Os valores medidos foram: $L_f = 2,3 \text{ mH}$ e $R_L = 0,3\Omega$. Observa-se que estes são os mesmos valores utilizados

durante os estudos e simulações da sessão 4 (ao contrário do que ocorreu com o valor da capacitância do filtro). O indutor utilizado pode ser visto na figura 5.3.



Figura 5.3 - Indutor do barramento CA do filtro.

5.2.4 Resistor de pré-carga

Como visto na sessão 4.5, faz-se necessário ao projeto do Filtro Ativo um circuito de pré-carga do banco de capacitores para limitar a corrente de partida do Filtro, visto que durante a inicialização do filtro o capacitor encontra-se descarregado e atua como um curto-circuito, fazendo com que seja criada uma corrente muito elevada até que os capacitores sejam carregados à tensão desejada. Desta forma, será utilizado um resistor de pré-carga do banco de capacitores que deve atuar apenas durante a inicialização da estrutura. O resistor é ligado em série com o indutor de saída do barramento CA do filtro e deve ser curto-circuitado quando a tensão no capacitor atingir o valor desejado.

A estrutura é inicializada sem os pulsos de comando do filtro e, nesse momento é gerada inicialmente uma corrente, limitada pelo resistor ligado à estrutura, que irá carregar o capacitor conforme o estudo realizado na sessão 2. Quando a tensão no capacitor atingir a estabilidade, a corrente será nula e é nesse momento em que o resistor deve ser curto-circuitado. Só então os pulsos de acionamento do filtro devem ser liberados, com o capacitor já carregado, e o filtro irá operar normalmente.

O resistor utilizado pode ser visto na figura 5.4. Trata-se de um módulo com um conjunto de resistores de potência com uma resistência equivalente de 11,1 Ohms.

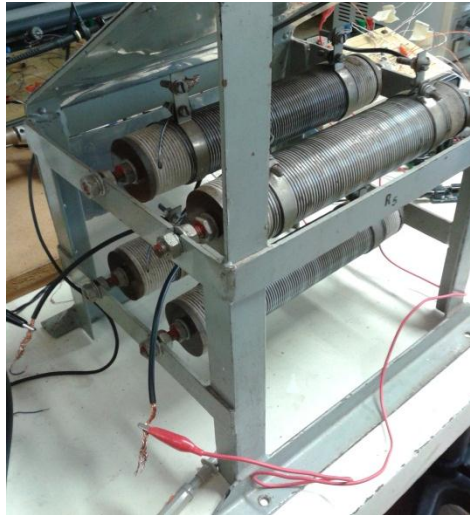


Figura 5.4 - Resistor de pré-carga utilizado para limitar a corrente de inicialização da estrutura.

5.3 Acionamento com microcontrolador

5.3.1 Funções do microcontrolador para o acionamento do filtro ativo

A função principal do microcontrolador, neste trabalho, é gerar os sinais PWM para o acionamento do filtro ativo. Os sinais de chaveamento para as quatro chaves de potência são coletados diretamente das saídas digitais da placa McData. A geração destes sinais é realizada de forma digital, evitando a utilização de circuitos analógicos de modulação, muito suscetíveis a oscilações.

A placa de desenvolvimento possui quatro botões que podem ser utilizados para diversas funções durante a rotina de execução do microcontrolador [11-12]. Neste projeto, o botão um foi reservado para a liberação dos pulsos de comando das chaves de potência de filtro. Já o botão dois é utilizado para inibição dos pulsos de comando, interrompendo a operação do filtro.

Às entradas digitais da placa são ligados os circuitos de proteção contra sobre tensão no barramento CC do filtro e de sincronização com a frequência da rede. Quando o micro recebe um sinal do circuito de proteção, deve inibir os pulsos de comando das chaves, interrompendo imediatamente a operação do filtro. Quando o botão de acionamento do filtro é ativado (botão um), o micro espera o sinal de sincronização, do circuito de detecção de passagem por zero da rede, para liberar os pulsos de acionamento e fazer com que o filtro entre em operação em sincronismo com a rede. Os dois circuitos, de proteção e sincronismo, serão mais bem detalhados adiante (seção 5.4).

A figura 5.5 mostra a placa McData em funcionamento, com os fios que conectam as entradas e saídas digitais do micro aos circuitos auxiliares.

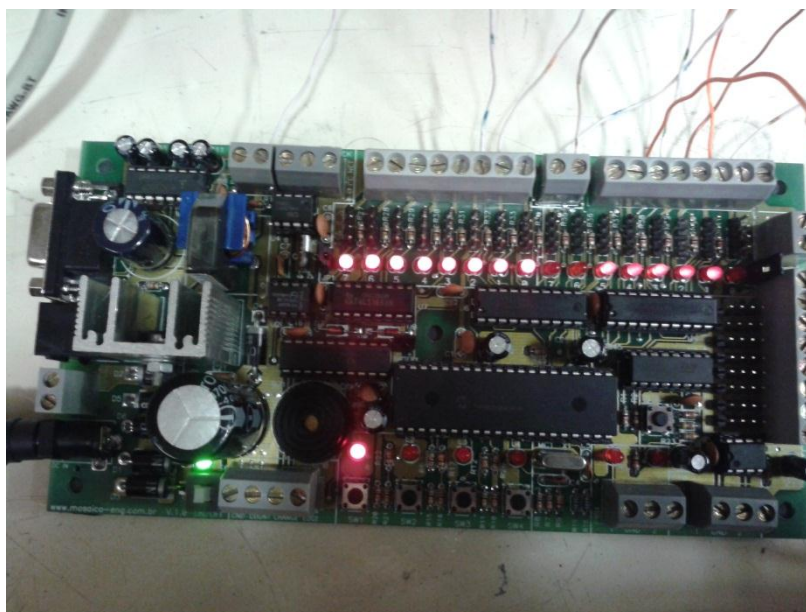


Figura 5.5 - Microcontrolador em operação.

5.3.2 Limitações de projeto devido ao microcontrolador utilizado

Algumas limitações de projeto foram impostas devido ao modelo de microcontrolador utilizado durante o desenvolvimento do projeto. O maior problema encontrado está na capacidade de armazenamento de dados do PIC18f452 [11], estando muito abaixo do necessário para garantir um bom funcionamento do filtro.

A idéia inicial seria utilizar o microcontrolador apenas para gerar o sinal de referência harmônica em sua saída analógica de forma que este sinal seja somado a um sinal de amostra da rede e vá para um circuito modulador, analógico, para gerar os sinais de comando do filtro. Com esta opção, seria possível utilizar um controle em malha fechada para a tensão do barramento CC do filtro, segundo a estratégia de controle apresentada na seção 3.3 e ilustrada através da figura 3.4. Neste caso, o circuito modulador (geração da onda portadora e circuito comparador) seria implementado analogicamente, assim como a malha de controle do filtro.

Porém, ao tentar implementar esta solução, o microcontrolador se mostrou incapaz de gerar um sinal de referência de qualidade, possuindo uma resolução muito precária. Isto se deve ao fato de que, para gerar um sinal senoidal na saída analógica do micro, foi utilizada uma tabela de valores que representam um período da harmônica a ser gerada e, devido a baixa capacidade de armazenamento do micro, foi possível armazenar um número muito pequeno de pontos por ciclos, comprometendo fortemente a resolução do sinal a ser gerado.

Ao testar este método em bancada, mesmo em malha aberta, foi verificado que o filtro tornou-se incapaz de processar as harmônicas exigidas, pois o sinal de modulação por largura de pulso, das chaves de potência, não possuía característica alguma das harmônicas que se desejava

criar. A partir desse primeiro resultado, foi constatado que seria impossível utilizar esta estratégia para acionamento do filtro utilizando o microcontrolador disponibilizado para o projeto.

Outra opção seria utilizar a mesma estratégia de acionamento do filtro, porém no lugar de se utilizar uma tabela para armazenar os pontos do sinal de referência harmônica, seria realizado o cálculo do sinal ponto a ponto de acordo com a equação 5.1, que representa a somatória dos harmônicos a serem gerados. Esta alternativa também não se mostrou eficaz visto que o tempo de processamento para se realizar o cálculo de uma função seno utilizando o micro é quase dez vezes maior do que o período de amostragem utilizado, fazendo com que o sinal gerado perca toda sua característica.

$$V_{refH} = \sum_{n=1}^M A_n \sin(n\omega(t + T_0)) \quad (5.1)$$

Como o ponto crítico do projeto encontra-se na capacidade de armazenamento de dados do microcontrolador, a saída encontrada foi a de se gerar nas saídas digitais do micro diretamente os sinais de comando das chaves de potência do filtro. Foi armazenada no micro apenas uma tabela com os valores do PWM senoidal para acionar o filtro, contendo apenas valores binários (representando 0 ou 5V na saída digital). Deste modo, por se tratar de valores binários, foi possível fazer uma lógica de codificação dos dados da tabela, de forma que em cada posição da tabela fossem armazenados três valores distintos e, ao ler o valor de cada posição, é realizada uma decodificação para separar os três valores distintos e enviar um de cada vez à saída digital do micro. Este artifício permitiu aumentar em 3 vezes a resolução do sinal PWM obtido na saída digital da placa, fazendo com que o sinal modulado carregue as características da harmônica desejada.

Esta foi a opção escolhida para dar continuidade ao trabalho sem que fosse necessário migrar para um DSP (Digital Signal Processor), que é o recomendado para este tipo de aplicação, porém esta migração foge ao escopo deste trabalho que não possui foco na aplicação de microcontroladores para acionamento de filtros, e sim no estudo das condições de carga do capacitor do barramento CC do filtro ativo.

A grande limitação para utilização desta técnica para acionamento do filtro é a de que se torna impossível realizar um controle em malha fechada da tensão no barramento CC do filtro, visto que o controlador deveria agir sobre a amplitude do sinal de amostra da rede, sendo então somado ao sinal de referência harmônica. Neste caso, não há acesso ao sinal de referência harmônica e amostra da rede, já que no microcontrolador estão armazenados diretamente os pulsos de comando das chaves de potência do filtro. Os dados que são armazenados no micro referem-se a um número limitado de harmônicos pré-determinados e não podem ser modificados durante a operação do filtro.

5.3.3 Geração dos pulsos para o chaveamento das chaves de potência

Após definir a estratégia de acionamento do filtro, basta definir um método para obter os pulsos de comando das chaves de potência do filtro necessários para acionar o filtro, gerar a componente harmônica desejada e manter a tensão no barramento CC constante e acima do valor de pico da rede.

