



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Ramilo Pereira de Moura Sousa

**Retificador de 12 Pulsos de Alto Fator de Potência com Filtro Ativo
Paralelo Conectado ao Lado CC**

João Pessoa – PB

Junho/2017

Ramilo Pereira de Moura Sousa

**Retificador de 12 Pulsos de Alto Fator de Potência com Filtro Ativo
Paralelo Conectado ao Lado CC**

**Trabalho de conclusão de curso
apresentado ao departamento de
Engenharia Elétrica como um dos
pré-requisitos para a obtenção do
título de Bacharel em Engenharia
Elétrica sob orientação do prof.
Dr. Romero Leandro Andersen.**

JOÃO PESSOA – PB

Junho/2017

SOUSA, Ramilo Pereira de Moura

Retificador de 12 Pulsos de Alto Fator de Potência com Filtro
Ativo Paralelo Conectado ao Lado CC

85 f. il.

Orientador: Prof. Romero Leandro Andersen, Dr.

Trabalho de Conclusão de Curso, 2017

1. Filtro ativo paralelo.
2. retificadores multipulsos.
3. demanda de energia elétrica.
4. avanço tecnológico.

**Retificador de 12 Pulsos de Alto Fator de Potência com Filtro Ativo
Paralelo Conectado ao Lado CC**

**Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Departamento de Engenharia
Elétrica como um dos Pré-Requisitos para a Obtenção do Título de Bacharel em
Engenharia Elétrica**

Data de Aprovação: ____/____/____

Nota: _____

Aprovado por:

**Prof. Romero Leandro Andersen, Dr. (Orientador)
Universidade Federal da Paraíba**

**Prof. Alexandre César de Castro, Dr. (Examinador)
Universidade Federal da Paraíba**

**Prof. Kleber Carneiro de Oliveira, Dr. (Examinador)
Universidade Federal da Paraíba**

JOÃO PESSOA – PB

Junho/2017

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me dado o dom da vida e por sempre está ao meu lado, principalmente nos momentos difíceis.

A toda minha família, em especial aos meus pais, Nalrizete Pereira de Moura Sousa e Romualdo Xavier de Sousa. E ao meu grande irmão, Rômulo Pereira de Moura Sousa, que sempre se mostrou mais do que irmão de sangue.

Agradeço ao meu orientador, professor Romero Leandro Andersen, pela paciência, dedicação, motivação e magnífica orientação durante esse período de TCC.

E finalmente, agradecer aos meus amigos Auritônio, Anderson, André, Bruna, Cristiano, Dalison, Diogo, Edson, Eduardo, Gabriel, Higo Thaian, Jonathan, Kaique, Sávio e Thiago, pela amizade e companheirismo durante todo o curso.

RESUMO

O presente trabalho de conclusão de curso aborda o estudo, análise, projeto e simulação de um filtro ativo paralelo (FAP) monofásico associado a um retificador de 12 pulsos, com a finalidade de corrigir o fator de potência (FP) na entrada da rede elétrica e de diminuir a taxa de distorção harmônica (TDH) das correntes drenadas pela carga para que se atenda as normas internacionais, IEEE 519 e IEC. O capítulo 1 destina-se a motivação do presente trabalho, onde é comentado sobre as cargas não lineares e como elas prejudicam os sistemas elétricos. Também é explanado sobre as definições de fator de potência (FP) e da taxa de distorção harmônica (TDH) para se ter ideia do que se pretende realizar com técnica proposta. Algumas técnicas de correção de FP ainda foram citadas no capítulo 1, mostrando as vantagens e desvantagens de cada uma. Dando sequência ao trabalho, no capítulo 2 foi feita uma análise da ligação do FAP no lado CA e no lado CC, fazendo-se comparações entre as duas formas de conexão e entre as estratégias de controle. Já no capítulo 3 apresentou-se os retificadores multipulsos, com foco no retificador de 12 pulsos paralelo, o qual será associado ao FAP. O capítulo 4 foi dedicado à apresentação da proposta principal a ser usada e de uma proposta alternativa. Nesta parte do trabalho se fez todo o dimensionamento da estrutura de potência e controle. No quinto capítulo se encontra todas as simulações e resultados necessários para comprovar o bom funcionamento das estruturas propostas e que os objetivos foram alcançados. Também é realizado comparações entre as duas propostas.

Palavras-Chaves: Filtro ativo paralelo, Taxa de distorção harmônica, Fator de potência, Cargas não lineares, Retificador de 12 pulsos paralelo.

ABSTRACT

The present work of conclusion of course deals with the study and simulation of a single-phase parallel active filter (PAF) associated with a 12-pulses rectifier, with the finality of correcting the power factor (PF) at the input of the electric grid and to reduce the total harmonic distortion (TDH) of the drained currents by the load to attend the american standards (limits for harmonics by the IEEE 519 standard). Chapter 1 is intended for motivation of the present work, where it is commented on the no linear loads and how they damage the electrical systems. It is also explained about the definitions of power factor (PF) and total harmonic distortion (THD) to get an idea of what will be done with the proposed technique. Some PF correction techniques were still mentioned in chapter 1, showing the advantages and disadvantages of each. Giving sequence in the work, in chapter 2 was made an analysis of the connection of the PAF on the AC side and on the DC side, making comparisons between the two forms of connection and between the control strategies. Already in chapter 3 the multipulse rectifiers were presented, focusing on the parallel 12-pulses rectifier, which will be associated with the PAF. Chapter 4 was dedicated to the presentation of the main proposal to be used and an alternative proposal. In this part of the work is done all the sizing of the structure of power and control. The fifth chapter is all simulations and results needed to confirm the proper functioning of the structures proposed and which objectives were achieved. It is also carried out comparisons between the two proposals.

Keywords: Parallel active filter, Total harmonic distortion, Power factor, No linear loads, 12-pulses rectifier.

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
2	FILTRO ATIVO PARALELO.....	5
2.1	FAP Conectado no Lado CA.....	5
2.1.1	Estratégias de Controle.....	7
2.2	FAP Conectado no Lado CC.....	8
2.2.1	Princípio de Funcionamento do FAP	9
2.2.2	Cálculo da Razão Cíclica	11
2.2.3	Estratégia de Controle	13
3	RETIFICADORES MULTIPULSOS	15
3.1	Retificador 12 Pulsos Paralelo	15
3.1.1	Formas de Onda Teóricas.....	18
4	PROJETO DO FAP ASSOCIADO AO RETIFICADOR 12 PULSOS PARALELO	22
4.1	Proposta 1 – 3 Malhas de Controle	22
4.1.1	Dimensionamento do Retificador 12 Pulsos	27
4.1.2	Dimensionamento dos Elementos Passivos do FAP	28
4.1.3	Dimensionamento das Malhas de Controle.....	31
4.1.4	Dimensionamento da Carga	48
4.1.5	Especificações de Projeto.....	49
4.2	Proposta 2 – 4 Malhas de Controle	51
4.2.1	Especificações de Projeto.....	52
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	54
5.1	Proposta 1.....	54
5.1.1	Funcionamento das Malhas de Corrente	58
5.1.2	Funcionamento da Malha de Tensão.....	59
5.2	Proposta 2.....	60
5.2.1	Funcionamento das Malhas de Corrente	62
5.2.2	Funcionamento das Malhas de Tensão.....	63
6	CONCLUSÃO	64
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	73

Lista de Figuras

Figura 1 - Inversor de tensão em ponte completa	5
Figura 2 - Corrente drenada por uma carga não linear	6
Figura 3 - Princípio de funcionamento do FAP no lado CA	6
Figura 4 - Estratégia por monitoramento da corrente da rede elétrica	7
Figura 5 - Estratégia por monitoramento de corrente de carga e de filtro	8
Figura 6 - Quadrantes de operação de um FAP	9
Figura 7 - Estrutura de potência de um FAP no lado CC	9
Figura 8 - Circuito equivalente do FAP para um período de chaveamento	10
Figura 9 - Formas de onda teóricas das etapas de operação	11
Figura 10 - Variação da razão cíclica em função de ωt , para diversos valores de A	13
Figura 11 - Estratégia de controle para o FAP conectado no lado CC	13
Figura 12 - Espectro harmônico da corrente de fase para retificador a 6 pulsos conectado a um transformador delta/delta	16
Figura 13 - Espectro harmônico da corrente de fase para retificador a 6 pulsos conectado a um transformador delta/estrela	16
Figura 14 - Retificador 12 pulsos paralelo	17
Figura 15 - Espectro harmônico da corrente de fase para um retificador 12 pulsos	17
Figura 16 - Correntes de fase e de linha no secundário do delta/delta	19
Figura 17 - Correntes de fase no secundário do delta/estrela	20
Figura 18 - Correntes de bobina e da rede no primário	21
Figura 19 - Estrutura proposta do retificador de 12 pulsos paralelo com FAP no lado CC	23
Figura 20 - Correntes de saída nas pontes retificadoras	23
Figura 21 - Correntes de compensação dos FAP	24
Figura 22 - Correntes de fase no secundário do delta/estrela	24
Figura 23 - Correntes de fase e de linha no secundário do delta/delta	25
Figura 24 - Correntes de fase e de linha no lado primário	26
Figura 25 - Forma de onda da tensão de saída em um retificador de 6 pulsos	28
Figura 26 - Ondulação de corrente parametrizada para meio período da rede	30
Figura 27 - Diagrama de blocos do sistema completo incluindo as malhas de controle de corrente	32
Figura 28 - Diagrama de blocos de uma malha de controle de corrente	33
Figura 29 - Detalhe da tensão V_{ab} para modulação de dois níveis	33
Figura 30 - Circuito elétrico equivalente do inversor de tensão	34
Figura 31 - Detalhe da modulação dois níveis para obtenção do Gpwm	36
Figura 32 - Compensador de corrente	37
Figura 33 - Curva assintótica de $H_i(s)$	38
Figura 34 - Diagrama de Bode do compensador de corrente	40
Figura 35 - Diagrama de Bode da FTMA de corrente	41
Figura 36 - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão	42
Figura 37 - Diagrama de blocos do sistema completo incluindo as malhas de controle de corrente e tensão	42
Figura 38 - Compensador de tensão	45
Figura 39 - Curva assintótica de $H_v(s)$	46
Figura 40 - Diagrama de Bode do compensador de tensão	48

Figura 41 - Diagrama de Bode da FTMA de tensão	48
Figura 42 - Diagrama do sistema completo incluindo as malhas de controle de tensão e corrente	51
Figura 43 - Esquemático do circuito completo	54
Figura 44 - Estrutura sem os FAP	55
Figura 45 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e FP	55
Figura 46 - Corrente da rede e o valor da TDH.....	56
Figura 47 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e FP	56
Figura 48 - Corrente da rede e o valor da TDH.....	57
Figura 49 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e os respectivos valores de pico	57
Figura 50 - Tensão na carga, corrente na carga e os respectivos valores	58
Figura 51 - Correntes nas saídas das pontes retificadoras	59
Figura 52 - Transitório para decréscimo e acréscimo de 50% de carga	59
Figura 53 - Esquemático compelto.....	60
Figura 54 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e FP	61
Figura 55 - Corrente da rede e o valor da TDH.....	61
Figura 56 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e os respectivos valores de pico	62
Figura 57 - Tensão na carga, corrente na carga e os respectivos valores	62
Figura 58 - Correntes nas saídas das pontes retificadoras	62
Figura 59 - Transitório para diminuição de 50% da carga	63

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição	2
Tabela 2 - Especificações de Projeto.....	49
Tabela 3 - Valores dos principais parâmetros calculados	50
Tabela 4 - Especificações de projeto.....	52
Tabela 5 - Valores dos principais parâmetros calculados	53
Tabela 6 - Tabela comparativa.....	57
Tabela 7 - Análise comparativa entre as duas propostas.....	61

1 INTRODUÇÃO GERAL

No mundo atual, o aumento da demanda de energia elétrica é consequência direta do aumento de cargas no sistema elétrico, essa escala crescente só tende a aumentar ao passar dos anos, trazendo como consequência uma verdadeira preocupação com a qualidade da energia elétrica. Boa parte das cargas que são inseridas na rede elétrica são de origem não lineares (relação não linear entre tensão e corrente) e quando conectadas à rede introduzem harmônicos, provocando assim distorções nas correntes e afundamentos nas tensões. O baixo fator de potência (FP) também é consequência desse tipo de carga.

O grande avanço tecnológico ocorrido nos últimos anos proporcionou o uso mais frequente de equipamentos eletro-eletrônicos e eletromecânicos (presentes cada vez mais nos setores comercial, residencial e industrial), provocando assim distúrbios relevantes nos sistemas elétricos. Estes equipamentos possuem em sua entrada fontes de alimentação do tipo chaveada. Normalmente nestas aplicações o primeiro estágio de processamento de potência é realizado por uma estrutura retificadora associada a um filtro capacitivo. Esta estrutura trás como vantagens: robustez e simplicidade. Por outro lado, drenam da rede correntes não senoidais [1]. Correntes com esse formato provocam uma série de problemas nas instalações e para os sistemas de distribuição e transmissão, como os citados em [2].

Hoje em dia a maioria das aparelhagens elétricas, sejam contidas nas residências ou em indústrias, necessitam de circuitos de entradas especiais, como por exemplo: fontes chaveadas, retificadores, gradadores e entre outros. Esses aparelhos causam poluição harmônica na rede elétrica, e isso se torna prejuízo às concessionárias de energia elétrica. Logo, a tendência é que as concessionárias passem a exigir padrões para a melhoria da qualidade da energia elétrica, principalmente em relação a taxa de distorção harmônica (TDH).

Segundo [3], os limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV) de acordo com o IEEE-519, são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição

Máxima corrente harmônica em % da corrente de carga (I_o - valor da componente fundamental)						
Harmônicas ímpares:						
I_{cc}/I_o	<11	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 < n$	TDD(%)
<20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
20<50	7	3,5	2,5	1	0,5	8
50<100	10	4,5	4	1,5	0,7	12
100<1000	12	5,5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2,5	1,4	20

Antes de apresentar ideias, como técnicas para corrigir o fator de potência, será primeiro realizado um breve estudo sobre o fator de potência. Sabe-se que o FP pode variar de 0 a 1, e que pode ser calculado de várias maneiras, dependendo apenas do tipo de carga. A equação geral é definida em (1.1).

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.1)$$

Para cargas não lineares, o FP também pode ser calculado a partir da seguinte equação.

$$FP = FD \cdot FD_i \quad (1.2)$$

Onde FD é o fator de deslocamento entre a corrente e tensão; e FD_i é o fator de distorção da corrente. O FD é definido como o cosseno da defasagem entre a componente fundamental da tensão e da corrente como exposto na Eq. (1.3). E o FD_i é dependente da TDH da corrente, de acordo a Eq. (1.4) [4].

$$FD = \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (1.3)$$

$$FD_i = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH_i^2}} \quad (1.4)$$

Dessa forma, o fator de potência total para uma estrutura elétrica em corrente alternada com carga não linear, considerando a fonte de tensão ideal, ou seja, isenta de harmônicas, pode ser definido pela Eq. (1.5).

$$FP = \frac{\cos(\theta_v - \theta_i)}{\sqrt{1 + TDH_i^2}} \quad (1.5)$$

Para resolver esses problemas apresentados anteriormente é necessário acoplar uma etapa de pré-processamento de energia que seja capaz de corrigir o fator de potência

e as distorções na corrente de entrada. Acoplar uma etapa de pré-processamento já foram propostas em [1], [4], [5], [6] e [7], como por exemplo: uso de um conversor Boost, filtros passivos série e/ou paralelo, filtros ativos e até mesmo o uso de conversores multi-pulsos.

- O conversor Boost é visto como uma solução elegante, porém nem sempre consegue solucionar o problema, pois exige que a carga seja projetada pensando-se no uso desta técnica;
- Os filtros passivos (combinações de capacitores, indutores e resistores) possuem como características principais, a sua robustez, simplicidade e baixo custo. No entanto, são pesados e volumosos;
- Já os filtros ativos se apresentam como uma solução bastante interessante para solucionar o problema de harmônicos de corrente na rede elétrica provocados por cargas não lineares, são mais eficazes e podem realizar suas funções corretivas mesmo com mudanças dinâmicas na carga. Tendo como desvantagens, custo elevado e complexidade de projeto.