Para obter os pulsos, foi elaborado um esquemático no Simulink do Matlab para simular a geração dos pulsos através da comparação de um sinal de referência, que deve conter a componente harmônica a ser gerada e a amostra da rede, com uma onda triangular, fazendo o papel de circuito modulador para gerar os pulsos de comando das chaves. O período de amostragem foi definido para $50\mu\text{s}$, de forma que a resolução seja de 333 pontos por ciclo, considerando-se um ciclo de senóide de 60Hz ($T = 16,67\text{ms}$). O Simulink possui um bloco capaz de enviar ao *Workspace* todos os pontos da simulação com um período de amostragem definido. Desta forma, foi necessário apenas rodar a simulação para um período da harmônica fundamental e colher os pontos referentes aos sinais de comando das chaves Q_1 e Q_3 , visto que $Q_2 = \overline{Q_1}$ e $Q_4 = \overline{Q_3}$. A figura 5.6 mostra o esquemático criado no Simulink para obtenção destes pulsos.

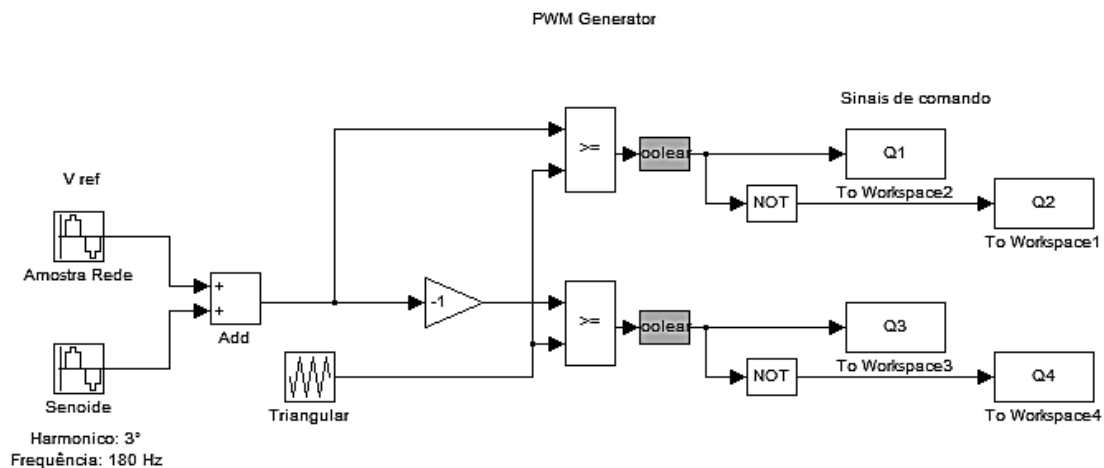


Figura 5.6 - Geração dos sinais de comando do filtro através do simulink.

Para a geração destes pulsos, deve-se utilizar o método de acionamento do filtro abordado na seção 4.4, no qual foi visto que para manter a tensão no barramento CC constante o sinal de referência para o circuito modulador deve obedecer à equação 5.2. Assim, deve-se ajustar as amplitudes do sinal de referência harmônica e de amostra da rede de acordo com os parâmetros do circuito utilizado:

- Valor da indutância de saída do filtro, L_f ;
- Componente harmônica a ser criada, n ;
- Amplitude da componente harmônica a ser criada, I_n ;
- Valor de pico dos sinais triangulares do circuito de modulação, V_{pm} ;

- Valor da tensão no barramento CC do filtro.

$$V_{ref} = \frac{V_S \sin(\omega t) + L_F \cdot \sum_{n=2}^M n \omega I_n \cos(n \omega t)}{V_{CC}} \times V_{pm} \quad (5.2)$$

5.3.4 Rotina de execução do microcontrolador

Para armazenar os 333 pontos, referentes a um ciclo da componente harmônica fundamental para cada uma das chaves Q_1 e Q_3 , foi utilizada uma técnica simples para armazenar três pontos em cada endereço de memória, formando um vetor de 111 posições, contendo os 333 pontos. Ao ler o valor da primeira posição, é realizada uma decodificação para separar os três valores existentes. Os sinais de Q_2 e Q_4 são obtidos a partir do complemento dos sinais Q_1 e Q_3 , respectivamente. O primeiro ponto da posição, para cada chave, é então enviado à saída digital do micro. Para enviar o segundo ponto, uma rotina de *delay* faz com que o microcontrolador espere $50\mu s$, o mesmo ocorre para enviar o terceiro ponto. Só então o micro irá mudar de posição e executar o processo novamente. Esta rotina se repete até que os 333 pontos sejam enviados às quatro saídas digitais do micro em que estão ligados os circuitos de acionamento do filtro, e então o micro volta a ler a primeira posição. Como o tempo entre o envio de cada ponto é de $50\mu s$, o processo de envio dos 333 pontos demora 16,6ms, que corresponde a um período da componente fundamental (60Hz).

A rotina de liberação dos pulsos de comando do filtro começa quando o botão um da placa é pressionado, porém os pulsos são liberados apenas no momento em que o micro recebe o sinal de sincronismo com a rede, garantindo que o filtro entre em operação em fase com a rede. Para certificar de que o filtro acompanhe as oscilações na frequência da rede, a cada ciclo de pulsos liberados é realizada uma checagem no sinal de sincronismo da rede, de forma que os pulsos sejam liberados somente após a detecção de passagem por zero da tensão da rede e o filtro esteja sempre em sincronismo com a mesma. O microcontrolador deve estar sempre checando o sinal de proteção do barramento CC do filtro para que os pulsos de comando sejam interrompidos imediatamente no caso de uma possível sobre-tensão, evitando a explosão dos capacitores.

A figura 5.7 mostra os sinais PWM senoidal gerados para comandar as chaves Q_1 e Q_2 nas saídas digitais do microcontrolador.

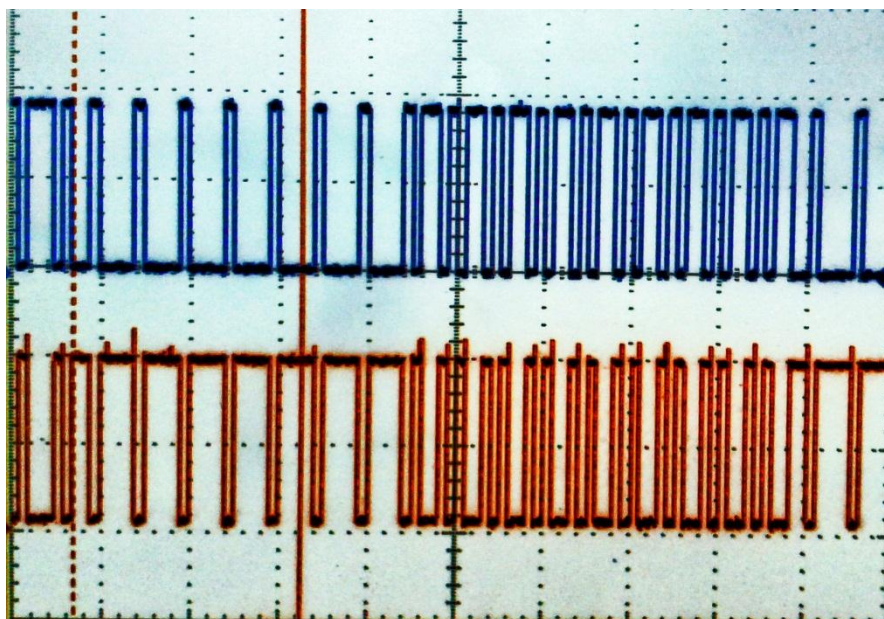


Figura 5.7 - Geração dos sinais de comando das chaves Q1 e Q2 nas saídas digitais do microcontrolador.

5.4 Circuitos Auxiliares

5.4.1 Sincronização com a frequência da rede (zero crossing)

O circuito de sincronização com a frequência da rede é composto por um módulo baseado no circuito integrado (CI) TCA785, da Siemens. Este CI constitui-se de um chip de 16 pinos, especializado em geração de pulsos de disparo de tiristores [13].

A figura 5.8 (retirada de [13]) mostra o esquema de ligação do subsistema do TCA785 na placa do módulo utilizado. Ao resistor de 470k Ω ligado no pino 5 do chip deve ser conectado o sinal de sincronismo, que é o sinal da rede obtido através de um transformador abaixador. O potenciômetro de controle do ângulo de disparo foi ajustado para 0°, para que o sinal de sincronismo seja enviado ao microcontrolador toda vez que a tensão da rede passar por zero, funcionando como um detector de passagem por zero (*zero crossing*). O sinal de sincronismo é coletado em S1 e ligado à uma das entradas digitais do microcontrolador para liberar os pulsos de comando no momento da passagem da tensão da rede por zero.

A figura 5.9 mostra o módulo do TCA785 existente no LACEP, conectado ao transformador abaixador de tensão para amostrar o sinal da rede. O mini-disjuntor visto ao lado, foi utilizado como chave para ligar o circuito e energizar o banco de capacitores, visto que está ligado em série com o VARIAC e o indutor do filtro. A chave é utilizada também para interromper a ligação do filtro à fonte e desenergizar o circuito.

Na figura 5.10 é possível verificar os pulsos de sincronismos gerados quando a tensão da rede passa por 0V em 0°.

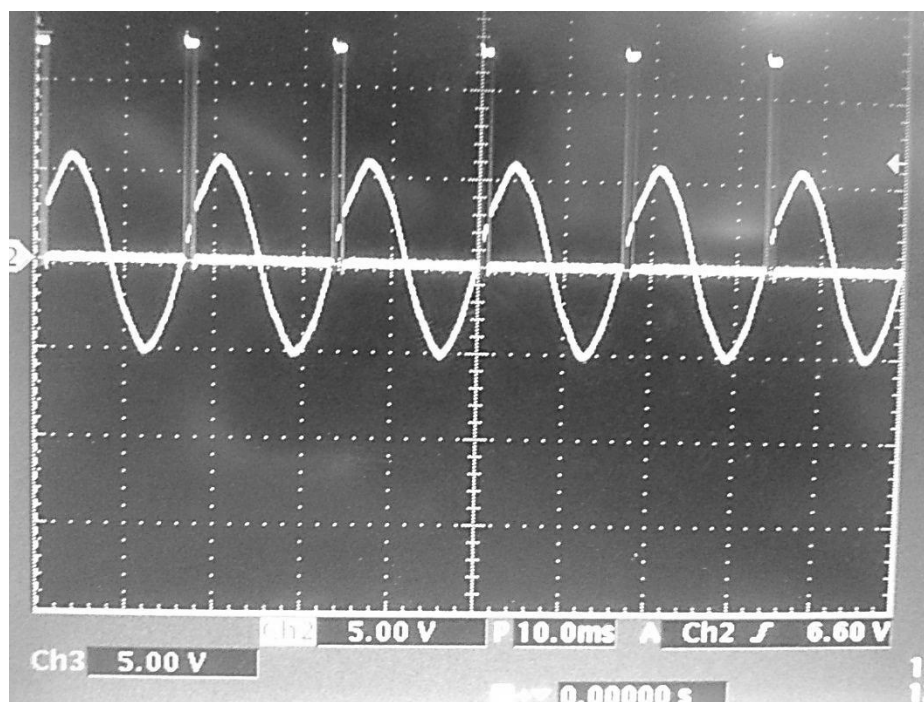


Figura 5.10 - Sinal de sincronização. Detecção de passagem por zero da tensão da rede.

5.4.2 Proteção contra sobre-tensão no barramento CC do filtro

Para limitar a tensão no barramento CC do filtro em um valor abaixo daquele suportável pelos capacitores do barramento, foi projetado um circuito de proteção que consiste basicamente em monitorar a tensão nos capacitores para que, caso ultrapasse um valor pré-estabelecido, seja enviado um sinal para que o microcontrolador interrompa imediatamente os pulsos de comando do filtro, não deixando com que o capacitor continue a ser carregado.

A máxima tensão suportável pelos capacitores do barramento CC do filtro é de 400V. Como a dinâmica do sistema é muito rápida, para se garantir que a ação de interromper os pulsos de comando do filtro seja tomada o mais rápido possível, foi estabelecido o limite de operação em 200V para o barramento CC do filtro.

O circuito de proteção projetado pode ser visto na figura 5.11, constituindo-se de um divisor resistivo para abaixar a tensão a um valor que possa ser comparado com uma tensão de referência, utilizando-se um circuito comparador simples, de forma que quando a tensão amostrada do barramento ultrapasse a tensão de referência seja obtido um sinal em nível alto, que será enviado ao micro para que sejam interrompidos os pulsos de comando do filtro. A saída do circuito comparador é conectada a um opto-acoplador (TIL111), responsável por isolar o circuito de grande potência do circuito de controle do filtro, protegendo o microcontrolador e ajustando o sinal para os limites suportados pelas portas de entrada digitais do micro (5V).

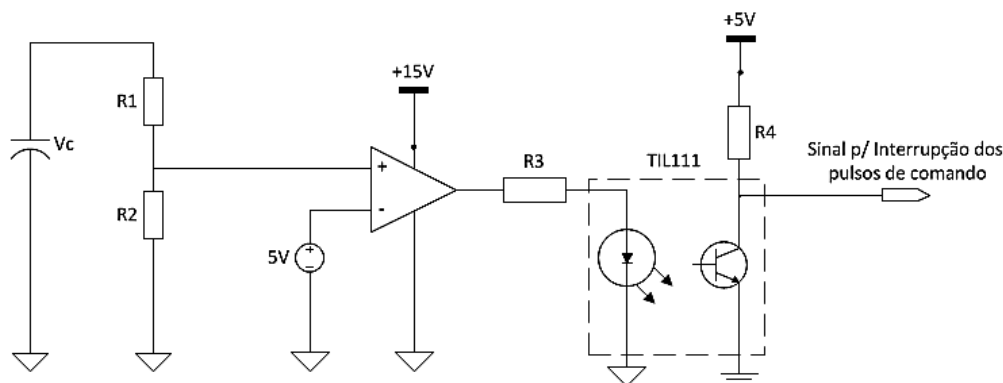


Figura 5.11 - Circuito de proteção contra sobre-tensão no barramento CC do filtro.

Os resistores R1 e R2 foram calculados de forma que seja obtido 5V no divisor quando a tensão no capacitor for 200V. Devem ser utilizados resistores de valor elevado para que a corrente no divisor seja pequena.

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_c \rightarrow 200 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 5 \rightarrow R_1 = 3,9M\Omega \text{ e } R_2 = 100k\Omega$$

R3 e R4 são calculados de forma a limitar a corrente de entrada e saída do circuito opto-acoplador, de acordo com os níveis suportáveis pelo CI. Foram utilizados $R_3=R_4=1k\Omega$. Para o circuito comparador foi utilizado o CI 741.

5.4.3 Alimentações e circuitos opto-acopladores

Todos os circuitos conectados às entradas e saídas digitais do microcontrolador passam por um estágio opto-acoplador, composto por um TIL111, para isolar o micro dos circuitos de potência mais elevada, protegendo a placa McData e todos os seus componentes.

Os sinais de saída das portas digitais do micro possuem nível alto em 5V, porém as chaves de potência do filtro são acionadas em 15V, fazendo com que seja necessária a utilização de um circuito condicionador. Cada saída digital utilizada foi conectada a um circuito opto-acoplador e em seguida a um circuito amplificador inversor, utilizando-se um BJT na configuração emissor comum.

Outro ponto importante levado em consideração durante a montagem do protótipo foi a alimentação de todos os circuitos. A alimentação dos circuitos opto-acopladores do lado do microcontrolador foi retirada da própria alimentação do micro (5V), enquanto o outro lado foi alimentado com 15V retirados da alimentação do protoboard, garantindo o isolamento entre eles. O VARIAC foi ligado em 220V (fase-fase), enquanto o protoboard foi alimentado com 127V (fase-neutro), para garantir que não ocorra ligação entre os pontos de terra dos barramentos CC e CA do filtro pelo neutro, visto que o barramento CC é conectado ao circuito de proteção,

alimentado pelos 15V do protoboard. Nenhuma das alimentações possui conector de terra, para evitar interligação entre todas as alimentações pelo ponto de terra, incluindo a alimentação do osciloscópio.

6. Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Serão apresentados nesta seção os resultados experimentais obtidos através dos testes realizados com o protótipo montado em bancada. Será analisado o comportamento do filtro durante o acionamento e em operação normal, comparando-se com os resultados obtidos através de simulação. Por fim será realizada uma análise dos resultados obtidos visando à validação do estudo desenvolvido.

6.2 Acionamento do filtro montado em bancada

Para que o filtro entre em operação de modo a gerar as harmônicas desejadas, mantendo a tensão no barramento CC constante e acima do valor de pico da rede, deve ser seguido um procedimento de acionamento, que ocorre em três etapas distintas.

A primeira etapa consiste em conectar o filtro à rede de alimentação energizando o banco de capacitores. Até este momento as chaves de potência do filtro não estão comutando, pois ainda não foram liberados os pulsos de comando. Foi utilizado um mini disjuntor como chave liga/desliga. Esta primeira etapa é realizada com o resistor de pré-carga conectado em série ao filtro, limitando a corrente de partida e fazendo com que os capacitores sejam carregados até atingir o valor de pico da rede de alimentação, conforme o gráfico da figura 2.3, visto que o valor do fator de carga do circuito fica muito elevado com a utilização do resistor em série.

$$a = \frac{R}{2L} = \frac{10}{2 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3}} \cong 2100 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

Após os capacitores serem carregados, a corrente que flui pelo filtro é zerada e é neste momento em que deve ocorrer o curto-circuito entre os terminais do resistor, evitando efeitos transitórios indesejados de corrente devido à mudança de carga no barramento CA do filtro. Com os capacitores carregados e com o resistor fora do circuito, o filtro encontra-se preparado para receber os pulsos de comando e entrar em operação normalmente, sendo capaz de gerar a componente harmônica de corrente desejada.

Para os testes realizados, foi ajustada no VARIAC a tensão de alimentação da rede para 35V de pico, para assegurar que não haja sobre tensão no barramento CC do filtro ou sobre corrente no barramento CA, garantindo a integridade de todos os componentes do filtro. Para trabalhar com tensões mais elevadas, seria necessária a utilização de um VARIAC com maior capacidade de corrente.

A tensão de operação do barramento CC do filtro deve ser escolhida de acordo com o projeto, visando atingir às condições necessárias para conseguir gerar a potência reativa requerida pela carga conectada à rede. Neste trabalho não é considerada carga alguma conectada à rede, e devido a isso, a escolha da tensão do barramento CC é feita de forma arbitrária, já que o objetivo

do estudo é controlar a tensão mantendo-a em um valor desejado. A opção escolhida foi a de manter a tensão no barramento CC aproximadamente 1,4 vezes maior do que o valor de pico da rede. Para isso, segundo o estudo realizado na seção 4.4.2, o valor da tensão de amostra da rede (harmônica fundamental) deve seguir a equação 6.1. A tensão no barramento CC deve ficar em torno de 50V ($V_{cc} = 1,4 \times 35V$).

$$V_{1h}(t) = \frac{V_S \sin(\omega t)}{V_{CC}} \cdot V_{pm} \cong 3,7 \sin(\omega t) \quad (6.1)$$

Devido às limitações do microprocessador utilizado, foi escolhida apenas a componente de terceiro harmônico para ser gerada no barramento CA do filtro, com uma amplitude de 2A. Para isso, o valor da tensão de referência para gerar o terceiro harmônico com a amplitude desejada é calculada segundo a equação 6.2, como visto na seção 4.4.

$$V_{nh} = \frac{L_F \cdot n\omega I_n \cos(n\omega t)}{V_{CC}} \cdot V_{pm} \cong 0,5 \cos(3\omega t) \quad (6.2)$$

Desta forma, a razão cíclica de comutação das chaves de potência do filtro para gerar a corrente desejada mantendo a tensão no barramento CC do filtro constante e acima do valor de pico da rede, deve seguir a equação 6.3.

$$D(t) = \frac{V_S \sin(\omega t) + L_F \cdot \sum_{n=2}^M n\omega I_n \cos(n\omega t)}{V_{CC}} \cdot V_{pm} = 3,7 \sin(\omega t) + 0,5 \cos(3\omega t) \quad (6.3)$$

É considerada uma tensão inicial dos capacitores antes de ligar a estrutura em aproximadamente 20V, que representa a tensão remanescente no barramento CC.

6.3 Resultados de simulação

Para validar o modelo teórico desenvolvido e verificar o comportamento do sistema antes de implementá-lo em bancada, foram realizadas simulações considerando os elementos e circuitos utilizados no protótipo físico.

O esquemático do circuito simulado é apresentado na figura 6.1. A simulação também foi realizada considerando-se as três etapas de acionamento do filtro. Na figura 6.2 podem ser vistas as curvas de tensão no barramento CC, tensão de rede e corrente gerada no filtro, no momento da inicialização da estrutura, quando as chaves não estão comutando e o resistor ainda está ligado em série com o filtro. Observa-se a rede injeta corrente no filtro para carregar os capacitores até que a tensão atinja o valor de pico da rede, quando a corrente se anula.