Segundo [4], qualquer conversor bidirecional em corrente pode ser utilizado como filtro ativo. Sendo que, a forma como se conecta estes filtros à rede elétrica, série ou paralelo, é que define o tipo de correção a ser realizada. De acordo com [2] e [5], a conexão em série do filtro ativo de potência é concebida na filtragem de harmônicos de tensão da rede, onde a carga é protegida de flutuações da tensão e possíveis distorções harmônicas. Já a conexão paralela é usada para filtrar as harmônicas na corrente, diminuindo assim a TDH da corrente e conseqüentemente deixando a Eq. (1.4) mais próxima da unidade.

Em várias literaturas que tratam deste assunto, o filtro ativo paralelo (FAP) é geralmente conectado no lado CA da rede, permitindo dessa forma o cancelamento ou isolação das harmônicas drenadas pelas cargas não lineares, aumentando assim o FP e emulando uma carga resistiva para o sistema elétrico. E se forem controlados de maneira correta, tendem a compensar a defasagem entre a tensão da rede e a corrente drenada pela carga. Em casos onde a rede é trifásica, o FAP a ser conectado no lado CA terá que ser projetado para ser trifásico.

Uma solução bastante usada para elevar o FP é o uso dos retificadores multipulsos. Este tipo de técnica consiste na associação de transformadores trifásicos e retificadores, com o objetivo de diminuir as harmônicas de corrente e o deslocamento angular entre

tensão e corrente, da rede elétrica [8], [9], [10]. A configuração do transformador em delta/delta-estrela (Δ/Δ -Y) é uma das mais usadas neste tipo de técnica. Os secundários em Y e Δ apresentam uma defasagem de 30° entre si, permitindo-se assim, que permaneça apenas as harmônicas de ordem $12k \pm 1$, onde $k = 1, 2, 3, \dots$

A prioridade principal dessa trabalho de conclusão de curso é realizar um estudo completo e elaborar uma metodologia de projeto referente a técnica de uso de um FAP com a conexão realizada no lado CC, e associado a um retificador 12 pulsos paralelo para elevar o fator potência à unidade. Outro foco a ser exposto é a realização de uma análise comparativa entre as duas formas de se conectar um FAP; conexão no lado CA ou no CC.

2 FILTRO ATIVO PARALELO

Os FAP são geralmente empregados para corrigir harmônicas de correntes de cargas não lineares. Eles podem ser conectados tanto no lado CA como no lado CC. No lado da rede elétrica (CA), o FAP é conectado em paralelo com a fonte e a carga. Já no lado CC a conexão é realizada apenas em paralelo com a carga.

Sabe-se que um inversor de tensão pode funcionar como filtro ativo de potência, onde seu barramento CC pode ser controlado e funcionar como uma fonte de tensão contínua, armazenando energia em seu capacitor. Um exemplo de um inversor de tensão pode ser visto na Fig. 1.

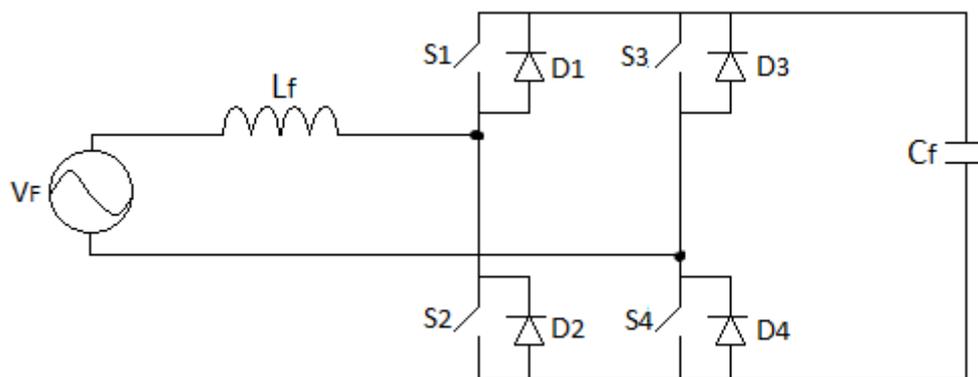


Figura 1 - Inversor de tensão em ponte completa

2.1 FAP Conectado no Lado CA

Como já mencionado antes, os filtros ativos tipo paralelo são usados para reduzir as harmônicas de correntes solicitadas por cargas não lineares. Eles atuam injetando harmônicas de corrente na rede, de mesma amplitude e oposição de fase das harmônicas da carga, de forma que, a corrente que é drenada da rede elétrica, que é soma da corrente de carga mais a corrente do filtro, seja praticamente senoidal, ou seja, a carga não linear se comporta praticamente como resistiva para a fonte de entrada. As Figs. 2 e 3 baseadas em [5], ilustram de maneira simples como ocorre essa obtenção da corrente senoidal.

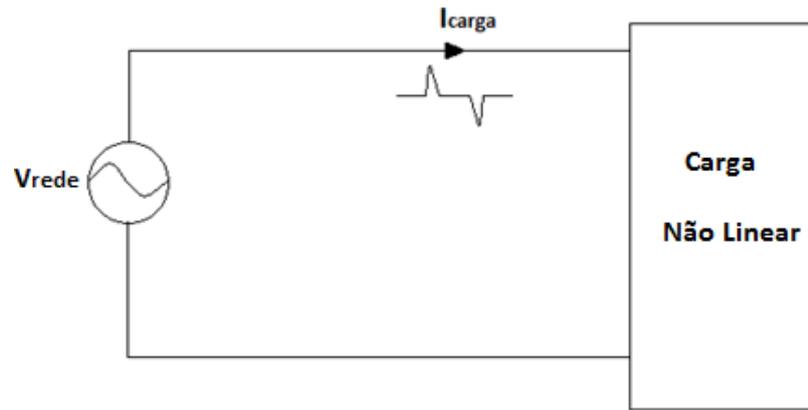


Figura 2 - Corrente drenada por uma carga não linear

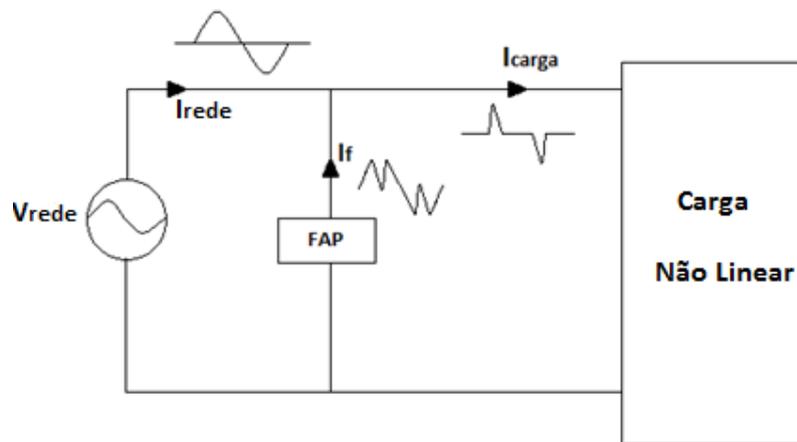


Figura 3 - Princípio de funcionamento do FAP no lado CA

Teoricamente os FAP não processam potência ativa, mas na prática existe uma pequena dissipação de potência ativa para compensar as perdas por condução e comutação nos semicondutores. A tendência é que por ele circule apenas reativos para compensar as harmônicas indesejáveis e até mesmo o fator de deslocamento entre tensão e corrente da rede elétrica. E vale salientar que não é preciso modificar a carga para conectar-se o FAP, já que o mesmo nesse caso é colocado em paralelo com a rede elétrica e a carga. Dessa forma, mesmo se o filtro ativo deixar de funcionar, a carga continua a ser alimentada pela fonte, mas com baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico.

Segundo [11] e [12], os FAP só são eficazes quando são utilizados para compensar harmônicos drenados por cargas não lineares com características de fontes de harmônicos

de corrente, como é o caso dos retificadores com indutância elevada no lado CC. Logo, não é correto pensar que essa topologia seja ideal para qualquer tipo de carga não linear.

Em [12] é mostrado que o uso do FAP para compensar cargas não lineares com características de fonte de harmônicos de tensão, retificadores com filtro capacitivo na saída, tanto não realiza o cancelamento dos harmônicos, como também provoca o aumento das ondulações no barramento CC e picos de corrente no CA.

2.1.1 Estratégias de Controle

De acordo com [13], [14] e [15], a estratégia de controle mais ideal para os FAP conectados no lado CA consiste em se observar a corrente da rede e as tensões do barramento CC do filtro e da rede elétrica. Essa estratégia pode ser vista na Fig. 4.

Outra estratégia de controle, não tão vistosa, consiste em usar sensores de corrente para monitorar tanto a corrente do filtro como da carga, além do monitoramento das tensões CC e CA, como representado na Fig. 5. Esta estratégia não só apresenta um sensor a mais, custando ainda mais o projeto, como também é preciso calcular a componente fundamental da corrente de carga para gerar a referência. Dessa forma seria necessário ao menos um período da rede em observação, o que poderia comprometer o desempenho dinâmico do filtro ativo.

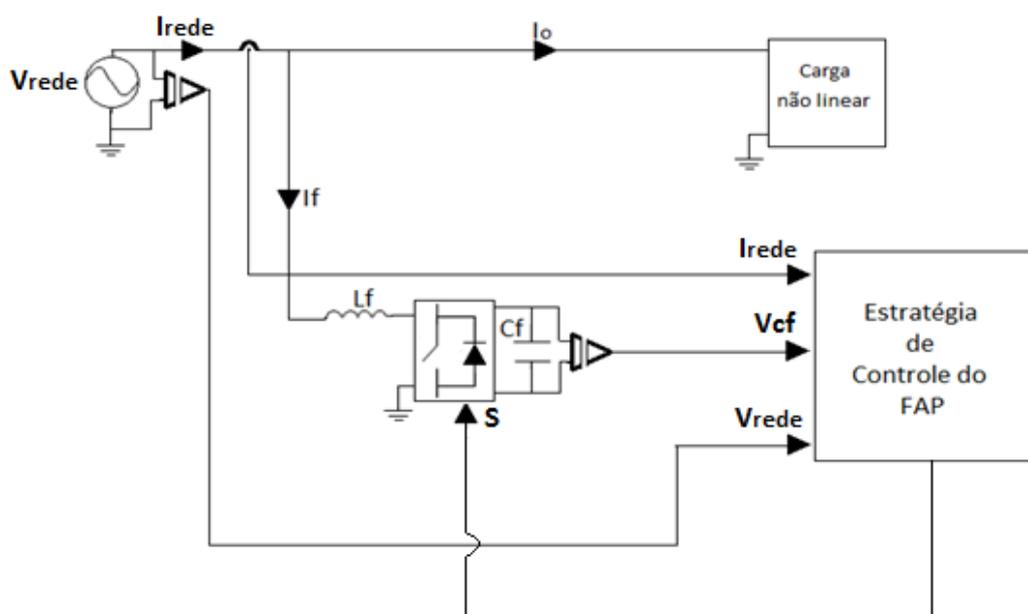


Figura 4 - Estratégia por monitoramento da corrente da rede elétrica

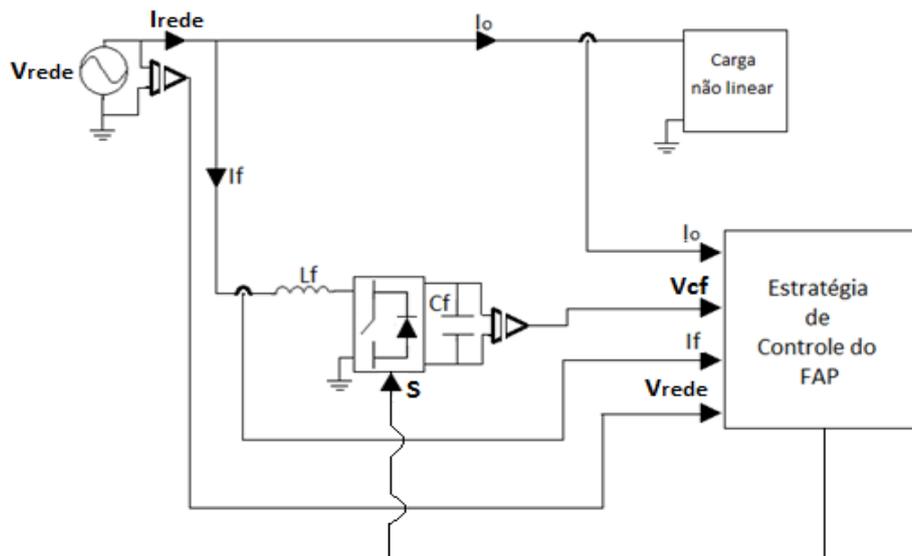


Figura 5 - Estratégia por monitoramento de corrente de carga e de filtro

2.2 FAP Conectado no Lado CC

Neste capítulo foi apresentado e explorado o uso da técnica de um filtro ativo paralelo para diminuir a TDH e até mesmo o fator de deslocamento entre tensão e corrente da rede, podendo assim, levar o fator de potência praticamente a unidade. Foi explorado também as 2 topologias mais usadas de controle para quando o FAP é conectado no lado CA.

A intenção agora é buscar vantagens com a conexão do FAP no lado CC da carga. De acordo com a proposta, o filtro ativo agora injeta corrente de compensação no lado CC, com o objetivo de melhorar a qualidade das correntes do lado CA. Quando esses conversores são conectados no lado de corrente alternada, eles operam nos quatro quadrantes, trazendo como vantagem a possibilidade de se trabalhar com modulação de 2, 3 e até mais níveis, proporcionando uma indutância de acoplamento cada vez menor. Porém, apresenta como desvantagens o uso de múltiplos braços com dois interruptores cada e grandes esforços nelas por estarem expostas à elevadas tensões.

No lado CC, os conversores trabalham apenas em dois quadrantes, onde os dois são referentes ao eixo positivo de tensão. Sendo assim, o filtro é projetado com apenas um braço com dois interruptores, porém, só se consegue trabalhar com modulação a dois níveis, o que resulta em uma indutância de acoplamento maior. A conexão no lado CC

pode trazer como vantagem também esforços bem menores nos interruptores, pois a tensão nesse lado pode ser especificada para valores bem menores do que os valores da rede elétrica. As Figs. 6 e 7 mostram os quadrantes aqui citados e a forma de como o FAP é conectado.

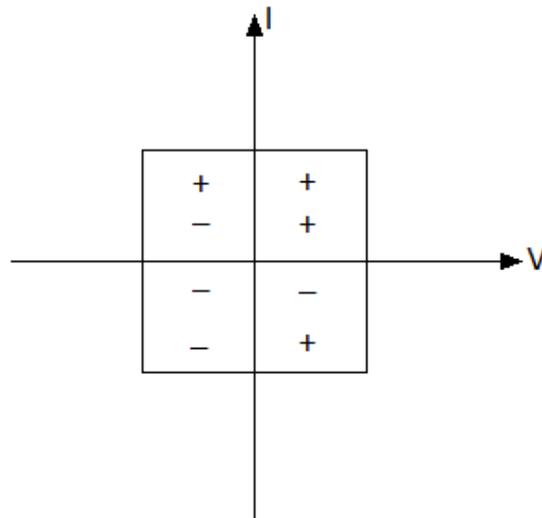


Figura 6 - Quadrantes de operação de um FAP

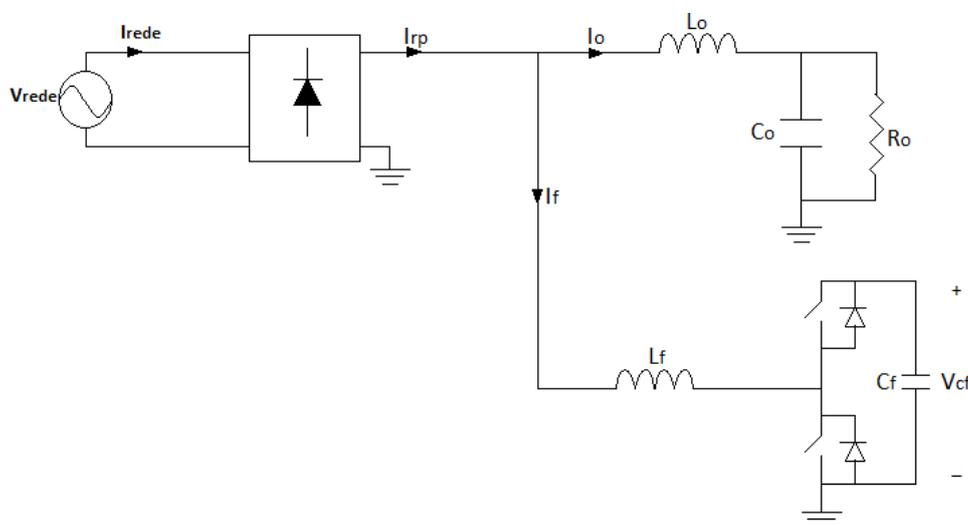


Figura 7 - Estrutura de potência de um FAP no lado CC

2.2.1 Princípio de Funcionamento do FAP

Como já mencionado na seção 2.2, para o filtro ativo conectado no lado CC, apenas a modulação de dois níveis pode ser usada para o controle dos interruptores. Esse

tipo de modulação é caracterizada por produzir dois níveis de tensão entre os terminais a e b, os quais são, $+V_{cf}$ e $-V_{cf}$.