Na figura 6.3 podem ser vistos os momentos em que são liberados os pulsos de comando do filtro, com os capacitores já previamente carregados. Neste momento a tensão no barramento

sobe até o valor estipulado em projeto e só então o resistor é retirado do circuito. A corrente de saída do filtro atinge o valor estipulado em projeto e a tensão no barramento mantém-se praticamente constante e em torno do valor desejado.

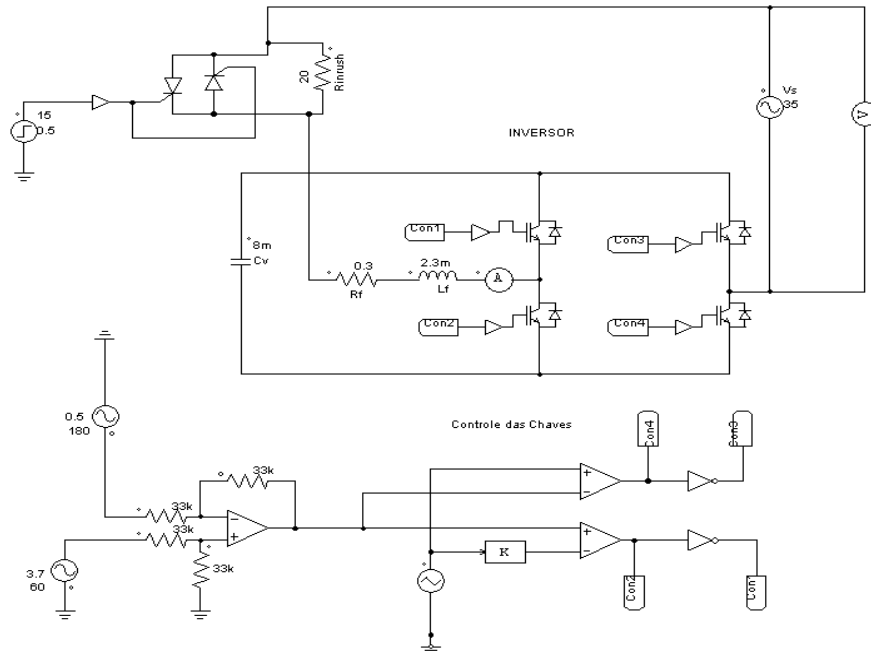


Figura 6.1 - Simulação do circuito montado em bancada.

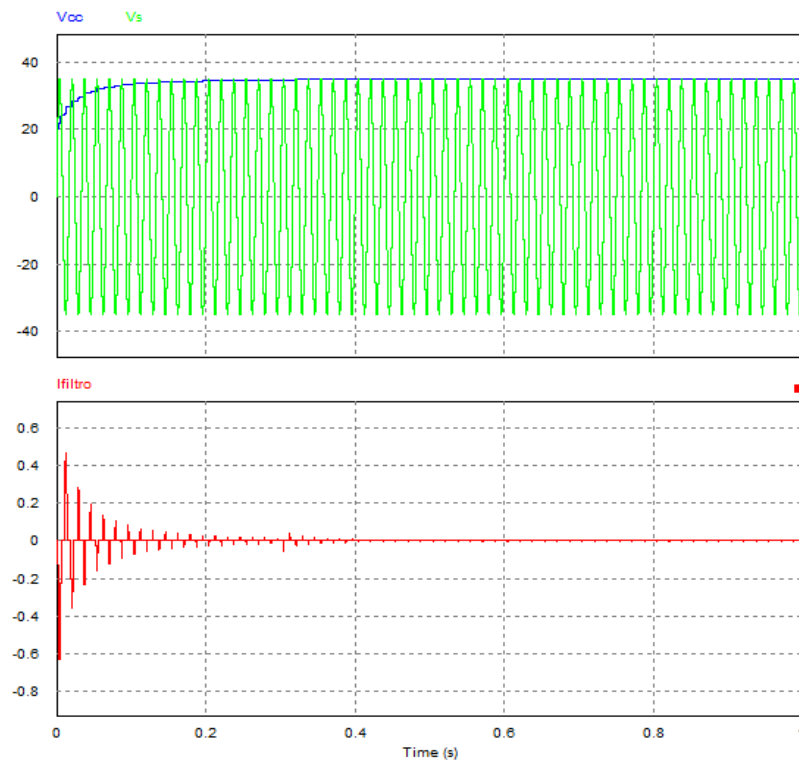


Figura 6.2 –Tensão e corrente no filtro durante inicialização da estrutura.

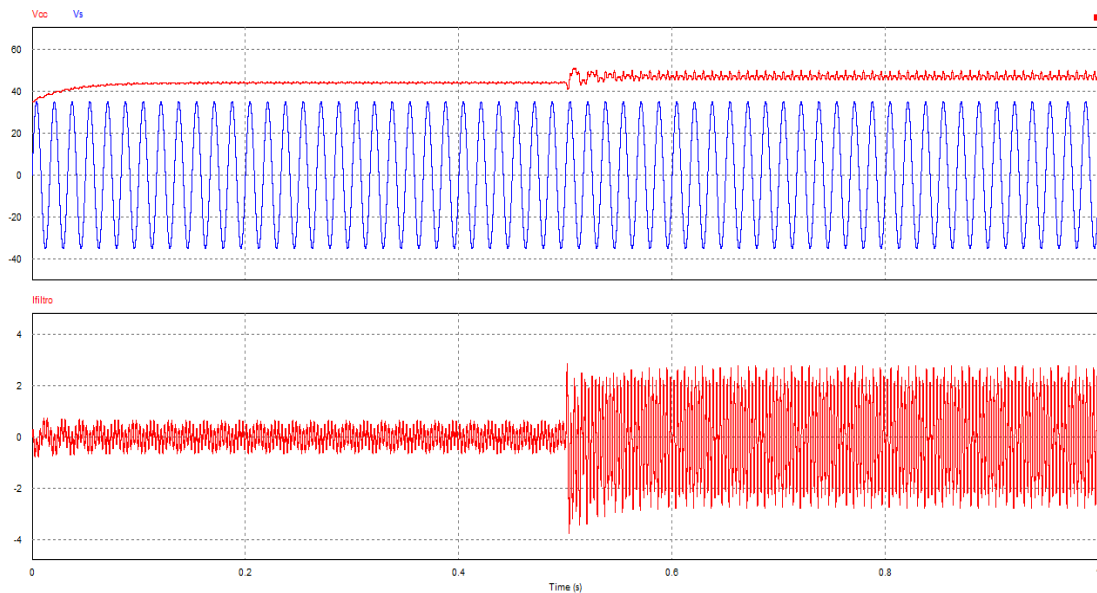


Figura 6.3 - Simulação do momento da liberação dos pulsos de comando do filtro e retirada do resistor do circuito.

6.4 Resultados obtidos em bancada

Para comprovação prática de toda a teoria apresentada nas seções anteriores, foi implementado um protótipo físico do filtro ativo conforme descrito na seção 5, cujos resultados serão apresentados e analisados na sequência.

As aquisições das principais formas de onda foram feitas com o osciloscópio digital da Tektronix TDS3034B, mostrado na figura 6.4. Ao canal 1 do osciloscópio é conectada uma ponta de prova de medição de corrente, apresentada na figura 6.5, com o objetivo de medir diretamente a corrente no barramento CA do filtro. Ao canal 2 é conectada uma ponta de prova de medição de tensão. Com este osciloscópio é possível realizar operações matemáticas com os dados obtidos experimentalmente, como por exemplo, obter o espectro de Fourier de um sinal utilizando a FFT (Fast Fourier Transform).

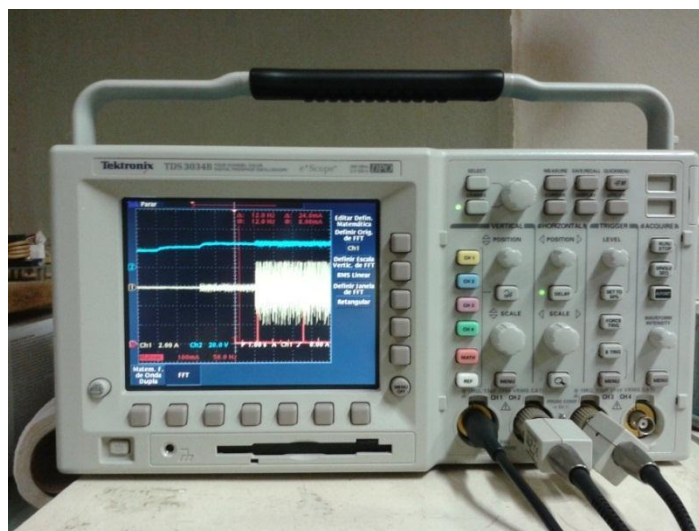


Figura 6.4 - Osciloscópio utilizado para aquisição dos dados experimentais.



Figura 6.5 - Ponta de prova para medição de corrente através do Osciloscópio.

O micro controlador foi programado para gerar a componente de terceiro harmônico, liberando os pulsos de comando das chaves de potência do filtro conforme a equação 6.3. Com o canal 1 do osciloscópio monitorando a corrente no barramento CA e o canal 2 monitorando a tensão no barramento CC, foi realizado o acionamento do filtro conforme as três etapas descritas anteriormente.

A figura 6.4 mostra o momento em que o filtro é ligado à rede e é gerada uma corrente (curva azul) para carregar os capacitores do barramento CC até o valor de pico da tensão da rede (aproximadamente 35V), com o resistor para limitar a corrente de partida conectado ao circuito. Quando a corrente é zerada, é enviado ao micro controlador um comando para liberar os pulsos de acionamento do filtro, fazendo com que seja gerada uma pequena corrente no barramento CA (visto que o resistor ainda está conectado ao circuito, limitando essa corrente), e a tensão nos capacitores sobe ultrapassando o valor de pico da rede (curva em vermelho).

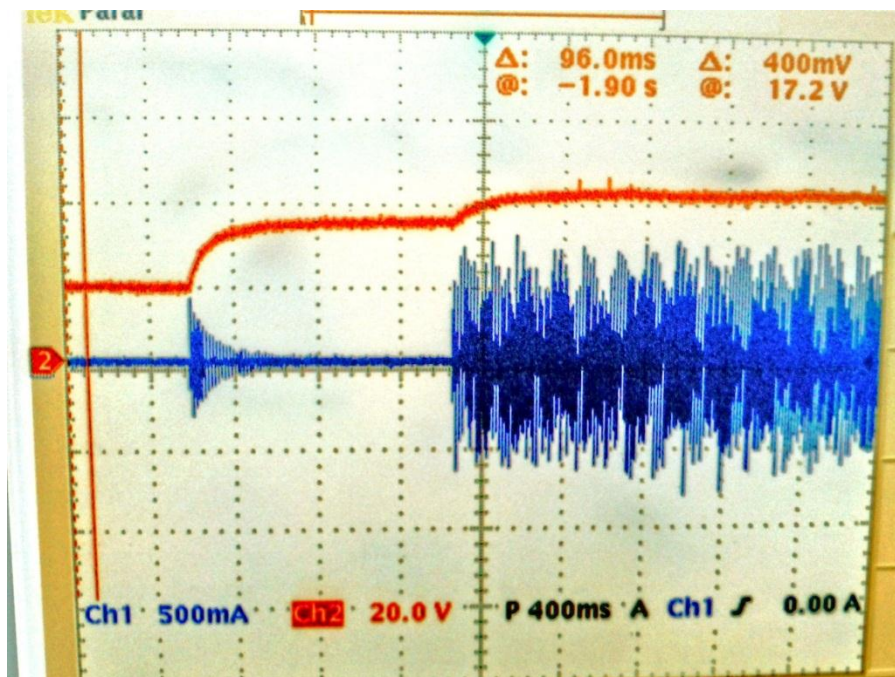


Figura 6.6 - Acionamento do filtro montado em bancada com o resistor de pré-inserção.

O ultimo passo para o filtro entrar em operação normal e começar a gerar as componentes harmônicas é curto-circuitar o resistor de pré-inserção. A figura 6.7 apresenta o exato momento em que o resistor é retirado do circuito e a corrente no barramento CA do filtro cresce, atingindo o valor definido (aproximadamente 2A).

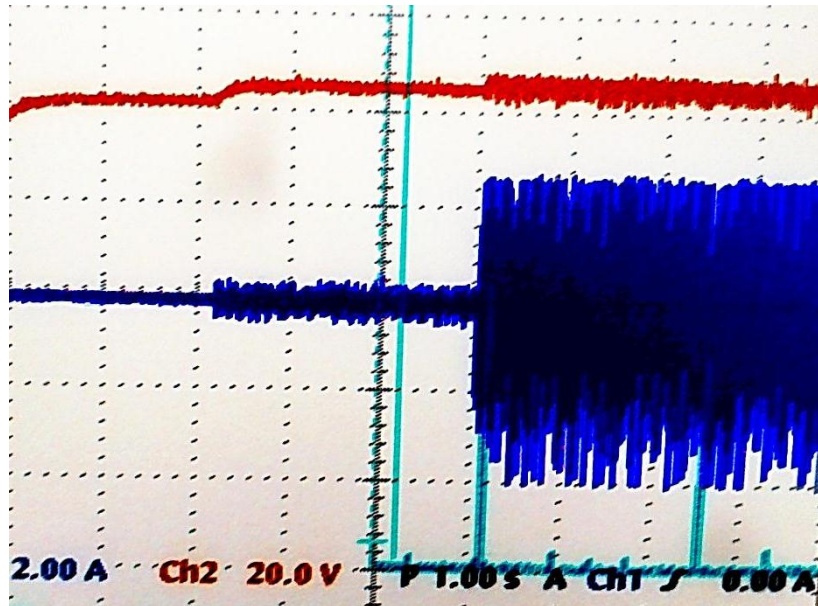


Figura 6.7 - Tensão no barramento CC do filtro e corrente gerada durante acionamento do filtro.

Para verificar as componentes harmônicas presentes na corrente gerada no barramento CA do filtro, foi utilizada a função FFT do osciloscópio. Através do espectro de Fourier é possível verificar a componente de terceiro harmônico gerada. Este resultado é apresentado na figura 6.8, em que foi dado um Zoom nas componentes de baixa frequência, para evidenciar a existência de uma componente em 60 e 180Hz, desprezando as componentes de alta frequência existentes.

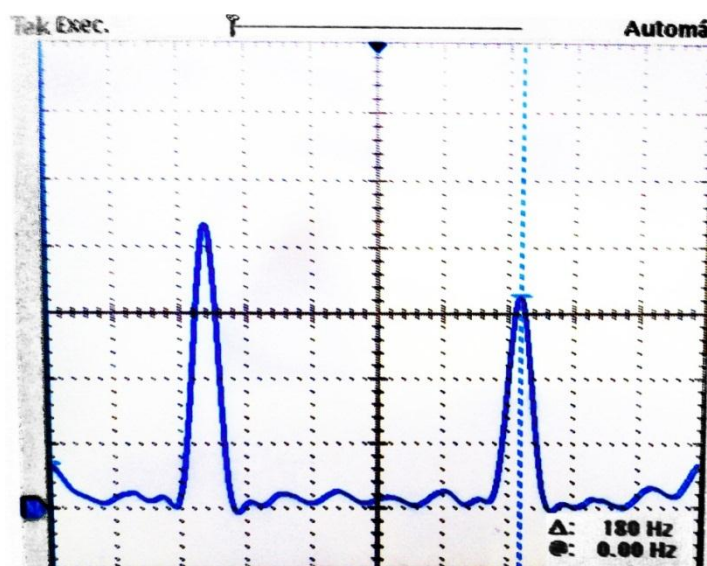


Figura 6.8 - Espectro de Fourier da corrente gerada no barramento CA do filtro.

A tensão V_{ab} nos terminais do barramento CA do filtro ativo pode ser vista na figura 6.9, caracterizando a modulação a três níveis empregada no filtro durante sua operação.

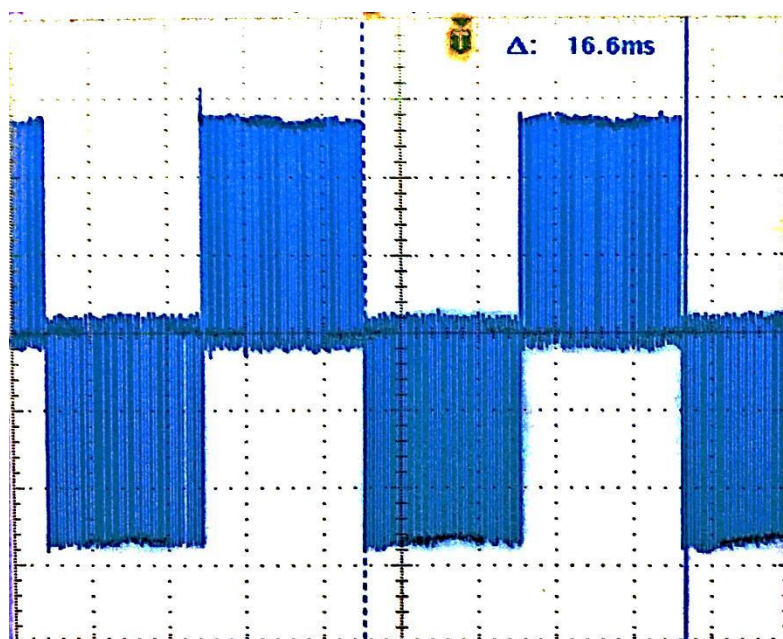


Figura 6.9 - Tensão nos terminais V_{ab} do filtro.

6.5 Análise dos resultados obtidos

Através dos resultados obtidos experimentalmente verificou-se o correto e eficiente funcionamento do filtro ativo projetado, visto que o comportamento visto na prática se aproxima bastante daquele obtido através de simulação. Isto também comprova que o modelo utilizado para simulação é fiel ao modelo real do filtro.

O filtro foi capaz de gerar, em seu barramento CA, a componente harmônica desejada mantendo a tensão em seu barramento CC constante e acima do valor de pico da rede, cumprindo com os requisitos necessários para operação do filtro e estando conforme as especificações estabelecidas na seção 6.2.

Devido às limitações do micro controlador utilizado, o sinal de corrente obtido no barramento CA do filtro mostrou-se bastante distorcido, apresentando componentes de alta frequência referentes à frequência da onda triangular do circuito modulador (2,5kHz) e à frequência de amostragem utilizada pelo microcontrolador para liberar os pulsos de comando (20kHz).

A técnica de inicialização e acionamento do filtro, realizada em três estágios, também se mostrou bastante eficiente, visto que não houve sobre-corrente durante a inicialização da estrutura e a carga nos capacitores foi realizada de maneira controlada, evitando também sobre-tensões e possíveis explosões nos bancos de capacitores utilizados.

7. Conclusão

O FAPP, objeto de estudo deste trabalho, já se tornou uma estrutura consolidada na literatura, tanto para o projeto do circuito de potência quanto para os circuitos de comando do filtro [1-2, 5-6, 7, 10]. O presente trabalho teve como objetivo principal dar foco ao controle da tensão no barramento CC do filtro ativo de potência paralelo, já que grande parte dos estudos referentes à estrutura do filtro refere-se à malha de controle da corrente no barramento CA do filtro.

A estrutura escrita deste trabalho foi definida para, em princípio, apresentar as condições de carga do capacitor do FAPP durante a inicialização da estrutura. Em seguida, foi apresentada uma visão geral sobre o funcionamento do FAPP. O próximo passo foi realizar um estudo detalhado sobre as condições de acionamento do filtro para atingir o objetivo definido no início deste trabalho, definindo uma metodologia de acionamento que fosse adequada aos recursos utilizados para a montagem do protótipo físico do filtro. Foram realizadas simulações para validar os estudos realizados para, em seguida, realizar os testes com o protótipo físico e colher os resultados experimentais.

A partir do estudo das condições iniciais de carga do capacitor do FAPP, durante a inicialização da estrutura, foi obtida uma metodologia para se realizar a escolha adequada dos elementos passivos do filtro (indutor e capacitor). A partir da modelagem matemática desenvolvida (vide Apêndice B), através do equacionamento do modelo mais realístico de circuito (incluindo as perdas ôhmicas no indutor), foi obtido o gráfico da figura 2.3, contendo as curvas da tensão no capacitor em função dos parâmetros **a** e **k** da modelagem do circuito.

Foi obtida, ao longo do estudo, uma metodologia de avaliação do comportamento de carga da tensão do capacitor, com a finalidade de otimização das condições acionamento do FAPP para gerar as harmônicas desejadas, mantendo a tensão em seu barramento CC constante e acima do valor de pico da rede.

As simulações realizadas permitiram a análise do funcionamento da estrutura, identificando os pontos críticos para o projeto de um FAPP e validando as técnicas desenvolvidas durante o projeto. Foram realizadas simulações da estrutura acionada com uma fonte de tensão constante para simular as condições ideais de funcionamento do filtro e, em seguida, a fonte de tensão foi substituída por um capacitor para se analisar o comportamento da estrutura sem uma malha de controle da tensão do filtro.