A frequência de comutação dos interruptores do filtro ativo é várias vezes mais elevada que a frequência das tensão das ponte de diodos, neste caso, para um período de comutação pode-se considerar que estas tensões são constantes [16]. Logo, o circuito do FAP pode ser representado pela estrutura apresentada na Fig. 8.

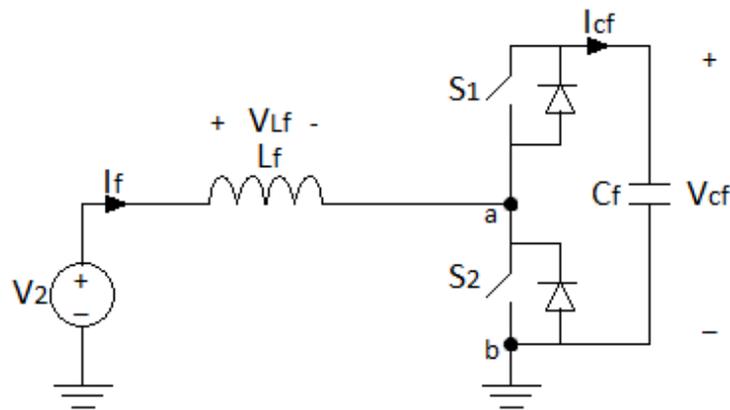


Figura 8 - Circuito equivalente do FAP para um período de chaveamento

As etapas de operação do circuito apresentado na Fig. 8 são descritas a seguir.

1º etapa ($\Delta t = D \cdot T_s$) - Transferência de energia da fonte para o indutor:

- O interruptor S_2 fecha (conduz) e o interruptor S_1 se mantém aberta;
- Nesse período ocorre a magnetização do indutor, proveniente da energia recebida da fonte de entrada;
- A corrente no indutor cresce numa taxa igual à $\frac{V_{Lf} \cdot DT_s}{L}$;
- $V_{ab} = 0$.

2º etapa ($\Delta t = T_s \cdot (1 - D)$) - Transferência de energia do indutor para o capacitor:

- O interruptor S_2 é comandada a bloquear e o interruptor S_1 conduz;
- A energia armazenada antes no indutor agora é transferida para o capacitor, pois a tensão de barramento é sempre maior do que a tensão de pico retificada [17];

- A corrente no indutor decresce a uma taxa de $\frac{(V_2 - V_{cf})(T_s(1-D))}{L}$;
- $V_{ab} = V_{cf}$.

Logo a seguir na Fig. 9 são apresentadas as formas de onda teóricas que descrevem as duas etapas de operação anteriores.

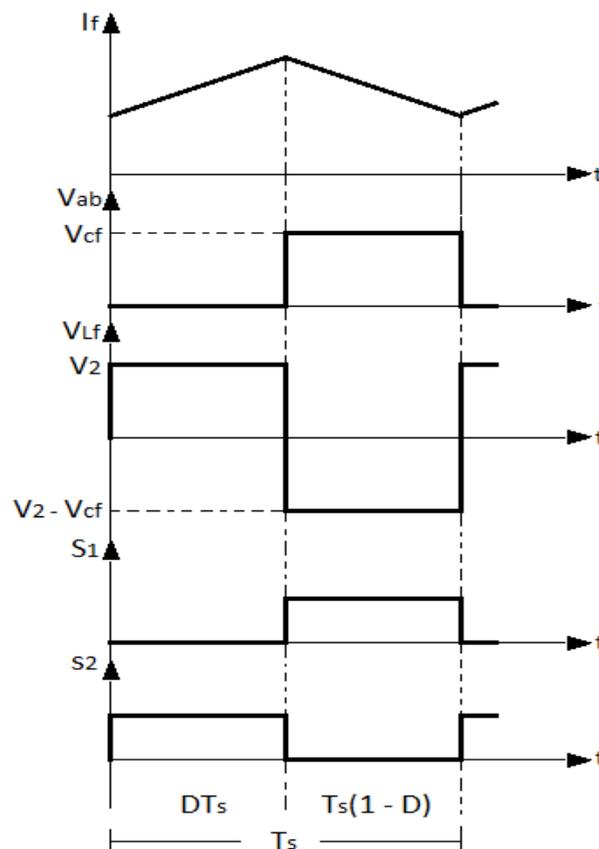


Figura 9 - Formas de onda teóricas das etapas de operação

2.2.2 Cálculo da Razão Cíclica

Para determinar a razão cíclica D do conversor bidirecional em corrente, antes de tudo deve-se considerar o indutor de entrada comportando-se de forma ideal, pois em regime permanente sua tensão média é nula. Outra consideração que deve ser feita é em relação à tensão retificada que é imposta no inversor. Como a frequência de comutação é muito maior que a frequência da tensão retificada, logo pode-se considerar constante esta tensão em um período de comutação. A razão cíclica, para $0 \leq \theta \leq \pi$, pode ser obtido a partir da Eq. (2.1).

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_2 dt) + \int_{DT_s}^{T_s} (V_2 - V_{cf}) dt \right] = 0 \quad (2.1)$$

Resolvendo (2.1), obtém-se a Eq. (2.2).

$$D \cdot (V_2) + (V_2 - V_{cf}) \cdot (1 - D) = 0 \quad (2.2)$$

Desenvolvendo (2.2) e fazendo as devidas simplificações, chega-se na Eq. (2.3).

$$V_{cf} D = -V_2 + V_{cf} \quad (2.3)$$

Isolando a razão cíclica em (2.3), resulta na Eq. (2.4).

$$D = \frac{-V_2 + V_{cf}}{V_{cf}} \quad (2.4)$$

Para o intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$, a tensão $V_2(\omega t) = V_{1p} \text{sen}(\omega t)$. Logo, a Eq. (2.4) pode ser reescrita da seguinte forma.

$$D = \frac{-V_{1p} \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_{cf}} + 1 = -A \text{sen}(\omega t) + 1 \quad (2.5)$$

Onde:

$$A = \frac{V_{1p}}{V_{cf}} \quad (2.6)$$

é a relação entre o valor de pico da tensão de entrada e a tensão de barramento CC.

As curvas da razão cíclica para diversos valores de ganho do conversor são apresentadas na Fig. 10.

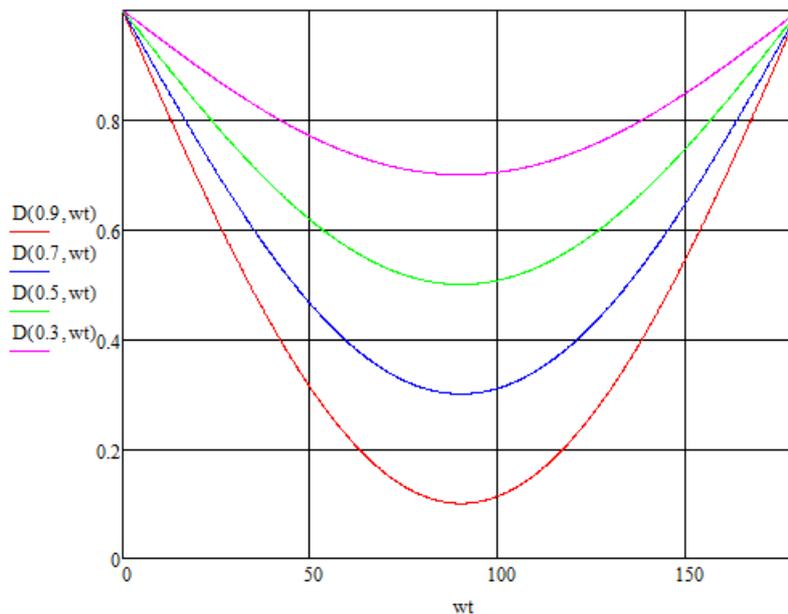


Figura 10 - Variação da razão cíclica em função de ωt , para diversos valores de A

2.2.3 Estratégia de Controle

Para a conexão do FAP no lado da carga, uma das estratégias de controle é apresentado na Fig. 11, como apresentado em [6].

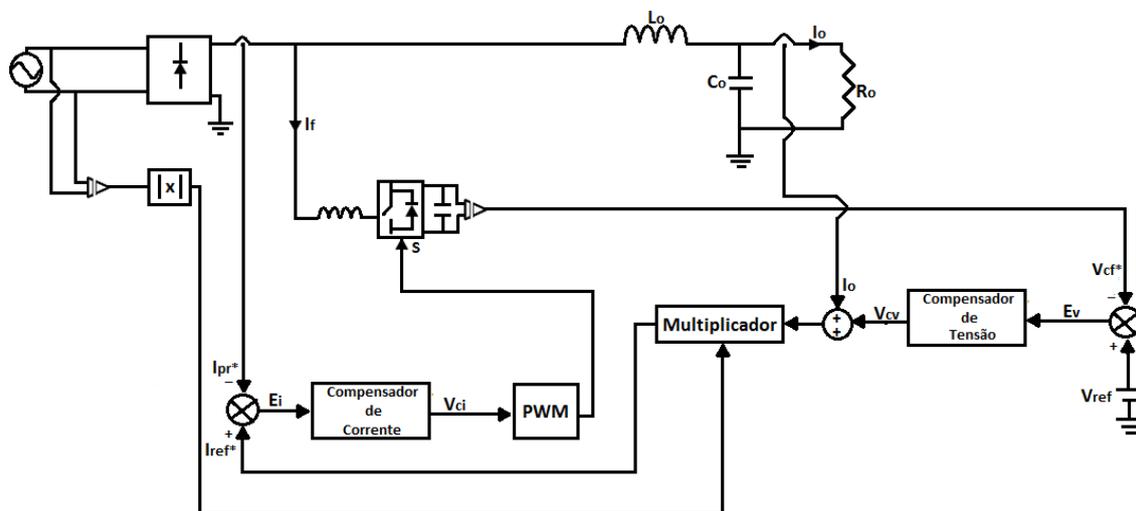


Figura 11 - Estratégia de controle para o FAP conectado no lado CC

Esta estratégia de controle realiza o monitoramento da corrente, que sai de um retificador monofásico de 2 pulsos e da de carga, e o monitoramento da tensão CC do

filtro. A corrente de referência (I_{ref}^*) é obtida através da soma dos sinais resultantes do compensador de tensão e da corrente de carga, o resultado é multiplicado por um sinal retificado da tensão da fonte.

A leitura da corrente de carga tem como objetivo a extração do valor médio para definir a amplitude necessária da corrente de entrada para gerar a potência ativa requerida pela carga.

3 RETIFICADORES MULTIPULSOS

Como se sabe, várias são as técnicas propostas em diversas literaturas para correção de fator de potência e redução de conteúdo harmônico, sendo elas passivas e ativas. Os retificadores multipulsos são técnicas preventivas, que consiste no emprego de transformadores trifásicos conectados à retificadores, cujo o objetivo é eliminar as harmônicas de corrente que prejudicam os sistemas elétricos. Esses retificadores podem ser de 6, 12, 18 e até 24 pulsos. Segundo [18], quanto maior o número de pulsos melhor será a qualidade da tensão CC, ou seja, menos ondulação, e menor será o conteúdo harmônico da corrente de rede.

3.1 Retificador 12 Pulsos Paralelo

Uma das motivações deste trabalho é o emprego do retificador 12 pulsos para eliminar as harmônicas de ordem mais baixa, e assim tornar o fator de potência mais próximo da unidade. Para essa topologia apenas os harmônicos de ordens $12k \pm 1$ aparecem na corrente da fonte de alimentação.

Quando se liga um transformador em delta/estrela, há uma defasagem de 30° das tensões primárias e secundárias. Logo, conectando outro retificador de 6 pulsos, se obtém uma defasagem de 30° entre os dois transformadores secundários, enquanto o delta primário e o secundário apresenta a mesma defasagem. Os 30° entre os secundários é essencial para que se possa obter o cancelamento das harmônicas 5, 7, 17, 19, 29, 31, etc. Principalmente as de ordem 5 e 7, por serem as de maiores amplitudes nos retificadores [18]. É importante também que as tensões secundárias tenham valores de pico iguais.

Mostrou-se em estudos recentes que um retificador a 6 pulsos (ponte de Graetz) ligado a um transformador com conexão delta/delta produz harmônicas positivas e negativas, e se ligado a um transformador delta/estrela produz harmônicas apenas positivas [19]. Essas harmônicas estão ilustradas nas Figs 12 e 13.

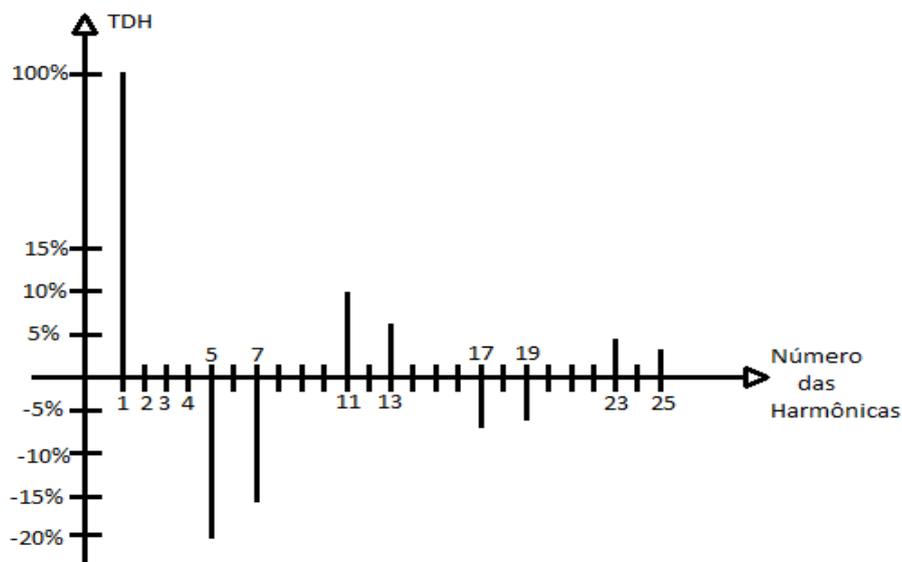


Figura 12 - Espectro harmônico da corrente de fase para retificador a 6 pulsos conectado a um transformador delta/delta

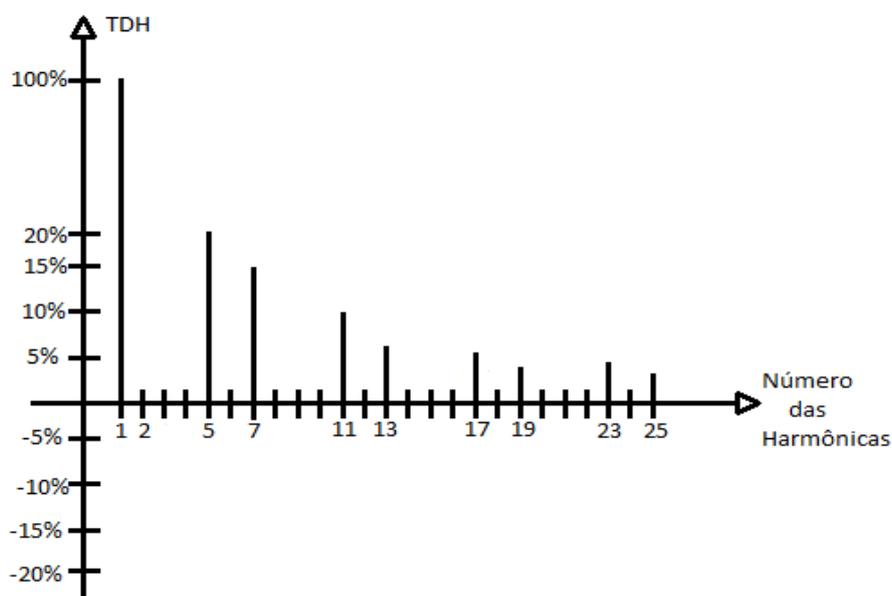


Figura 13 - Espectro harmônico da corrente de fase para retificador a 6 pulsos conectado a um transformador delta/estrela

Quando conecta-se dois retificadores de 6 pulsos em paralelo, com um transformador delta/delta-estrela, como apresentado na Fig. 14, consegue-se o cancelamento das harmônicas de mesmo módulo e oposição de fase, como ilustrado na Fig. 15.