Foi verificada, através do estudo da seção 4.4 que, mesmo sem a presença de um compensador de tensão, é possível manter constante e estável a tensão no barramento CC do filtro em malha aberta, dependendo da técnica de acionamento da estrutura, como visto através da

simulação da figura 4.16, em que foi gerada a componente harmônica desejada mantendo-se a tensão no capacitor com uma baixa ondulação mesmo sem uma malha de controle desta tensão.

Foi definido também, durante os estudos realizados na seção 4.4, como deve ser o sinal de controle das chaves de comando do filtro para gerar apenas as componentes harmônicas desejadas e com a amplitude desejada. Foi realizado um estudo para limitar a corrente de inicialização da estrutura, definindo-se um circuito de pré-carga para a estrutura. Por fim, foi realizado o projeto da malha de controle da tensão no barramento CC do filtro, validado através de simulação.

Foram detectados pontos críticos para o desenvolvimento do projeto do FAPP e foram propostas soluções para alguns problemas encontrados durante o desenvolvimento do trabalho, como por exemplo, o uso do circuito de pré-carga para a limitação da corrente de inicialização do filtro e o circuito de sincronização com a tensão da rede.

O projeto do circuito de sincronização com a rede permitiu eliminar a utilização de um circuito PLL (*Phase Locked Loop*), geralmente utilizado em projetos de filtros ativos para garantir o sincronismo do filtro com a frequência da rede [14], visto que o sistema de sincronismo utilizado neste projeto acompanha as variações da frequência da rede, como pode ser visto na seção 5.4.1.

Para validar todo o estudo desenvolvido neste trabalho, foi construído um protótipo físico do FAPP completo, com o circuito de potência e de comando do filtro, além dos circuitos auxiliares.

As maiores limitações de projeto foram impostas devido ao modelo de micro controlador utilizado durante o desenvolvimento do projeto. O maior problema encontrado está na capacidade de armazenamento de dados do PIC18f452, estando muito abaixo do necessário para implementação do filtro completo, considerando uma malha de controle de tensão.

Desta forma, os ensaios com o protótipo físico foram realizados apenas em malha aberta, considerando-se as técnicas de modulação e acionamento vistas na seção 4.4, permitindo a geração das harmônicas desejadas mantendo a tensão no barramento CC estável e no valor desejado mesmo sem a utilização de uma malha de controle desta tensão. Esta foi a opção escolhida para dar continuidade ao trabalho sem que fosse necessário migrar para um DSP (Digital Signal Processor), que é o recomendado para este tipo de aplicação, pois esta migração foge ao escopo deste trabalho que não possui foco na aplicação de micro controladores para acionamento de filtros, e sim no estudo das condições de carga do capacitor do barramento CC do filtro ativo.

Com os resultados obtidos experimentalmente, comprovou-se o correto funcionamento do filtro implementado em bancada, visto que as curvas obtidas para a tensão no barramento CC e para a corrente gerada possuem comportamento semelhante aos resultados teóricos esperados e de simulação, aproximando a teoria apresentada à prática, salvo as não idealidades e simplificações

adotadas. A prática mostra que a análise dos diversos resultados oferece uma boa oportunidade de verificação dos índices pretendidos.

O presente trabalho provê um detalhado estudo das condições de funcionamento do FAPP. Para uma futura continuação deste trabalho, seria um diferencial positivo realizar a implementação do protótipo físico do filtro ativo utilizando-se um DSP para gerar os sinais de comando do filtro, diminuindo as limitações de projeto aqui encontradas. Para isto, o foco do trabalho deve estar na utilização de processadores digitais de sinais para aplicação em filtros ativos de potência.

Referências bibliográficas

- [1] NASCIMENTO, C. F. *Filtros ativos monofásicos aplicados na correção da distorção harmônica de controladores de intensidade luminosa*. São Carlos, 2003 (defendida em 26/08/2003). 141 p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [2] NASCIMENTO, C. F. *Determinação do conteúdo harmônico de corrente baseada em redes neurais artificiais para cargas não-lineares monofásicas*. São Carlos, 2007 (defendida em 2007). 202 p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.
- [3] BARBI, Ivo; *Eletrônica de Potência*. Florianópolis. 6ª Edição.
- [4] BARBI, Ivo; *Introdução aos Conversores CC-CA*. Florianópolis.
- [5] PÖTKER, F; *Correção do fator de potência de cargas não lineares monofásicas empregando filtro ativo*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] PÖTKER, F; *Correção do fator de potência de instalações de baixa potência empregando filtros ativos*. Florianópolis, 2000. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [7] NILSSON, J. W. ; RIEDEL, S. A.; *Circuitos Elétricos*. LTC . 2003. 6ª Edição.
- [8] FENILI, M. P. *Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA*. Florianópolis, fevereiro de 2007. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] SOUZA, Alexandre Ferrari: *Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave*, Tese de Doutorado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis Santa Catarina, 1998;
- [10] LINDEKE, Dirke. *Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA usando técnicas de Controle Analógico e Digital*. Florianópolis, 2003. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

- [11] “Manual do Usuário – Placa McData”.
- [12] “Manual do Usuário – Sistema Operacional McData”.
- [13] OLIVEIRA, A.A.; AGUIAR, M.L.; MONTEIRO, J.R.B.A.; VARGAS, J.B. *Laboratório de Eletrônica de Potência – SEL 402 – Apostila de Laboratório*. São Carlos, 2011.
- [14] MODESTO, Rodrigo Augusto: *Método de Compensação Ativa de Potência Aplicado a um Filtro Ativo Paralelo Monofásico*, Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina PR, 2007;

Bibliografia

- [1] DUGAN, R. D.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. *Electrical power systems quality*. McGraw-Hill. 1996.
- [2] KAGAN, N.; ROBBA, E. J. *Estimação de indicadores de qualidade da energia elétrica*, Editora Edgard Blucher, 2009.
- [3] ARRILLAGA, J.; SMITH, B. C.; WATSON, N. R.; WOOD, A. R. *Power system harmonic analysis*, John Wiley & Sons, 1997.
- [4] AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 32, nº 6, 1996, pp. 1312-1322.
- [5] AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2007.
- [6] MARIETHOZ, S.; RUFER, A. C. Open loop and closed loop spectral frequency active filtering. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, 2002, pp. 564-673.
- [7] EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K. Design and implementation of modified fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 1, 2001, pp. 21-28.
- [8] FUJITA, H. A Single-phase active filter using an H-bridge PWM converter with a sampling frequency quadruple of the switching frequency, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 934–941, 2009.
- [9] HERRERA, R. S.; SALMERON, P. E KIM, H. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: different approaches, assessment, and experimental results, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 184-196, 2008.
- [10] AFFONSO, A. A.; *Estudo, modelagem e simulação de um inversor de comutação suave para aplicação em filtros ativos de potência monofásicos*. São Carlos, 2009 (defendida em 24/07/2007). Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

- [11] S. P. Pimentel: “Aplicação de Inversor Multinível como Filtro Ativo de Potência”, Dissertação de Mestrado, FEEC – Unicamp, 2006.
- [12] Y. Komatsu, T. Kawabata, "A Control Method of Active Power Filter in Unsymmetrical an Distorted Voltage System", Proceedings of the Power Conversion Conference, Nagaoka, Japan, Vol.1, August 1997, pp. 161-168.
- [13] IEC 61000-3-2: “International Standard – Electromagnetic Compatibility – Limits for Harmonic Current Emission”, Terceira Edição/2005;

Apêndice A - Kit de desenvolvimento McData

A placa Mc Data

A placa McData utiliza o microcontrolador da *Microchip* modelo PIC18F452 como unidade central de processamento. Todas as entradas e saídas da placa sejam elas digitais ou analógicas são controladas pelo microcontrolador. A placa foi desenvolvida para ser utilizada em conjunto com o sistema operacional McData, porém, nada impede que o usuário utilize apenas o hardware da placa e escreva um novo software, seja em *assembler*, em C ou em qualquer outra linguagem [10-11].

A placa pode ser dividida em dois grandes grupos, os periféricos analógicos e os periféricos digitais. O grupo de periféricos analógicos é composto por oito entradas e duas saídas, ou seja, a placa possui oito canais de A/D e dois canais de D/A. O grupo de periféricos digitais é bem maior e está composto por: oito entradas, oito saídas, três entradas de interrupções, dois PWMs, uma porta de comunicação RS232, um barramento para comunicação I2C, uma memória E2PROM serial (I2C), um relógio de tempo real (I2C), quatro teclas, quatro leds e um *buzzer*.

A placa foi projetada para aceitar tanto fonte de alimentação AC como DC. Além disso, já possui incorporado um conector para gravação *in-circuit* padrão Mosaico para utilização em conjunto com os gravadores McFlash ou McPlus.

A fim de tornar a placa McData um sistema robusto todas as entradas e saídas foram protegidas por buffers. Com isso, os acessos à placa, sejam de entrada ou saída, não estão ligados diretamente ao microcontrolador. Sempre existe um buffer (na maioria dos casos, um buffer TTL) para separar o I/O do PIC. Desta forma, se por algum motivo uma entrada e/ou saída estiver em curto, provavelmente, a simples substituição do buffer relacionado deve resolver o problema. Com isso, preserva-se o microcontrolador que é o componente de mais alto valor da placa Mc Data.

O sistema operacional

O sistema operacional McData, é um programa desenvolvido em linguagem C para o controle do hardware da placa e configuração do microcontrolador. O objetivo é permitir ao usuário a implementação de uma aplicação de mais alto nível a partir da utilização das funções disponíveis no sistema operacional sem a necessidade do conhecimento dos componentes do circuito.

Apêndice B - Equacionamento do circuito RLC série com diodo.

Circuito sem perdas no indutor

$$v_{in}(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \quad [V] \quad (B.1)$$

$$\omega = 2\pi f \quad \left[\frac{rad}{s} \right] \quad (B.2)$$

$$v_{in}(t) = L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + v_C(0) \quad (B.3)$$

$$\mathcal{L}[v_{in}(t)] = \frac{\sqrt{2}V\omega}{s^2 + \omega^2} = sLI(s) + \frac{I(s)}{sC}$$

$$I(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega sC}{(s^2 + \omega^2)(s^2LC + 1)} \rightarrow I(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \cdot \frac{s}{\left(s^2 + \frac{1}{LC}\right)(s^2 + \omega^2)} \quad (B.4)$$

A **freqüência de ressonância** do sistema é conhecida através da relação 5 e a equação 6 descreve a relação da corrente $I(s)$ em termos da freqüência de ressonância do sistema [7].

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad [rad/s] \quad (B.5)$$

$$I(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \cdot \frac{s}{(s^2 + \omega^2)(s^2 + \omega_0^2)} \quad (B.6)$$

Os pólos da equação 6 são: $p_{1,2} = \pm j\omega$ e $p_{3,4} = \pm j\omega_0$. Desse modo, é possível reescrever a equação 6 como:

$$I(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \cdot \frac{s}{(s + j\omega)(s - j\omega)(s + j\omega_0)(s - j\omega_0)} \xrightarrow{\text{Frações Parciais}}$$

$$I(s) = \frac{A}{(s - j\omega_0)} + \frac{A'}{(s + j\omega_0)} + \frac{B}{(s - j\omega)} + \frac{B'}{(s + j\omega)}$$

Em que A' e B' são os complexo-conjugados de A e B , respectivamente. Os coeficientes da divisão em frações parciais, são dados por:

$$A = (s - j\omega_0) \cdot I(s) \big|_{(s=j\omega_0)} = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \cdot \frac{j\omega_0}{2j\omega_0(\omega^2 - \omega_0^2)} = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \cdot \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \angle 180^\circ$$

$$B = (s - j\omega) \cdot I(s) \big|_{(s=j\omega)} = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)}$$

$$i(t) = \mathcal{L}^{-1}[I(s)] = 2|A|e^{\alpha_1} \cos(\beta_1 + \theta_1) + 2|B|e^{\alpha_2} \cos(\beta_2 + \theta_2)$$

Em que: $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, $\beta_1 = \omega$, $\beta_2 = \omega_0$, $\theta_1 = 0^\circ$ e $\theta_2 = 180^\circ$. Desse modo:

$$i(t) = \frac{2\sqrt{2}V\omega}{2L(\omega_0^2 - \omega^2)} e^0 [\cos(\omega t) + \cos(\omega_0 t + 180^\circ)] = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L(\omega_0^2 - \omega^2)} \cdot [\cos(\omega t) - \cos(\omega_0 t)]$$

Considerando-se a relação 7, que relaciona a frequência de ressonância com a frequência de entrada, e substituindo na equação da corrente, obtêm-se a equação 8 que descreve o comportamento da corrente de malha no circuito.

$$k = \frac{\omega_0}{\omega} \quad (B.7)$$

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L(k^2 - 1)} [\cos(\omega t) - \cos(k\omega t)] \quad [A] \quad (B.8)$$

A tensão no capacitor, é dada por:

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + v_C(0) \quad (B.9)$$

Como o capacitor está inicialmente descarregado, $v_C(0)=0$. Assim, substituindo a equação 8 em 9, tem-se:

$$v_C(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega LC(k^2 - 1)} \left[\frac{1}{\omega} \sin(\omega t) - \frac{1}{k\omega} \sin(k\omega t) \right] \xrightarrow{\text{tem-se que}} \omega LC = \frac{\omega}{\omega_0^2} = \frac{1}{k^2 \omega}$$

$$\therefore v_C(t) = \frac{\sqrt{2}Vk^2}{(k^2 - 1)} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{k} \sin(k\omega t) \right] \quad [V] \quad (B10)$$

Circuito com perdas no indutor

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad (B11)$$

$$\begin{aligned}
&\xrightarrow[\text{Laplace}]{\text{Transformada de}} \mathcal{L}[v(t)] = V(s) = RI(s) + sLI(s) + \frac{1}{sC}I(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{s^2 + \omega^2} \\
&\rightarrow I(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{s^2 + \omega^2} \cdot \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (\text{B. 12})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\xrightarrow[\text{Laplace}]{\text{Transformada de}} \mathcal{L}[v_C(t)] = V_C(s) = \frac{1}{sC}I(s) \\
&\rightarrow V_C(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{(s^2 + \omega^2)} \cdot \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (\text{B. 13})
\end{aligned}$$

Um parâmetro muito utilizado na análise de circuitos RLC é denominado **fator de carga** e é descrito através da relação 14.

$$a = \frac{R}{2L} \quad [\text{rad/s}] \quad (\text{B. 14})$$

$$\rightarrow V_C(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{(s^2 + \omega^2)} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \rightarrow V_C(s) = \frac{\sqrt{2}V\omega}{(s^2 + \omega^2)} \cdot \frac{(k\omega)^2}{s^2 + 2as + (k\omega)^2} \quad (\text{B. 15})$$

Os pólos do sistema descrito pela equação 15 são:

$$p_{1,2} = \pm j\omega \quad e \quad p_3 = -a \pm \sqrt{a^2 - (k\omega)^2}$$

Caso 1) $a = \omega_0 \rightarrow$ pólos reais e iguais: sistema criticamente amortecido.

Caso 2) $a > \omega_0 \rightarrow$ pólos reais e distintos: Sistema sobre-amortecido.

Caso 3) $a < \omega_0 \rightarrow$ pólos complexos conjugados: Sistema sub-amortecido.

$$a = \omega_0 = k\omega \rightarrow p_3 = p_4 = -a$$

Caso 1)

$$V_C(s) = \frac{A}{(s - j\omega)} + \frac{A'}{(s + j\omega)} + \frac{B}{(s + a)} + \frac{E}{(s + a)^2}$$

$$A = (s - j\omega)V_C(s)|_{s=j\omega} \rightarrow A = \frac{\sqrt{2}V\omega a^2}{2j\omega(-\omega^2 + 2aj\omega + a^2)} \rightarrow A = \frac{\sqrt{2}Vk^2}{-4k + 2j(k^2 - 1)}$$

$$|A| = \frac{\sqrt{2}Vk^2}{2\sqrt{4k^2 + (k^2 - 1)^2}} \quad \theta_A = -\tan^{-1}\left(\frac{k^2 - 1}{-2k}\right)$$

$$B = \frac{d[(s+a)^2 V_C(s)]_{s=-a}}{ds} = \frac{\sqrt{2}V\omega 2a^3}{(a^2 + \omega^2)^2} \rightarrow B = \frac{2\sqrt{2}Vk^3}{(1+k^2)^2}$$

$$E = (s+a)^2 V_C(s) \Big|_{s=-a} = \frac{\sqrt{2}V\omega a^2}{a^2 + \omega^2} \rightarrow E = \frac{\sqrt{2}V\omega k^2}{k^2 + 1}$$

$$\mathcal{L}^{-1}[V_C(s)] = v_C(t) \rightarrow \boxed{v_C(t) = 2|A| \cos(\omega t + \theta_A) + Be^{-at} + Ete^{-at} \quad [V]} \quad (B.16)$$

A corrente que circula através da malha é dada pela equação 17.

$$i(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (B.17)$$

Desse modo, a equação da corrente de malha do circuito é representada pela equação 18.

$$i(t) = C\{-2\omega|A| \sin(\omega t + \theta_A) + e^{-at}(-aB - Eat + E)\} \quad [A] \quad (B.18)$$

Caso 2)

$$a > \omega_0 \rightarrow a > k\omega \rightarrow p_{3,4} = -a \pm \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$$

$$V_C(s) = \frac{A}{(s-j\omega)} + \frac{A'}{(s+j\omega)} + \frac{B}{(s+a+\sqrt{a^2-\omega_0^2})} + \frac{C}{(s+a-\sqrt{a^2-\omega_0^2})}$$

$$A = (s-j\omega)V_C(s) \Big|_{s=j\omega} \rightarrow A = \frac{\sqrt{2}V\omega k^2}{2j\omega(-\omega^2 + 2aj\omega + \omega_0^2)} \rightarrow A = \frac{\sqrt{2}V\omega k^2}{2j\omega(k^2 - 1) - 4a}$$

$$|A| = \frac{\sqrt{2}V\omega k^2}{2\sqrt{\omega^2(k^2 - 1)^2 - 4a^2}} \quad \theta_A = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega(k^2 - 1)}{-2a}\right)$$

$$B = \left(s+a+\sqrt{a^2-\omega_0^2}\right)V_C(s) \Big|_{s=-a-\sqrt{a^2-\omega_0^2}} \rightarrow \sqrt{a^2-\omega_0^2} = K'$$

$$B = \frac{\sqrt{2}V\omega\omega_0^2}{-2K'(\omega^2 + [-a-K']^2)} \rightarrow B = \frac{\sqrt{2}V\omega^3 k^2}{-2K'(\omega^2 + a^2) - 2K'^2(2a + K')}$$

$$C = \left(s+a-\sqrt{a^2-\omega_0^2}\right)V_C(s) \Big|_{s=-a+\sqrt{a^2-\omega_0^2}} \rightarrow \sqrt{a^2-\omega_0^2} = K'$$

$$C = \frac{\sqrt{2}V\omega^3k^2}{2K'(\omega^2 + a^2 - 2aK' + K'^2)} \rightarrow C = \frac{\sqrt{2}V\omega^3k^2}{2K'(\omega^2 + a^2) + 2K'^2(-2a + K')}$$

$$\xrightarrow[\text{Inversa de Laplace}]{\text{Transformada}} \mathcal{L}^{-1}[V_C(s)] = v_C(t)$$

$$\therefore v_C(t) = 2|A| \cos(\omega t + \theta_A) + B e^{(-a-K')t} + C e^{(-a+K')t} \quad [V] \quad (\text{B. 19})$$

Como a corrente de malha é dada pela equação 17, tem-se que:

$$i(t) = C \{-2\omega|A| \sin(\omega t + \theta_A) + B(-a - K')e^{(-a-K')t} + C(-a + K')e^{(-a+K')t}\} \quad [A] \quad (\text{B. 20})$$