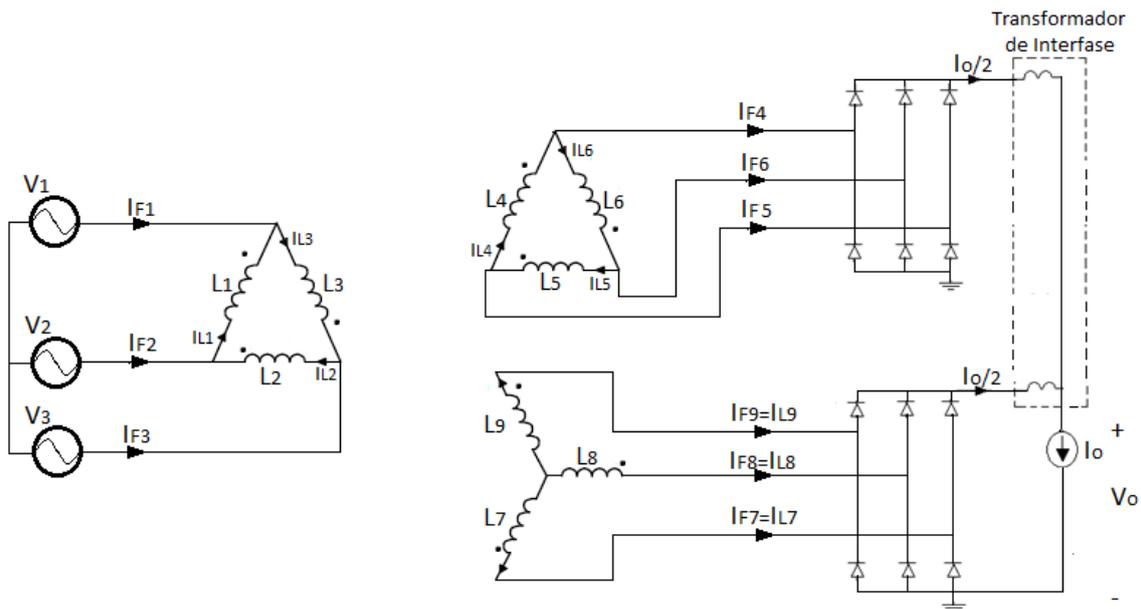


Figura 14 - Retificador 12 pulsos paralelo

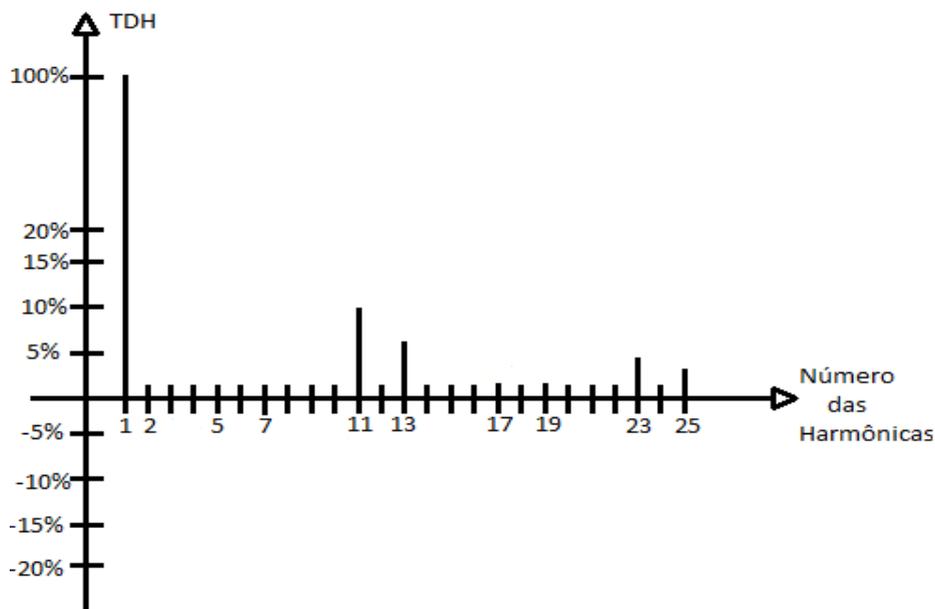


Figura 15 - Espectro harmônico da corrente de fase para um retificador 12 pulsos

Para o retificador 12 pulsos paralelo, o valor médio das tensões na saída das duas pontes retificadoras são iguais, porém, devido ao defasamento de 30° entre essas tensões, seus valores instantâneos se tornam diferentes. Sendo assim, as duas pontes de diodos não podem ser conectadas diretamente em paralelo, pois pode provocar circulação de corrente alternada entre as pontes. Para resolver este problema usou-se do emprego de um

transformador de interfase como destacado na Fig. 14, cujo o objetivo é limitar essa circulação de corrente alternada, provocada pela diferença entre as tensões instantâneas. Idealmente, cada retificador conduz metade da corrente de carga, no entanto, na prática não se pode garantir que essa corrente de carga seja dividida igualmente entre as pontes, pois as tensões médias nunca são rigorosamente iguais. É importante destacar também, que o valor médio da tensão na carga é igual ao das duas pontes.

3.1.1 Formas de Onda Teóricas

Para o melhor entendimento do retificador 12 pulsos paralelo, apresenta-se uma análise das formas de onda básicas, onde se tem as correntes de fase e de linha dos retificadores conectados aos secundários dos transformadores em delta/delta e delta/estrela. As Figs. 16 e 17 ilustram as correntes de fase e de linha. Para obter as correntes de linha do secundário delta/delta fez-se os seguintes cálculos.

$$I_{F4} = I_{L4} - I_{L6} \quad (3.1)$$

$$I_{F5} = I_{L5} - I_{L4} \quad (3.2)$$

$$I_{F6} = I_{L6} - I_{L5} \quad (3.3)$$

Como as correntes de linha de um transformador em delta possuem o mesmo módulo e defasamentos de 120° entre si, logo:

$$I_{L4} + I_{L5} + I_{L6} = 0 \quad (3.4)$$

Isolando I_{L5} na Eq. (3.4) e substituindo o resultado na Eq. (3.2), obtém-se:

$$I_{F5} = -I_{L6} - 2I_{L4} \quad (3.5)$$

Subtraindo a Eq. (3.5) da Eq. (3.1), resulta na Eq. (3.6).

$$I_{L4} = \frac{I_{F4} - I_{F5}}{3} \quad (3.6)$$

Procedimentos semelhantes foram realizados para obter as Eqs. (3.7) e (3.8).

$$I_{L5} = \frac{I_{F5} - I_{F6}}{3} \quad (3.7)$$

$$I_{L6} = \frac{I_{F6} - I_{F4}}{3} \quad (3.8)$$

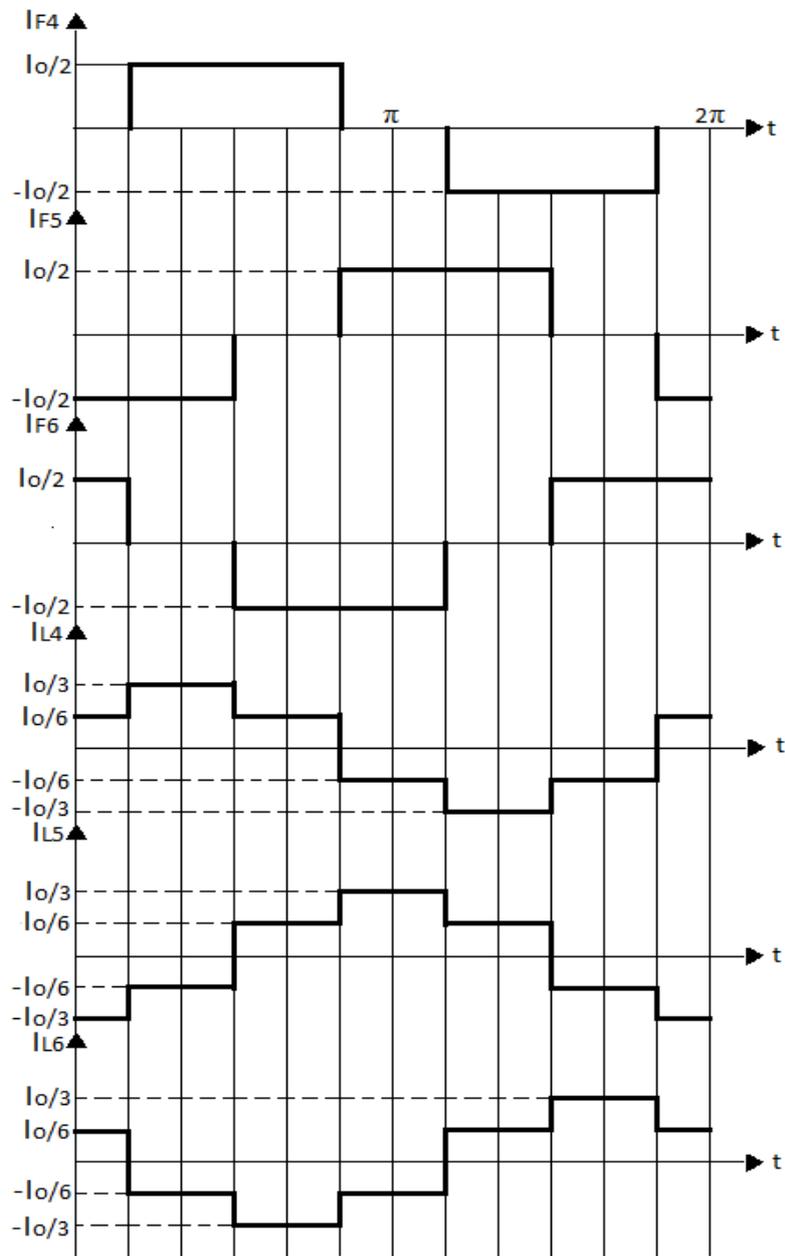


Figura 16 - Correntes de fase e de linha no secundário do delta/delta

Considerando que as relações de transformação entre os transformadores delta/delta e delta/estrela sejam, 1 e $\sqrt{3}$, logo, as correntes de linha no primário podem ser calculadas pela soma das correntes nos secundários de acordo com as Eqs. (3.9), (3.10)

e (3.11). E as correntes de fase do primário podem ser obtidas com as Eqs. (3.12), (3.13) e (3.14).

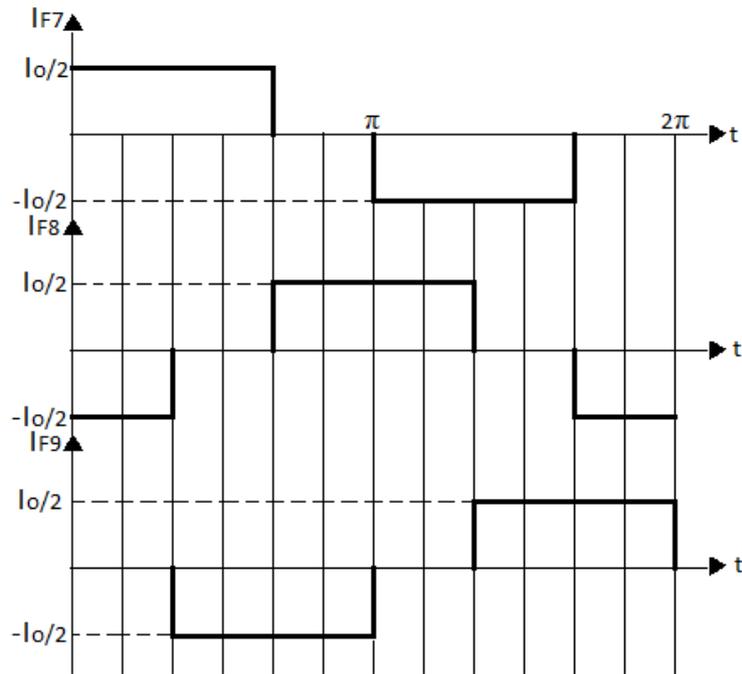


Figura 17 - Correntes de fase no secundário do delta/estrela

$$I_{L1} = I_{L4} + \frac{I_{L7}}{\sqrt{3}} \quad (3.9)$$

$$I_{L2} = I_{L5} + \frac{I_{L8}}{\sqrt{3}} \quad (3.10)$$

$$I_{L3} = I_{L6} + \frac{I_{L9}}{\sqrt{3}} \quad (3.11)$$

$$I_{F1} = I_{L3} - I_{L1} \quad (3.12)$$

$$I_{F2} = I_{L1} - I_{L2} \quad (3.13)$$

$$I_{F3} = I_{L2} - I_{L3} \quad (3.14)$$

As formas de onda das correntes de fase e de linha no lado primário podem ser vistas na Fig. 18.

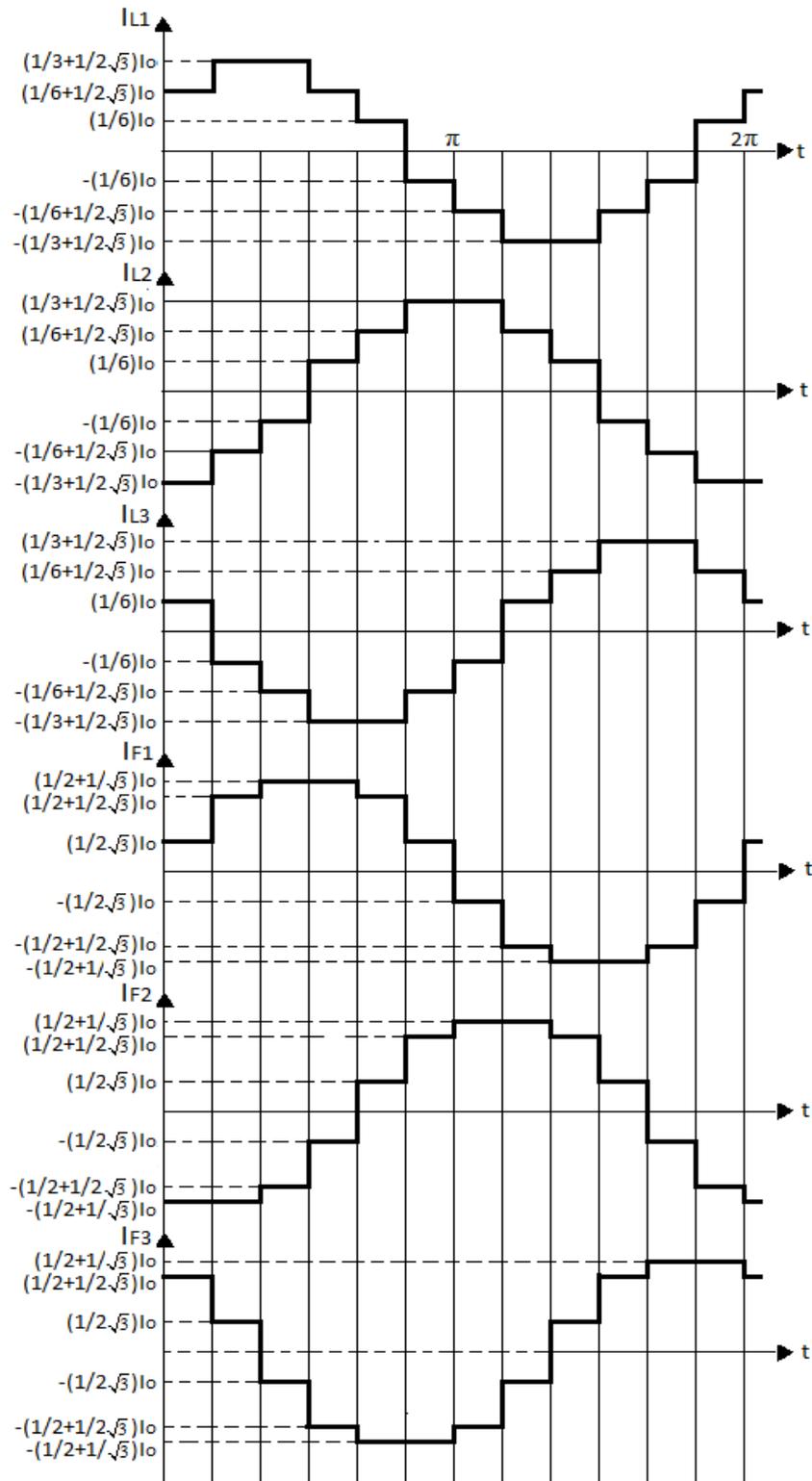


Figura 18 - Correntes de bobina e da rede no primário

4 PROJETO DO FAP ASSOCIADO AO RETIFICADOR 12 PULSOS PARALELO

No capítulo 2 realizou-se um estudo teórico em relação aos filtros ativos de potência, onde foi mostrado que dependendo do tipo de eliminação de harmônico que se deseja, de corrente ou tensão, os filtros são conectados em série ou paralelo. Foi analisado também o tipo de conexão que pode ser feita para esses filtros, lado CA ou CC, e as estratégias de controle.

Já no capítulo 3 foi feita uma análise teórica sobre os retificadores multipulsos e em especial sobre o retificador 12 pulsos paralelo. Nesta etapa foi demonstrado como o espectro harmônico das correntes de entrada é reduzido com o uso da técnica do retificador 12 pulsos, provocando assim melhorias no fator de potência.

Para essa seção tem-se a apresentação do objetivo geral desse trabalho, que é a associação do FAP no lado CC com o retificador 12 pulsos paralelo. Duas propostas serão apresentadas, onde será indicado as vantagens e desvantagens de uma em relação a outra.

4.1 Proposta 1 – 3 Malhas de Controle

A estrutura completa proposta pode ser vista na Fig. 19. Será apresentado também os cálculos para os componentes passivos do estágio de potência dos FAP, como também o dimensionamento do retificador 12 pulsos. Uma metodologia de projeto das malhas de controle também será exposto nesse trabalho.

Diferente das propostas apresentadas em literaturas anteriores, este trabalho baseia-se em estudos realizados em [6] e [7]. Onde dois FAP conectados em paralelo injetam correntes de compensação no lado CC de um retificador de 12 pulsos, com o propósito de obter correntes praticamente senoidais no lado CA.

No esquema ilustrado na Fig. 19, as correntes a serem controladas são as que saem das pontes retificadoras, precisando então de dois sensores de corrente. Para controlar a tensão de barramento nos FAP, e conseqüentemente a potência ativa processada por eles, apenas um sensor de tensão é suficiente, já que os dois FAP estão em paralelo. Logo, duas malhas para controle de correntes e uma para controle de tensão serão necessárias.

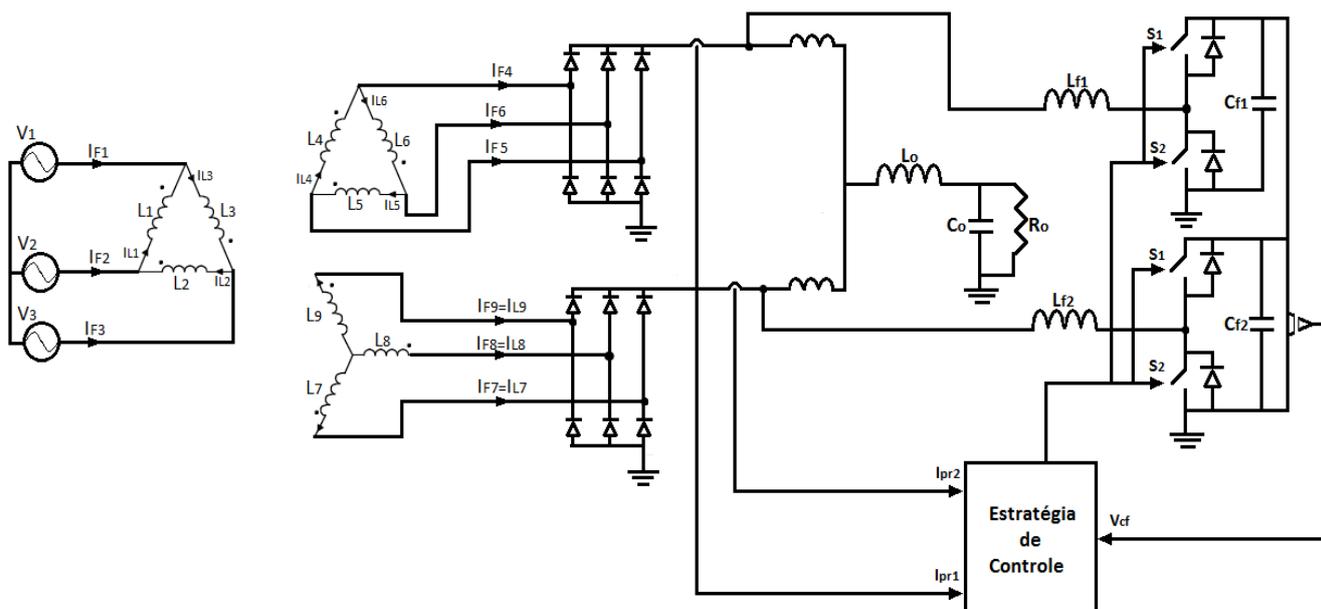


Figura 19 - Estrutura proposta do retificador de 12 pulsos paralelo com FAP no lado CC

Para que a correção do fator de potência e a THD atinjam valores desejados, é necessário que as correntes que saem das pontes retificadoras tenham formatos triangulares e defasadas de 180° . A Fig. 20 ilustra como deve ser essas correntes. Onde I_o é a corrente na carga.

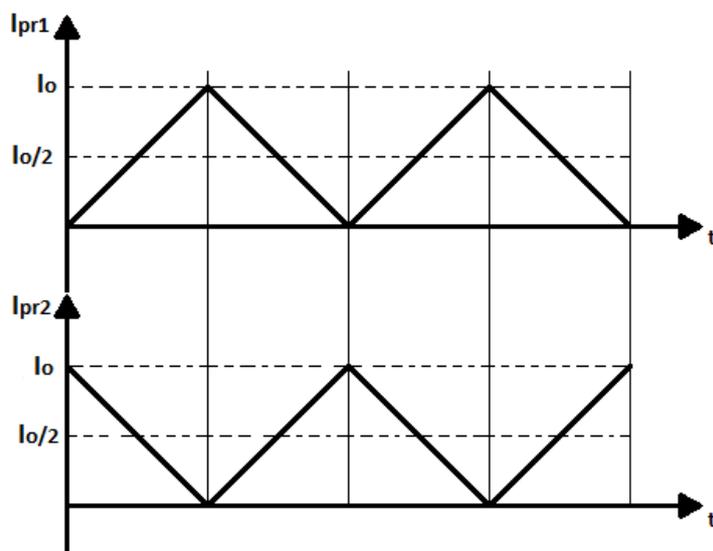


Figura 20 - Correntes de saída nas pontes retificadoras

Logo, as correntes de compensação dos FAP devem ter os formatos apresentados na Fig. 21.

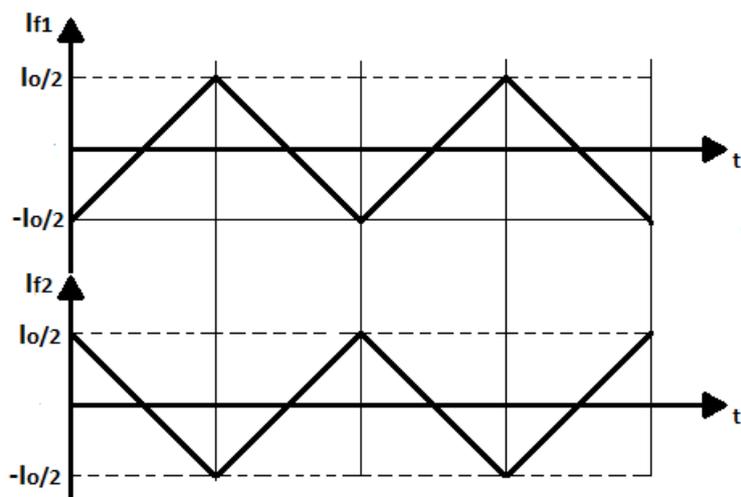


Figura 21 - Correntes de compensação dos FAP

A comprovação de que correntes com formatos triangulares nas saídas das pontes retificadoras provocam correntes senoidais na fonte de entrada pode ser visto a partir das formas de ondas teóricas apresentadas nas Figs. 22, 23 e 24. Essas figuras foram obtidas usando o mesmo equacionamento para obtenção das Figs. 16, 17 e 18.

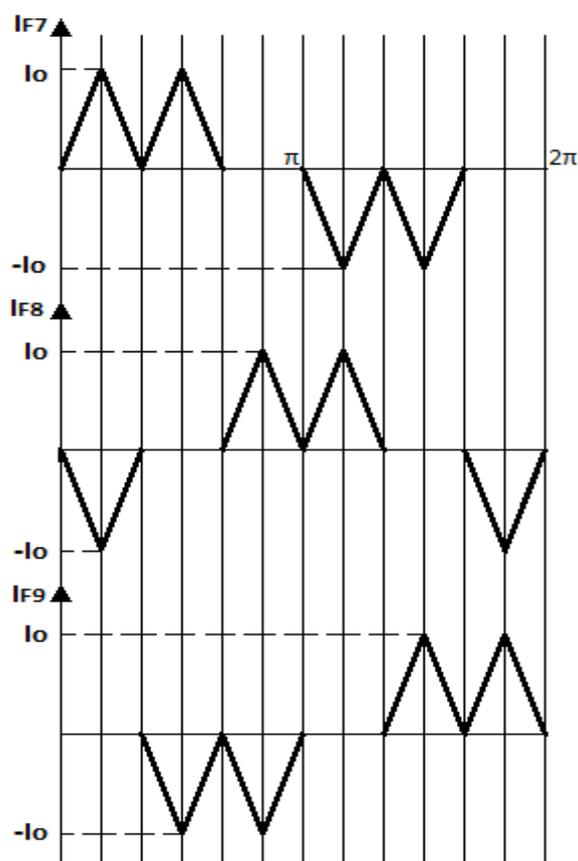


Figura 22 - Correntes de fase no secundário do delta/estrela

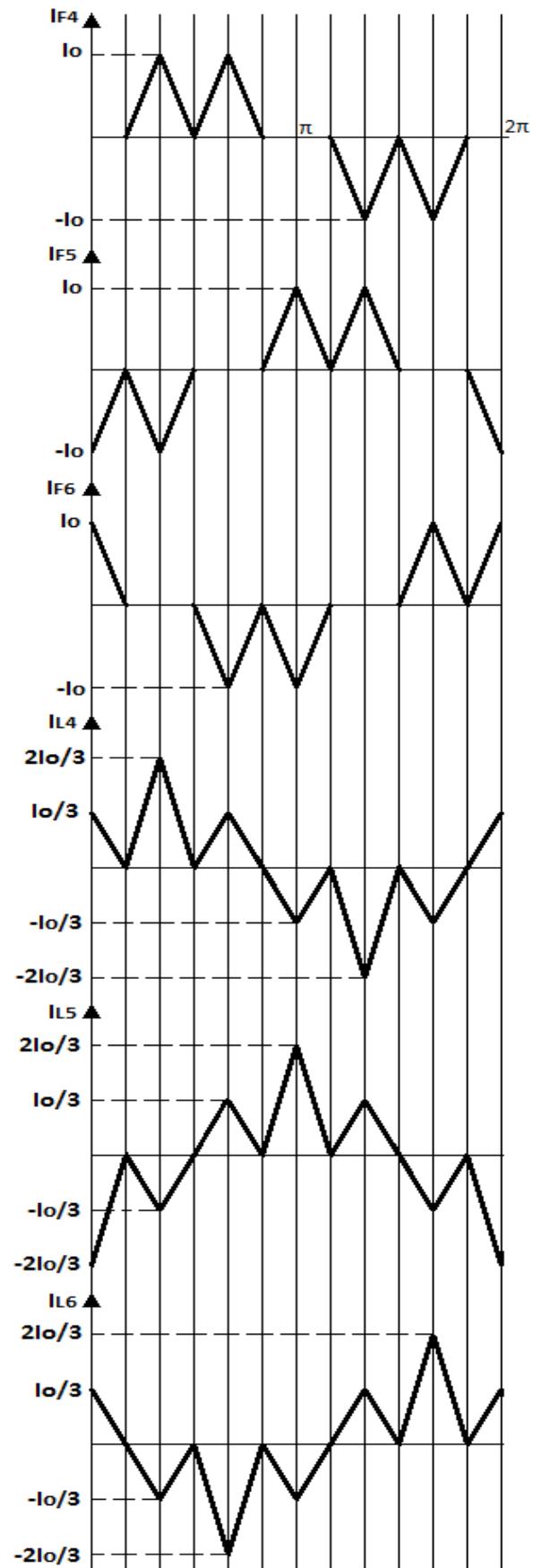


Figura 23 - Correntes de fase e de linha no secundário do delta/delta

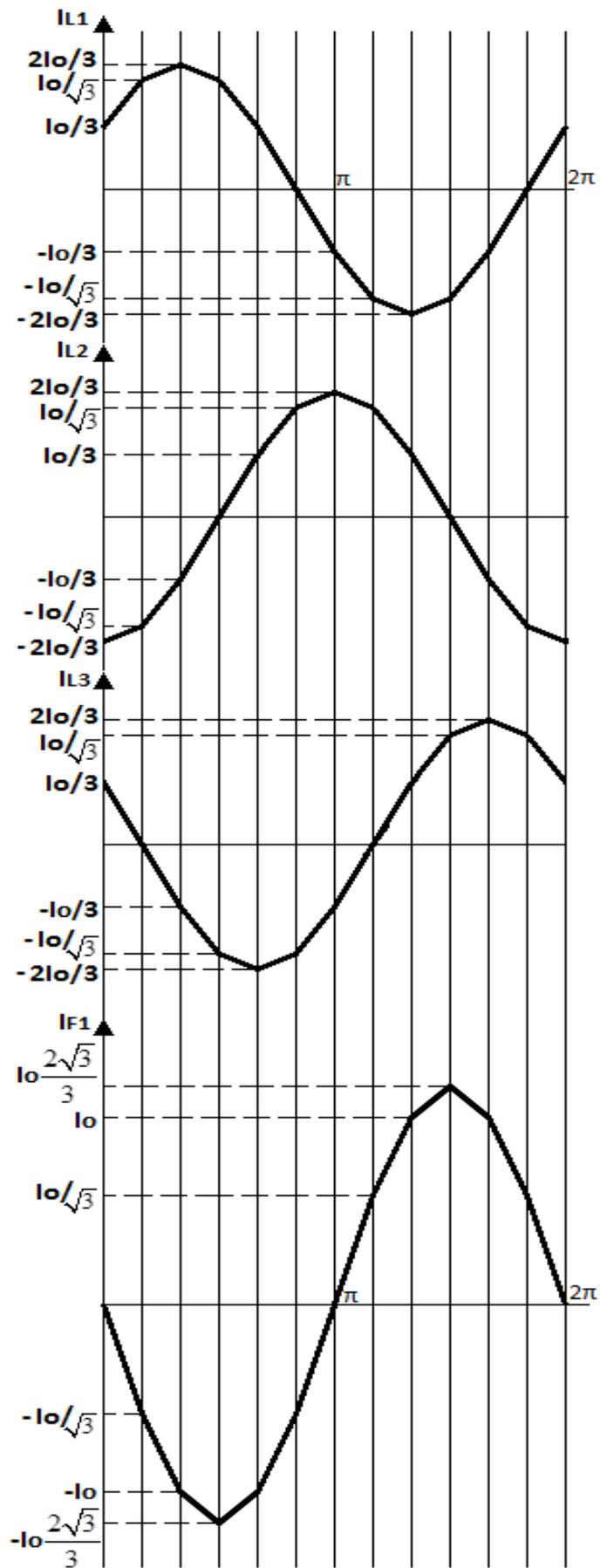


Figura 24 - Correntes de fase e de linha no lado primário

4.1.1 Dimensionamento do Retificador 12 Pulsos

De acordo com [18], a tensão média na carga alimentada por um retificador 12 pulsos paralelo é dado pela Eq. (4.1). Sendo essa, desenvolvida para uma ponte de 6 pulsos, porém, como o retificador de 12 pulsos paralelo é formado por duas pontes de 6 pulsos conectadas em paralelo, e em paralelo com a carga, a Eq. (4.1) pode ser usada para esse caso também.

$$V_o = 2,34 \cdot V_{2ef} \quad (4.1)$$

Onde:

- V_o é a tensão média na carga;
- V_{2ef} é a tensão eficaz de fase no lado secundário.