Caso 3)

$$a < \omega_0 \rightarrow p_{3,4} = -a \pm j\sqrt{\omega_0^2 - a^2}$$

$$V_C(s) = \frac{A}{(s - j\omega)} + \frac{A'}{(s + j\omega)} + \frac{B}{(s + a + j\sqrt{\omega_0^2 - a^2})} + \frac{B'}{(s + a - j\sqrt{\omega_0^2 - a^2})}$$

$$A = (s - j\omega)V_C(s)|_{s=j\omega} \rightarrow A = \frac{\sqrt{2}V\omega\omega_0^2}{2j\omega(-\omega^2 + 2aj\omega + \omega_0^2)} \rightarrow A = \frac{\sqrt{2}V\omega k^2}{-4a + 2j\omega(k^2 - 1)}$$

$$|A| = \frac{\sqrt{2}V\omega k^2}{\sqrt{16a^2 + 4\omega^2(k^2 - 1)^2}} \quad \theta_A = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega(k^2 - 1)}{-2a}\right)$$

$$B = \left((s + a + j\sqrt{\omega_0^2 - a^2}) V_C(s) \right) \Big|_{s=-a+j\sqrt{\omega_0^2 - a^2}}$$

$$B = \frac{\sqrt{2}V\omega\omega_0^2}{\omega^2 + a^2 - 2aj\sqrt{\omega_0^2 - a^2} - (\omega_0^2 - a^2)(2j\sqrt{\omega_0^2 - a^2})}$$

$$B = \frac{\sqrt{2}V\omega^3k^2}{[2a^2 + \omega^2(1 - k^2)]\sqrt{(k\omega)^2 - a^2}2j + 4a(\omega^2k^2 - a^2)}$$

$$|B| = \frac{\sqrt{2}V\omega^3k^2}{2\sqrt{[2a^2 + \omega^2(1 - k^2)]^2(\omega^2k^2 - a^2) + 4a^2(\omega^2k^2 - a^2)^2}}$$

$$\theta_B = -\tan^{-1}\left(\frac{[2a^2 + \omega^2(1 - k^2)]\sqrt{(k\omega)^2 - a^2}}{2a(\omega^2 k^2 - a^2)}\right)$$

$$\xrightarrow[\text{Inversa de Laplace}]{\text{Transformada}} \mathcal{L}^{-1}[V_C(s)] = v_C(t)$$

$$\therefore v_C(t) = 2|A| \cos(\omega t + \theta_A) + 2|B|e^{-at} \cos\left(\sqrt{(k\omega)^2 - a^2} t + \theta_B\right) [V] \quad (\text{B. 21})$$

A corrente de malha é dada pela equação 17, desse modo, derivando-se a equação 21 em t e multiplicando pelo valor do Capacitor é possível obter a equação da corrente. Para facilitar a descrição da equação, considera-se: $D = \sqrt{k^2\omega^2 - a^2}$

$$i(t) = C\{-2\omega|A| \sin(\omega t + \theta_A) - 2|B|e^{-at}[a \cdot \cos(Dt + \theta_B) + D \cdot \sin(Dt + \theta_B)]\} [A] \quad (\text{B. 22})$$

Apêndice C – Código em Matlab para obtenção da curva de tensão no capacitor

```
w=377; %% f=60Hz (frequencia da rede) w=2*pi*f
vector=[0 10 25 50 100 200 400]; %%valores de "a" a serem considerados
n1=1;n2=1; n3=1;
n4=1;n5=1; n6=1; n7=1;
k1=0.001:0.025:6; %%intervalo de k para a interpolação dos pontos
obtidos
i=1;
for k=0.001:0.1:6 %%intervalo de k no qual serão traçados os graficos
    x0=0.001; %%intervalos para buscar os zeros da corrente de malha
    if k<0.7
        x1=0.015;
    elseif k>=0.7 && k<1.5
        x1=0.012;
    elseif k>=1.5 && k<2
        x1=0.01;
    elseif k>=2 && k<3.5
        x1=0.007;
    elseif k>=3.5 && k<4.5
        x1=0.0045;
    elseif k>=4.5 && k<5.5
        x1=0.0035;
    elseif k>=5.5
        x1=0.0027;
    end
    for a=vector
        syms t
        %%Declaracao da corrente na malha
        if a<w*k %%Caso 3 - a<wo
            D=sqrt(((k.*w).^2)-a.^2);
            A=(w.*k.^2)./(-4.*a+2.*1i.*w.*(-1+k.^2));
            modA=abs(A);
            tetaA=angle(A);
            B=(w.^3.*k.^2)./(4.*a.*D.^2+2.*1i.*D.*(2.*a.^2+w.^2* ...
                (1-k.^2)));
            modB=abs(B);
            tetaB=angle(B);
            modB2=modB./w;
            Ib=-2.*modA.*sin(w.*t+tetaA)-2.*modB2.*exp(-a.*t).* ...
                (a.*cos(D.*t+tetaB)+D.*sin(D.*t+tetaB));
        elseif a==w*k %%Caso 1 - a=wo
            A=k.^2./(-4.*k+2.*1i.*(k.^2-1));
            modA=abs(A);
            tetaA=angle(A);
            B=2.*k.^3./(k.^2+1).^2;
            E=w.*k.^2./(k.^2+1);
            B2=B./w;
            E2=E./w;
            Ib=-2.*modA.*sin(w.*t+tetaA)+exp(-a.*t).* ...
                (-a.*B2-E2.*a.*t+E2);
        elseif a>w*k %%Caso 2 - a>wo
            A=(w.*k.^2)./(-4.*a+2.*1i.*w.*(-1+k.^2));
            modA=abs(A);
            tetaA=angle(A);
            E=sqrt(a.^2-(k.*w).^2);
            B=(w.^3.*k.^2)./(-2.*E.*(w.^2+a.^2)-2.*E.^2.*(2.*a+E));
```

```

C=(w.^3.*k.^2)./(2.*E.*(a.^2+w.^2)+2.*E.^2.*(-2.*a+E));
B2=B./w;
C2=C./w;
Ib=-2.*modA.*sin(w.*t+tetaA)+B2.*(-a-E).*exp((-a-E).*t) ...
+ C2.*(-a+E).*exp((-a+E).*t);
end
%%Metodo da Bissecção para encontrar zeros de uma função
M=60;
tol=0.00001;
g=subs(Ib,'x0');
f1=eval(g);
h=subs(Ib,'x1');
f2=eval(h);
for m=1:M
    t=(x0 + x1)/2;
    f3=eval(Ib);
    if f1*f3 < 0
        x1=t;
    else
        x0=t;
        if abs(x1-x0)< tol
            break
        end
    end
end
end
%%declaração da tensão no capacitor
if a<w*k    %%Caso 3 - a<wo
    D=sqrt(((k.*w).^2)-a.^2);
    A=(w.*k.^2)./(-4.*a+2.*1i.*w.*(-1+k.^2));
    modA=abs(A);
    tetaA=angle(A);
    B=(w.^3.*k.^2)./(4.*a.*D.^2+2.*1i.*D.*(2.*a.^2+w.^2* ...
        (1-k.^2)));
    modB=abs(B);
    tetaB=angle(B);
    V=2.*modA.*cos(w.*t+tetaA)+2.*modB.*exp(-a.*t).* ...
        cos(D.*t+tetaB);

elseif a==w*k    %%Caso 1 - a=wo
    A=k.^2./(-4.*k+2.*1i.*(k.^2-1));
    modA=abs(A);
    tetaA=angle(A);
    B=2.*k.^3./(k.^2+1).^2;
    E=w.*k.^2./(k.^2+1);
    V=2.*modA.*cos(w.*t+tetaA)+B.*exp(-a.*t)+E.*t.*exp(-a.*t);
elseif a>w*k    %%Caso 2 - a>wo
    A=(w.*k.^2)./(-4.*a+2.*1i.*w.*(-1+k.^2));
    modA=abs(A);
    tetaA=angle(A);
    E=sqrt(a.^2-(k.*w).^2);
    B=(w.^3.*k.^2)./(-2.*E.*(w.^2+a.^2)-2.*E.^2.*(2.*a+E));
    C=(w.^3.*k.^2)./(2.*E.*(a.^2+w.^2)+2.*E.^2.*(-2.*a+E));
    V=2.*modA.*cos(w.*t+tetaA)+B.*exp((-a-E).*t)+ ...
        C.*exp(t.*(-a+E));
end
if V<1
    V2=1;
else
    V2=V;
end
end

```

```

        if a==0
            Va0(n1)= V2;
            n1=n1+1;
        elseif a==10
            Va10(n2)= V2;
            n2=n2+1;
        elseif a==25
            Va25(n3)= V2;
            n3=n3+1;
        elseif a==50
            Va50(n4)= V2;
            n4=n4+1;
        elseif a==100
            Va100(n5)= V2;
            n5=n5+1;
        elseif a==200
            Va200(n6)= V2;
            n6=n6+1;
        elseif a==400
            Va400(n7)= V2;
            n7=n7+1;
        end
    end
    k2(i)= k;
    i=i+1;
end
k2=k2(1:i-1);
Va0=Va0(1:n1-1);
Va10=Va10(1:n2-1);
Va25=Va25(1:n3-1);
Va50=Va50(1:n4-1);
Va100=Va100(1:n5-1);
Va200=Va200(1:n6-1);
Va400=Va400(1:n7-1);
Z1=interp1(k2,Va0,k1,'pchip');
Z2=interp1(k2,Va10,k1,'pchip');
Z3=interp1(k2,Va25,k1,'pchip');
Z4=interp1(k2,Va50,k1,'pchip');
Z5=interp1(k2,Va100,k1,'pchip');
Z6=interp1(k2,Va200,k1,'pchip');
Z7=interp1(k2,Va400,k1,'pchip');
figure(1) %%imprime as curvas obtidas
plot(k1,Z1,'b')
hold on
plot(k1,Z2,'g')
hold on
plot(k1,Z3,'r')
hold on
plot(k1,Z4,'m')
hold on
plot(k1,Z5,'k')
hold on
plot(k1,Z6,'b--')
hold on
plot(k1,Z7,'k--')
axis([0,6,0.8,1.8])
xlabel('k')
ylabel('Vc/V')
title('Gráfico Vc x k para diferentes valores de a')
legend('a=0','a=10','a=25','a=50','a=100','a=200','a=400')
grid

```

```

%%dados de simulação
ks=[0.3 0.5 0.7 1 1.2 1.5 1.8 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5 5.5 6];
A0=[0.989 0.989 1.217 1.556 1.678 1.756 1.750 1.722 ...
    1.617 1.494 1.372 1.2627 1.167 1.078 1.006 1.022];
A25=[0.99 0.99 1.07 1.42 1.54 1.65 1.67 1.64 1.56 1.46 ...
    1.33 1.24 1.16 1.07 0.99 1.03];
A50=[0.99 0.99 0.99 1.29 1.43 1.55 1.58 1.58 1.52 1.42 ...
    1.33 1.22 1.14 1.06 0.99 1.06];
A100=[0.99 0.99 0.99 1.11 1.24 1.39 1.44 1.46 1.43 1.36 ...
    1.28 1.19 1.11 1.04 1 1.05];
figure (2)
plot(k1,Z1,'r',ks,A0,'r*')
hold on
plot(k1,Z3,'b',ks,A25,'b*')
hold on
plot(k1,Z4,'g',ks,A50,'g*')
hold on
plot(k1,Z5,'k',ks,A100,'k*')
xlabel('k')
ylabel('Vc/V')
title('Gráfico dos resultados de simulação')
legend('a=0 teórico','a=0 simulação','a=25 teórico','a=25 simulação',
...
    'a=50 teórico','a=50 simulação','a=100 teórico','a=100 simulação');
grid

```