Logo, as relações de transformação dos transformadores, delta/delta e delta/estrela, podem ser calculadas usando as seguintes expressões.

$$N_{DY} = \frac{2,34 \cdot V_{Lef}}{V_o} \quad (4.2)$$

$$N_{DD} = \frac{2,34 \cdot V_{Lef}}{\sqrt{3} \cdot V_o} \quad (4.3)$$

Onde:

- V_{Lef} é a tensão eficaz de linha no lado primário;
- N_{DY} é a relação de transformação do transformador delta/estrela;
- N_{DD} é a relação de transformação do transformador delta/delta.

A indutância própria de um dos enrolamentos do transformador de interfase pode ser calculada de acordo com a Eq. (4.4) [18].

$$L = \frac{0,113 \cdot V_o}{48\pi \cdot f_{rd} \cdot I_{LcP}} \quad (4.4)$$

Onde:

- I_{LcP} é a corrente de pico de circulação entre as duas pontes retificadoras;

- f_{rd} é a frequência da rede.

A dedução da Eq. (4.1) pode ser realizada através da Fig. 25, que representa a tensão de saída de uma ponte retificadora.

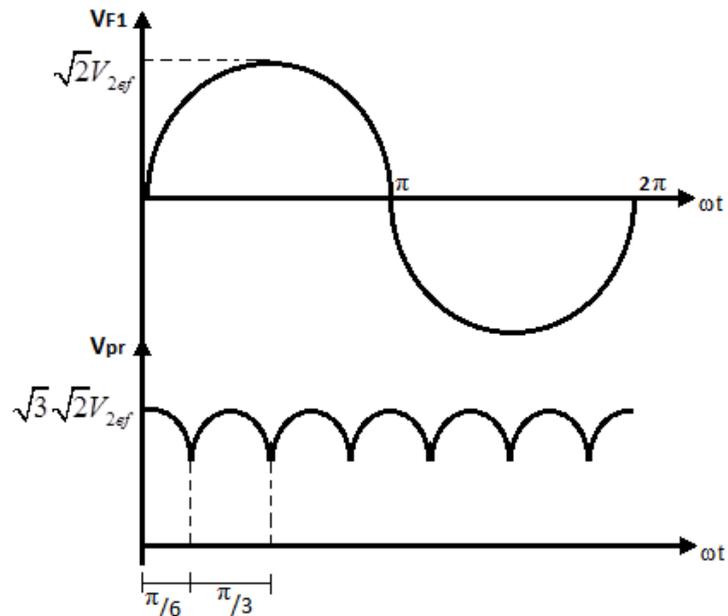


Figura 25 - Forma de onda da tensão de saída em um retificador de 6 pulsos

Para a forma de onda apresentada na Fig. 25 o valor médio é igual ao valor eficaz, logo, pode-se definir a seguinte expressão.

$$V_{prmed} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} \sqrt{2} V_{2ef} \cos(\omega t) d\omega t \quad (4.5)$$

Desenvolvendo a Eq. (4.5), obtém-se a Eq. (4.6).

$$V_{prmed} = V_{pref} = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V_{2ef}}{\pi} = 2,34V_{2ef} \quad (4.6)$$

4.1.2 Dimensionamento dos Elementos Passivos do FAP

Os dois FAP usados são simétricos, logo, só é preciso realizar o dimensionamento de um deles.

❖ Indutor de Acoplamento

O valor da indutância de entrada “L” deve ser obtido considerando-se a máxima ondulação de corrente de saída. Considerando a etapa em que o interruptor S_2 é comandada a conduzir, pode-se escrever a seguinte expressão:

$$V_2(\omega t) = \frac{L_f \cdot \Delta I_{L_f}}{D(\omega t) \cdot T_s} \quad (4.7)$$

Substituindo-se a Eq. (2.5) na Eq. (4.7), tem-se:

$$(-A \operatorname{sen}(\omega t) + 1) \cdot V_{1p} \operatorname{sen}(\omega t) = L_f \cdot \Delta I_{L_f} \cdot fs \quad (4.8)$$

Desenvolvendo a Eq. (4.8), obtém-se a Eq. (4.9).

$$\frac{-(V_{1p} \operatorname{sen}(\omega t))^2}{V_{cf}} + V_{1p} \operatorname{sen}(\omega t) = L_f \cdot \Delta I_{L_f} \cdot fs \quad (4.9)$$

Dividindo ambos os lados de (4.9) por V_{cf} , chega-se à expressão:

$$-A^2 \operatorname{sen}^2(\omega t) + A \operatorname{sen}(\omega t) = \frac{L_f \cdot \Delta I_{L_f} \cdot fs}{V_{cf}} \quad (4.10)$$

Onde o termo da direita é definido como a ondulação de corrente parametrizada.

$$\frac{L_f \cdot \Delta I_{L_f} \cdot fs}{V_{cf}} = \overline{\Delta I_{L_f}} \quad (4.11)$$

A partir da Eq. (4.10) traçam-se as curvas mostradas na Fig. 26, a qual mostra a ondulação de corrente parametrizada no indutor de entrada do conversor para diferentes valores de A, durante o intervalo $0 \leq \omega t \leq \pi$. Dessa forma, para calcular o valor da indutância, deve-se considerar o valor da máxima ondulação de corrente parametrizada.

Observando a Fig. 26, pode-se notar que a ondulação máxima ocorre no valor de 0,25. Substituindo este resultado em (4.11) e isolando L_f , resulta em:

$$L_f = \frac{0,25 \cdot V_{cf}}{\Delta I_{L_f} \cdot fs} \quad (4.12)$$

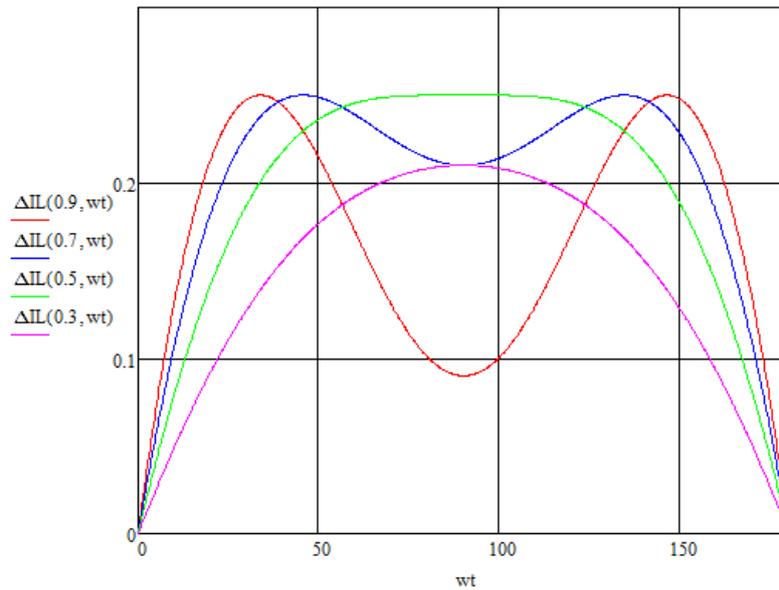


Figura 26 - Ondulação de corrente parametrizada para meio período da rede

A tensão do barramento CC (V_{cf}) do FAP pode ser calculado usando a relação entre a tensão de pico na entrada do filtro (V_{Lfp}) e a própria tensão V_{cf} .

$$M = \frac{V_{Lfp}}{V_{cf}} \quad (4.13)$$

Onde M é conhecido como índice de modulação e é dado específico de projeto.

A tensão V_{Lfp} pode ser definida pela seguinte expressão:

$$V_{Lfp} = \sqrt{3}\sqrt{2}V_{2ef} \quad (4.14)$$

A Eq. (4.14) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$V_{Lfp} = \frac{\sqrt{2}V_{Lef}}{N_{DD}} \quad (4.15)$$

Substituindo a Eq. (4.15) na Eq. (4.13) e isolando V_{cf} , obtém-se a Eq. (4.16).

$$V_{cf} = \frac{\sqrt{2}V_{Lef}}{M \cdot N_{DD}} \quad (4.16)$$

❖ Capacitor do Barramento CC

Segundo [4], uma forma inicial de calcular o capacitor do barramento CC é através da Eq. (4.17), que é usada para calcular a capacitância de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo [20].

$$C_f = \frac{Q_f}{f_{rd} \cdot (V_{cf\max}^2 - V_{cf\min}^2)} \quad (4.17)$$

Onde, Q_f é a potência reativa processada pelo filtro, f_{rede} é a frequência da rede elétrica, $V_{cf\max}$ e $V_{cf\min}$ são os valores máximo e mínimo da ondulação de tensão no capacitor. A potência Q_f pode ser calculada de acordo com a Eq. (4.18).

$$Q_f = V_{L_{fef}} \cdot I_{L_{fef}} \quad (4.18)$$

Onde:

- $V_{L_{fef}}$ é a tensão eficaz na entrada do FAP;
- $I_{L_{fef}}$ é a corrente eficaz na entrada do FAP.

A tensão $V_{L_{fef}}$ é igual ao valor médio da tensão na carga (4.1), característica do próprio retificador 12 pulsos paralelo. Logo, a expressão (4.18) pode ser definida como (4.19).

$$Q_f = \frac{2.34 \cdot V_{L_{fef}}}{N_{DY}} \cdot \frac{I_o}{2\sqrt{3}} \quad (4.19)$$

4.1.3 Dimensionamento das Malhas de Controle

Para que a estrutura de potência na Fig. 19 funcione como desejado, é preciso realizar de forma adequada, o controle das correntes que saem das pontes de diodos, garantindo assim, correntes praticamente senoidais na entrada; e o controle da tensão do barramento CC, ou seja, uso de uma malha de tensão para regular a tensão do barramento CC do filtro ativo.

❖ Malhas de Controle de Corrente

As correntes das pontes retificadoras são monitoradas e comparadas com referências triangulares com defasagem de 180° , para que se consiga o que foi ilustrado na Fig. 20. O sinal de erro (E_i) que é obtido com a subtração das correntes é passado para um compensador de corrente, este por vez, gera o sinal de controle. Este sinal é enviado para um PWM de dois níveis, o qual manda os sinais de comando para os interruptores dos FAP. Como são duas pontes de diodos, logo, se faz necessário o uso de duas malhas de correntes idênticas, porém, defasadas de 180° . A Fig. 27 apresenta um diagrama de blocos para tal situação.

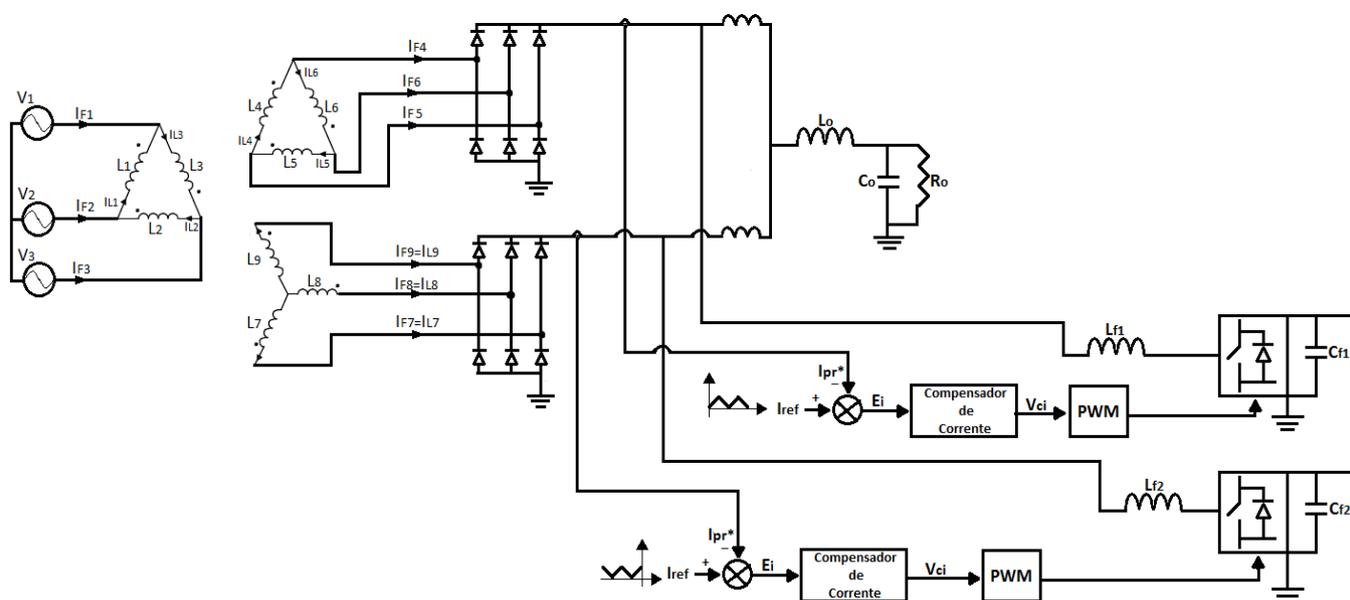


Figura 27 - Diagrama de blocos do sistema completo incluindo as malhas de controle de corrente

A malha de corrente deve ser rápida o suficiente para poder compensar todo o espectro harmônico drenado pela carga.

Vale salientar, que o projeto da malha de controle consiste em ajustar os parâmetros, de tal forma que se obtenha a velocidade de resposta desejada (largura de banda passante) e um sistema estável em malha fechada (margem de fase adequada).

A Fig. 28 abaixo ilustra a malha de corrente em diagrama de blocos para que se possa analisar a função de transferência de malha aberta do sistema e assim poder fazer o dimensionamento correto.

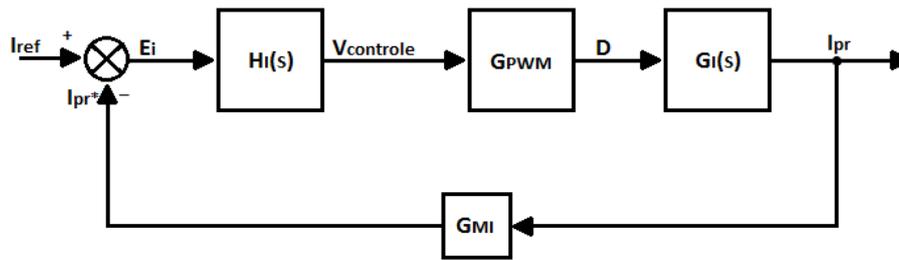


Figura 28 - Diagrama de blocos de uma malha de controle de corrente

Onde:

- $G_I(S)$ é o modelo da planta do conversor por valores médios;
- G_{PWM} é o ganho do modulador PWM;
- $H_I(S)$ é a função de transferência do compensador de corrente;
- G_{MI} é o ganho do sensor de corrente.

➤ Modelo da planta do conversor por valores médios

Para realizar a modelagem do inversor de tensão partiu-se da técnica que utiliza os princípios do modelo de valores médios instantâneos, onde se fez a consideração em que a tensão CC do barramento é isenta de ondulação, tendo como objetivo, tornar mais fácil a obtenção da planta do conversor.

Para uso desta técnica, considera-se os valores médio das grandezas de interesse dentro do intervalo de comutação. Logo, pode-se considerar que a tensão retificada permanece constante durante o período de comutação, de acordo com a Eq. (4.20).

$$V_{pr} = V_2 \quad (4.20)$$

Com o uso da modulação PWM senoidal a dois níveis, a tensão V_{ab} se comporta com indicado na Fig. 29.

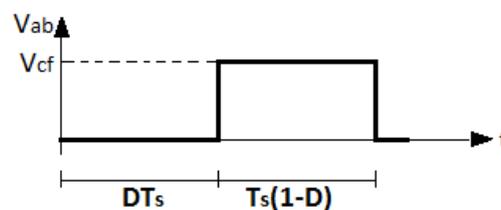


Figura 29 - Detalhe da tensão V_{ab} para modulação de dois níveis

Como a Fig. 29 representa a forma de onda da tensão entre os terminais a e b do conversor de tensão, logo a tensão V_{ab} média em um período de comutação pode ser calculada de acordo com a Eq. (4.21).

$$V_{abmed} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} V_{cf} dt \quad (4.21)$$

Resolvendo (4.21), tem-se a Eq. (4.22).

$$V_{abmed} = V_{cf}(1-D) \quad (4.22)$$

A partir do resultado encontrado em (4.22), parte-se agora para a montagem do modelo elétrico equivalente do inversor em função da variável de controle D. A Fig. 30 logo abaixo ilustra o respectivo modelo.

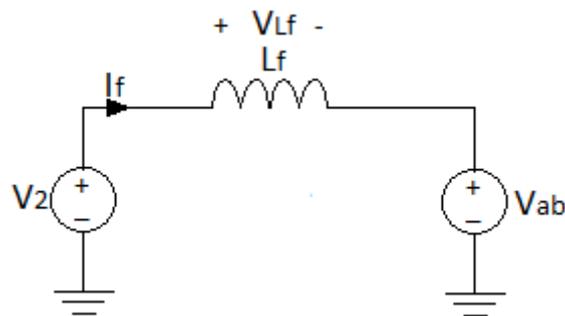


Figura 30 - Circuito elétrico equivalente do inversor de tensão

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões (LKT) no circuito da Fig. 30, obtém-se a Eq. (4.23).

$$V_2 - V_{Lf} - V_{ab} = 0 \quad (4.23)$$

Substituindo (4.22) em (4.23), resulta em:

$$V_2 - V_{Lf} - V_{cf}(1-D) = 0 \quad (4.24)$$

A Eq. (4.24) pode ser expressa da seguinte maneira:

$$V_{cf} - V_{cf}D(t) = V_2 - L_f \frac{dI_{Lf}(t)}{dt} \quad (4.25)$$

Isolando a derivada de corrente na Eq. (4.25), resulta em:

$$\frac{dI_{L_f}(t)}{dt} = \frac{V_2 - V_{cf} + V_{cf}D(t)}{L_f} \quad (4.26)$$

Aplicando uma perturbação das grandezas $D(t)$ e $I_L(t)$ ao sistema, obtém-se a Eq. (4.27).

$$\frac{d[I_{L_f}(t) + \delta I_{L_f}(t)]}{dt} = \frac{V_2 - V_{cf} + V_{cf}[D(t) + \delta D(t)]}{L_f} \quad (4.27)$$

A Eq. (4.27) pode ser reescrita de acordo com a Eq. (4.28).

$$\frac{dI_{L_f}(t)}{dt} + \frac{d\delta I_{L_f}(t)}{dt} = \frac{V_2 - V_{cf} + V_{cf}D(t)}{L_f} + \frac{V_{cf}\delta D(t)}{L_f} \quad (4.28)$$

Substituindo (4.26) em (4.28) e simplificando o resultado, obtém-se a Eq. (4.29)

$$\frac{d\delta I_{L_f}(t)}{dt} = \frac{V_{cf}\delta D(t)}{L_f} \quad (4.29)$$

Aplicando a transformada de Laplace (que leva todas as variáveis no tempo para o plano complexo) para obter a função de transferência da corrente no filtro, em (4.29), resulta na Eq. (4.30).

$$s \cdot \delta I_{L_f}(s) = \frac{V_{cf}\delta D(s)}{L_f} \quad (4.30)$$

Reajustando (4.30), permite-se chegar à função de transferência que representa a variação de corrente no filtro ativo $\delta I_L(s)$ em função da variação da razão cíclica $\delta D(s)$, como pode ser visto na Eq. (4.31).

$$G_I(s) = \frac{\delta I_{L_f}(s)}{\delta D(s)} = \frac{V_{cf}}{sL_f} \quad (4.31)$$

➤ Ganho do PWM

O uso da técnica de modulação de dois níveis insere na malha de controle o ganho G_{PWM} , onde o mesmo é dependente das características da portadora triangular. Analisando a Fig. 27, nota-se que na saída do compensador tem-se o sinal de controle V_{ci} , onde este

é comparado com uma portadora triangular para que seja gerado os pulsos para acionamento dos interruptores. A Fig. 31 apresenta as formas de onda do modulador, e em seguida a obtenção do ganho G_{PWM} .

De acordo com a Fig. 31, durante o intervalo T_s a portadora V_T pode ser demonstrada em função do tempo, conforme a Eq. (4.32).

$$V_T(t) = \frac{2V_{TP}}{T_s} t \quad (4.32)$$

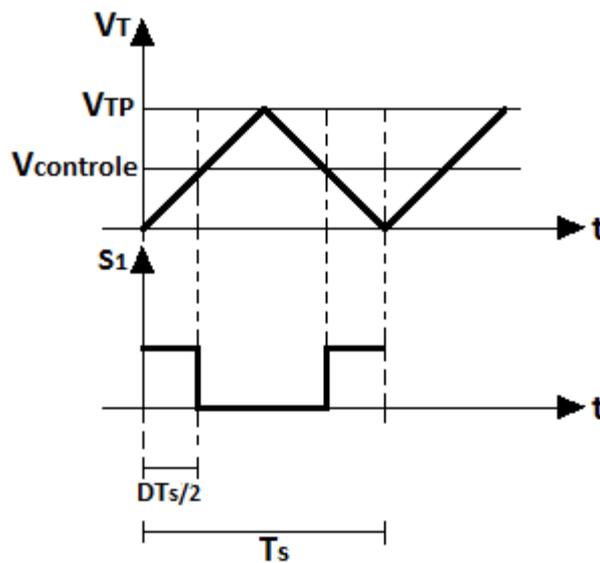


Figura 31 - Detalhe da modulação dois níveis para obtenção do G_{pwm}

Quando $V_T(t) = V_{controle} (V_c)$, em $t = DT_s$, obtém-se:

$$V_c = \frac{2V_{TP}}{T_s} \frac{DT_s}{2} \quad (4.33)$$

Logo, isolando D na Eq. (4.33), resulta na Eq. (4.34).

$$D = \frac{V_c}{V_{TP}} \quad (4.34)$$

Sendo o ganho do PWM dado pela Eq. (4.35).

$$G_{PWM} = \frac{D}{V_c} \quad (4.35)$$

Substituindo (4.34) em (4.35), resulta na Eq. (4.36).

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{TP}} \quad (4.36)$$

➤ Função de transferência do compensador de corrente

O compensador de corrente escolhido para essa proposta de projeto está mostrado na Fig. 32, pois o mesmo é frequentemente usado nas literaturas.

Este tipo de compensador foi escolhido por apresentar características vantajosas para a malha de corrente, como: Ganhos elevados em baixas frequências, reduzindo assim o erro estático a quase zero; inclinação de -20Db/dec na frequência de cruzamento da curva de módulo da função de transferência de malha aberta (FTMA), proporcionando ao sistema uma boa margem de fase, e conseqüentemente, a estabilidade [4].

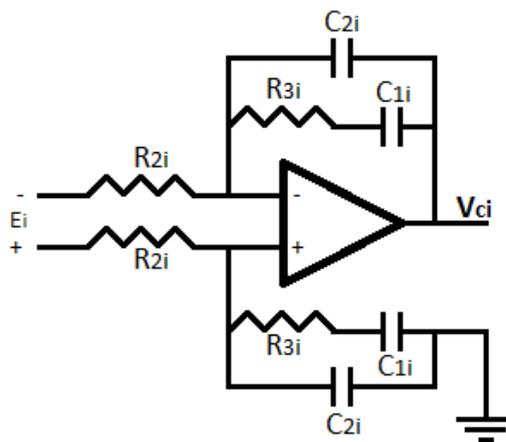


Figura 32 - Compensador de corrente

Conhecido como compensador proporcional-integral com filtro, pois apresenta dois pólos e um zero. O mesmo é constituído por um amplificador na configuração diferencial [21].

Um dos pólos é alocado na origem para garantir um ganho elevado em baixa frequência e praticamente anulando o erro estático. O outro pólo é alocado em uma frequência tal, para que se possa atenuar as componentes de alta frequência provenientes do intenso chaveamento que se tem no conversor; e o zero é posicionado para uma certa frequência para que se garanta a estabilidade da malha, ou seja, para que se tenha uma adequada margem de fase.

A função de transferência é definida a partir de (4.37).

$$H_I(s) = \frac{V_{ci}}{E_i} = \frac{Z(s)}{R_{2i}} \quad (4.37)$$

Onde $Z(s)$ é igual a impedância de realimentação negativa e também a impedância aterrada, de acordo com (4.38).

$$Z(s) = \frac{s \cdot R_{3i} C_{1i} + 1}{s \cdot (C_{1i} + C_{2i}) \left[s \cdot \left(\frac{R_{3i} C_{1i} C_{2i}}{C_{1i} + C_{2i}} \right) + 1 \right]} \quad (4.38)$$

Substituindo (4.38) em (4.37), obtém-se (4.39).

$$H_I(s) = \frac{s \cdot R_{3i} C_{1i} + 1}{s \cdot R_{2i} (C_{1i} + C_{2i}) \left[s \cdot \left(\frac{R_{3i} C_{1i} C_{2i}}{C_{1i} + C_{2i}} \right) + 1 \right]} \quad (4.39)$$

As frequências de um dos pólos e do zero podem ser calculadas de acordo com (4.40) e (4.41).

$$f_{pi2} = \frac{C_{1i} + C_{2i}}{2\pi \cdot R_{3i} C_{1i} C_{2i}} \quad (4.40)$$

$$f_{zi} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{3i} C_{1i}} \quad (4.41)$$

$$f_{pi1} = 0 \text{ Hz} \quad (4.42)$$

Para este tipo de compensador o diagrama assintótico é mostrado na Fig. 33.

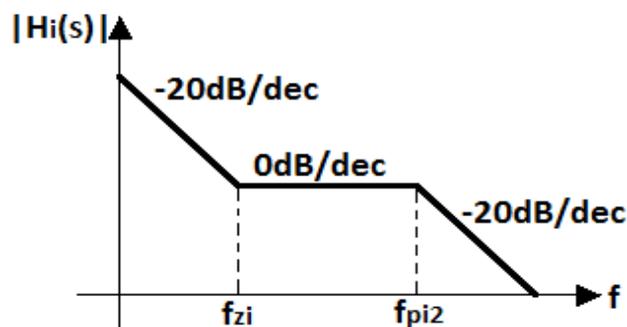


Figura 33 - Curva assintótica de $H_i(s)$

De acordo com algumas literaturas, a frequência de cruzamento (é a frequência na qual o ganho da função de transferência de malha aberta é 0 dB) deve ser aproximadamente 1/4 da frequência de comutação dos interruptores [4]. Logo, o valor escolhido da frequência de cruzamento (f_c) para esta malha de corrente é de 30 kHz. Garantindo que esta frequência f_c esteja dentro da faixa plana da curva assintótica do compensador de corrente, logo, o ganho do compensador se resume à (4.43).

$$G_{H_I(s)} = G_{FP} = 20 \log \left| \frac{R_{3i}}{R_{2i}} \right| \quad (4.43)$$

Onde G_{FP} é o ganho de faixa plana.

A função de transferência de malha aberta (FTMA) da malha de corrente é composta pelo modelo da planta, pelo o compensador de corrente e pelos os ganhos associados ao PWM e ao sensor de corrente.

Na frequência de cruzamento, o módulo da função de transferência de malha aberta é igual à unidade. Dessa forma, pode-se obter a seguinte expressão.

$$\left| G_I(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_I(s) \cdot G_{MI} \right|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (4.44)$$

Substituindo (4.31) e (4.36) em (4.44), resulta em (4.45).

$$\frac{V_{cf} \cdot G_{MI} \cdot |H_I(s)|}{2\pi f_{ci} \cdot L \cdot V_{TP}} = 1 \quad (4.45)$$

Isolando $H_I(s)$ em (4.45), obtém-se:

$$\left| H_I(s) \right| = \frac{2\pi f_{ci} L V_{TP}}{G_{MI} V_{cf}} \quad (4.46)$$

O ganho do compensador de corrente é dado pela seguinte expressão:

$$G_{H_I(s)} = 20 \cdot \log |H_I(s)| \quad (4.47)$$

Substituindo (4.47) em (4.43), obtém-se (4.48).

$$R_{3i} = R_{2i} \cdot 10^{\frac{G_{H_I(s)}}{20}} \quad (4.48)$$

Isolando C_1 em (4.41) pode-se definir a seguinte equação:

$$C_{1i} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{zi} R_{3i}} \quad (4.49)$$

Isolando C_2 em (4.40), resulta em (4.50).

$$C_{2i} = \frac{C_{1i}}{2\pi \cdot R_{3i} C_{1i} f_{pi2} - 1} \quad (4.50)$$

As Figs. 34 e 35 ilustram os diagramas de Bode do compensador de corrente e da FTMA, gerados em um *software* de cálculo matemático.

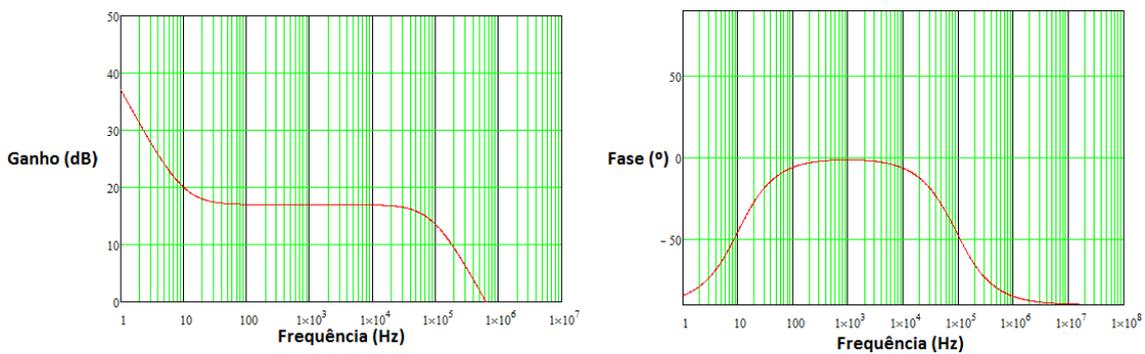


Figura 34 - Diagrama de Bode do compensador de corrente

Com base na Fig. 35, na frequência de corte de 30 kHz, a FTMA apresentou uma fase de aproximadamente -110° (φ).

A margem de fase (FM) é calculada de acordo com (4.51).

$$MF = 180^\circ + \varphi(fc) \quad (4.51)$$

Logo:

$$MF = 180^\circ + (-110^\circ) = 70^\circ \quad (4.52)$$

O resultado apresentado em (4.52) representa uma boa margem de fase e conseqüentemente garante a estabilidade.

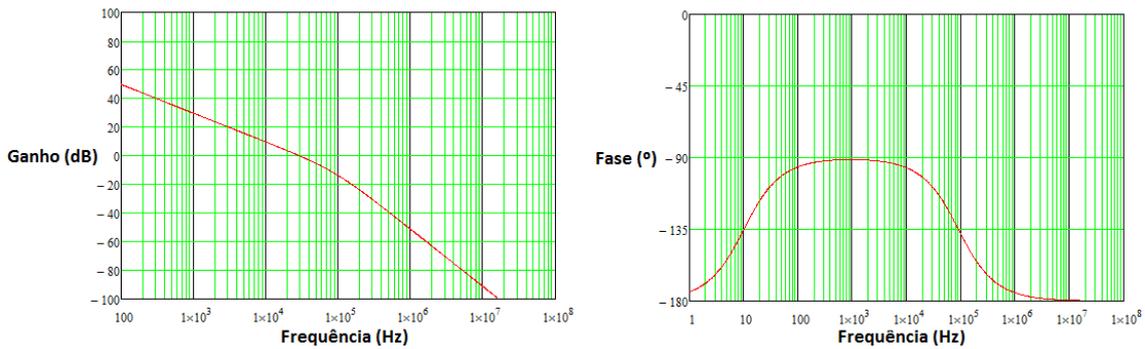


Figura 35 - Diagrama de Bode da FTMA de corrente

❖ Malha de Controle de Tensão

A malha de tensão tem como objetivo garantir o controle do valor médio da tensão no barramento CC do FAP. A intenção desse tipo de controle é manter estável a tensão de saída sempre que houver uma variação de carga, sendo assim, a malha irá funcionar alterando a amplitude da corrente de modo a garantir a transferência de potência ativa por completa para a carga. Como essa malha está influenciando diretamente na malha de corrente, é preciso que ela seja mais lenta para não provocar distorções na corrente de referência. A alteração na amplitude da corrente de referência é realizada através de um multiplicador, a multiplicação ocorre entre o sinal de referência da corrente e o sinal de controle proveniente do compensador de tensão.

Como pode ser visto na Fig. 36, a tensão de barramento é medida e subtraída de uma tensão de referência. O sinal de erro passa por um compensador de tensão, o qual gera um sinal que determinará a amplitude da corrente de referência.

A Fig. 37 ilustra a malha de tensão em diagrama de blocos para que se possa analisar a função de transferência de malha aberta do sistema e assim poder fazer o dimensionamento correto. A mesma é composta pelo modelo da planta, pelo compensador de tensão, pelos ganhos associados a malha de tensão e pelo ganho do sensor de tensão.

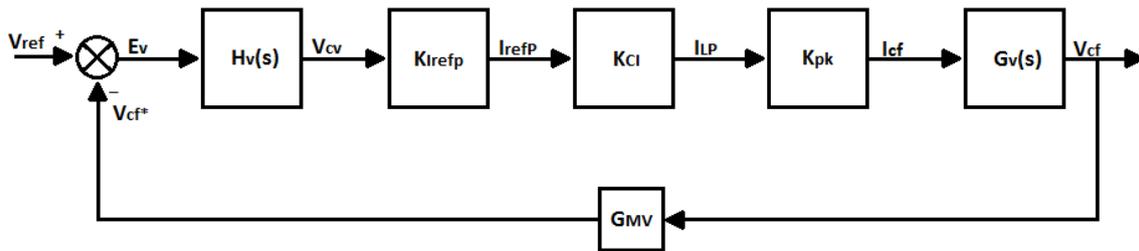


Figura 36 - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão

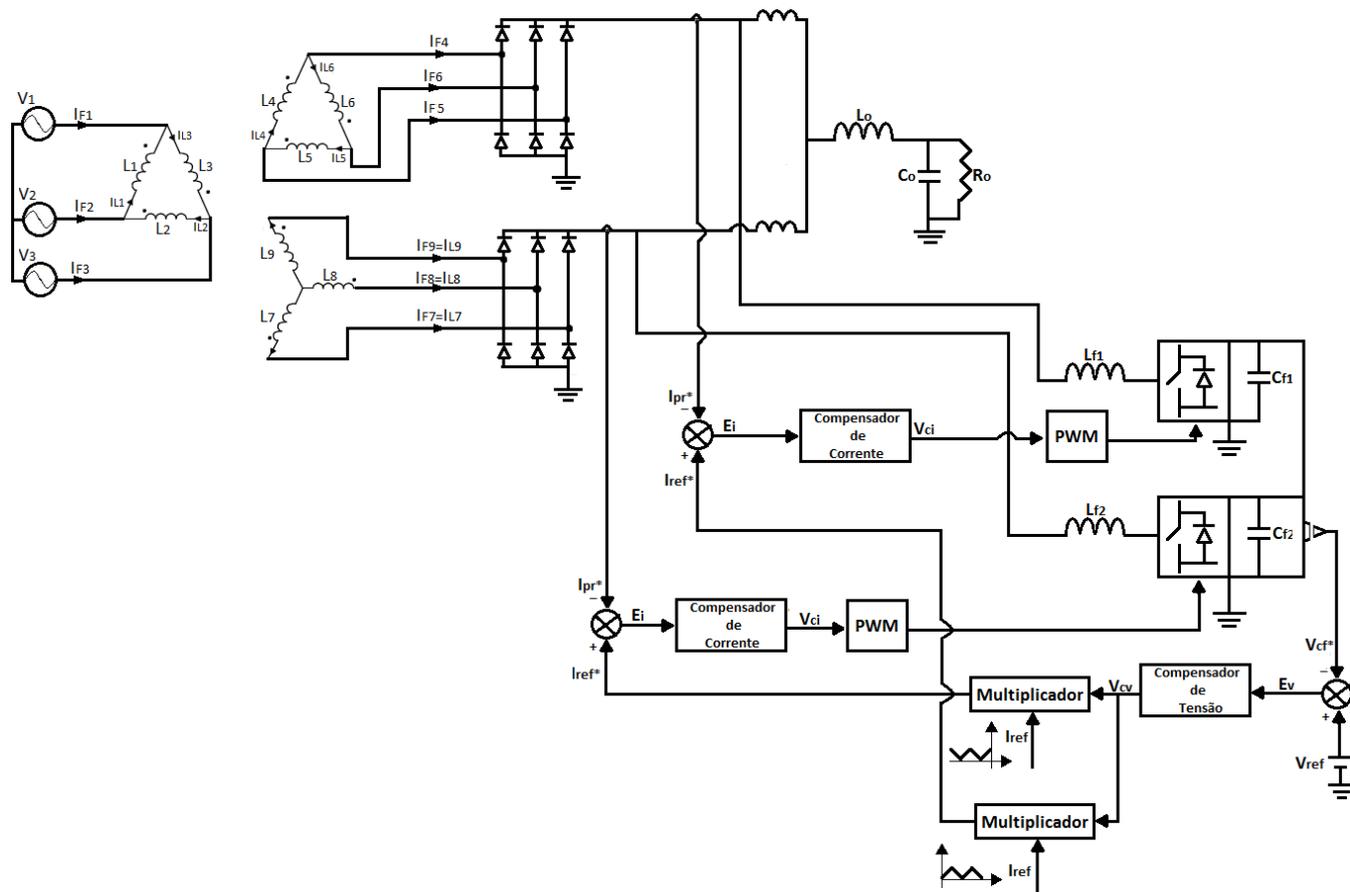


Figura 37 - Diagrama de blocos do sistema completo incluindo as malhas de controle de corrente e tensão

Onde:

- $G_v(s)$ é o modelo da planta do conversor por valores médios;
- K_{IrefP} é o ganho associado ao valor de pico da corrente de referência;
- K_{CI} é o ganho da malha de corrente em regime permanente;
- K_{pk} é o ganho que estabelece a relação entre I_{LP} e I_{cf} ;

- $H_V(S)$ é a função de transferência do compensador de tensão;
- G_{MV} é o ganho do sensor de tensão.

➤ Ganho K_{IrefP}

Este ganho é calculado de acordo com a Eq. (4.53).

$$K_{IrefP} = G_{MI} I_{refP} \quad (4.53)$$

➤ Ganho K_{CI}

Este ganho é calculado através de uma análise da função de transferência de malha fechada de corrente (FTMFI) para baixas frequências. O ganho é definido pela Eq. (4.54).

$$K_{FTMFI} = \frac{1}{G_{MI}} \quad (4.54)$$

➤ Ganho K_{pk}

Este ganho estabelece uma relação entre as correntes, de pico de entrada (I_{LP}) e média de saída (I_{cf}), no FAP. Considerando que não há perdas no FAP, ou seja, potência de entrada igual potência de saída, o ganho pode ser determinado da seguinte forma.

$$P_{ent.inv} = P_{cf} \quad (4.55)$$

As formas de onda, da tensão e da corrente que impõem potência na entrada do FAP, possuem o formato retificado e triangular como já é esperado. Logo, a potência de entrada pode ser calculada de acordo com a Eq. (4.56).

$$P_{ent.inv} = \frac{3V_{LFP}}{\pi} \cdot \frac{I_{LFP}}{\sqrt{3}} \quad (4.56)$$

E a potência de saída do FAP pode ser calculada de acordo com a Eq. (4.57).

$$P_{cf} = V_{cf} I_{cf} \quad (4.57)$$

Substituindo (4.56) e (4.57) em (4.55), resulta na Eq. (4.58).

$$\frac{3V_{Lfp}}{\pi} \cdot \frac{I_{LP}}{\sqrt{3}} = V_{cf} I_{cf} \quad (4.58)$$

O ganho K_{pk} é dado pela seguinte expressão:

$$K_{pk} = \frac{I_{cf}}{I_{LP}} \quad (4.59)$$

Logo, reescrevendo (4.58), tem-se a Eq. (4.60).

$$K_{pk} = \frac{I_{cf}}{I_{LP}} = \frac{3V_{Lfp}}{\sqrt{3}\pi V_{cf}} \quad (4.60)$$

➤ Modelagem da planta $G_V(s)$ por valores médios

O modelo da planta do conversor é determinada relacionando a variação da tensão do barramento ($\delta V_{cf}(s)$) com a variação do valor médio instantâneo da corrente no capacitor ($\delta I_{cf}(s)$), como apresentado na Eq. (4.61).

$$G_V(s) = \frac{\delta V_{cf}(s)}{\delta I_{cf}(s)} \quad (4.61)$$

Analisando o circuito do conversor, pode-se definir a relação entre a tensão e corrente do barramento, sendo esta dada pela Eq. (4.62).

$$I_{cf}(t) = C_f \frac{dV_{cf}(t)}{dt} \quad (4.62)$$

Aplicando uma perturbação tanto na corrente como na tensão, de (4.62), resulta na Eq. (4.63).

$$I_{cf}(t) + \delta I_{cf}(t) = C_f \frac{d[V_{cf}(t) + \delta V_{cf}(t)]}{dt} \quad (4.63)$$

A expressão (4.63) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$I_{cf}(t) + \delta I_{cf}(t) = C_f \frac{dV_{cf}(t)}{dt} + C_f \frac{d\delta V_{cf}(t)}{dt} \quad (4.64)$$

Substituindo (4.62) em (4.64), obtém-se a Eq. (4.65).

$$\delta I_{cf}(t) = C_f \frac{d\delta V_{cf}(t)}{dt} \quad (4.65)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.65) e em seguida reformulando o resultado, obtém-se o desejado.

$$\frac{\delta V_{cf}(s)}{\delta I_{cf}(s)} = \frac{1}{sC_f} \quad (4.66)$$

➤ Função de transferência do compensador de tensão

O compensador de tensão escolhido aqui possui as mesmas características do compensador de corrente. Ou seja, um pólo na origem para elevar os ganhos em baixa frequência; um zero para garantir uma inclinação de -20 db/década na frequência de cruzamento da curva de ganho da função de transferência de malha aberta; e um pólo em torno de uma década acima da frequência de cruzamento para atenuar as altas frequências.

O mesmo compensador Proporcional-Integral com filtro usado na malha de corrente também será utilizado nesta malha. A Fig. 38 apresenta a ilustração do modelo elétrico para este compensador.

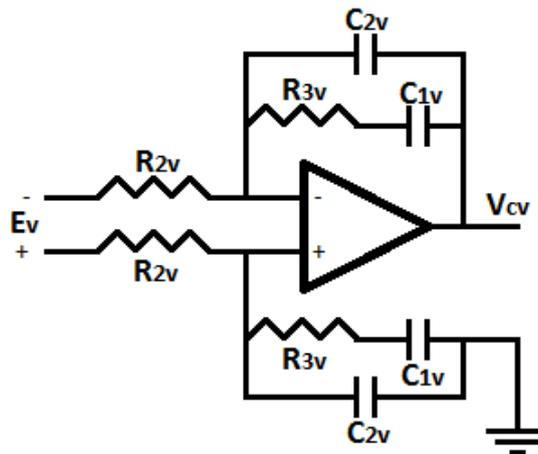


Figura 38 - Compensador de tensão

A função de transferência do circuito elétrico apresentado na Fig. 38 é dada por (4.67). E seu diagrama assintótico é apresentado na Fig. 39.

$$H_V(s) = \frac{s \cdot R_{3v} C_{1v} + 1}{s \cdot R_{2v} (C_{1v} + C_{2v}) \left[s \cdot \left(\frac{R_{3v} C_{1v} C_{2v}}{C_{1v} + C_{2v}} \right) + 1 \right]} \quad (4.67)$$

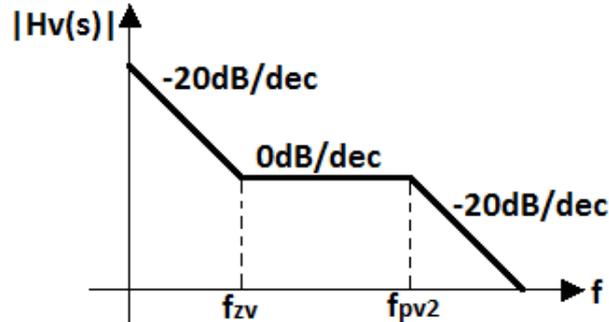


Figura 39 - Curva assintótica de $H_V(s)$

As frequências dos pólos e do zero estão expressas em (4.68), (4.69) e (4.70).

$$f_{zv} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{3v} C_{1v}} \quad (4.68)$$

$$f_{pv2} = \frac{C_{1v} + C_{2v}}{2\pi \cdot R_{3v} C_{1v} C_{2v}} \quad (4.69)$$

$$f_{pv1} = 0 \text{ Hz} \quad (4.70)$$

Como a malha de tensão deve limitar a sobretensão no barramento do FAP em uma diminuição instantânea de carga e apresentar um desacoplamento em relação a dinâmica da malha de corrente, logo, a primeira deve ser lenta o suficiente para não atrapalhar sua própria dinâmica. Por esse motivo a frequência de corte dessa malha foi adotada em 40 Hz para projeto, porém outros valores nessa escala podem ser adotados.

Alocando um pólo e um zero de acordo com a combinação de parâmetros do circuito elétrico exposto na Fig. 39 de forma a garantir que a frequência de cruzamento fique contida dentro da faixa plana do compensador de tensão e assim poder obter a Eq. (4.71).

$$G_{H_V(s)} = G_{FP} = 20 \log \left| \frac{R_{3v}}{R_{2v}} \right| \quad (4.71)$$

Na frequência de cruzamento, o módulo da função de transferência de malha aberta é igual à unidade. Dessa forma, pode-se obter a seguinte expressão.

$$\left| G_V(s) \cdot K_{CI} \cdot K_{PK} \cdot K_{IrefP} \cdot H_V(s) \cdot G_{MV} \right|_{s=j\omega_c} = 1 \quad (4.72)$$

Substituindo (4.53), (4.54), (4.60) e (4.66) na Eq. (4.72), resulta na Eq. (4.73).

$$\frac{3V_{LJP} \cdot G_{MV} \cdot I_{refP} \cdot |H_V(s)|}{\sqrt{3}\pi V_{cf} \cdot 2\pi f_{cv} \cdot C_f} = 1 \quad (4.73)$$

Isolando $H_V(s)$ em (4.73), obtém-se:

$$|H_V(s)| = \frac{2\pi^2 \sqrt{3} V_{cf} f_{cv} C_f}{3V_{LJP} G_{MV} I_{refP}} \quad (4.74)$$

O ganho do compensador de tensão é definido como:

$$G_{H_V(s)} = 20 \cdot \log |H_V(s)| \quad (4.75)$$

Substituindo a Eq. (4.75) em (4.71), obtém-se a Eq. (4.76).

$$R_{3v} = R_{2v} \cdot 10^{\frac{G_{H_V(s)}}{20}} \quad (4.76)$$

Isolando C_1 na Eq. (4.68) pode-se definir a seguinte equação:

$$C_{1v} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{zv} R_{3v}} \quad (4.77)$$

Isolando C_2 na Eq. (4.69), resulta na Eq. (4.78).

$$C_2 = \frac{C_{1v}}{2\pi \cdot R_{3v} C_{1v} f_{P2v} - 1} \quad (4.78)$$

Os diagramas de Bode do compensador de tensão e da malha de aberta de tensão estão representados nas Figs. 40 e 41.

Analisando a Fig. 41, percebe-se que na frequência de cruzamento da malha aberta de tensão, a fase é de aproximadamente -100° . Logo, a MF dessa malha é de 80° .

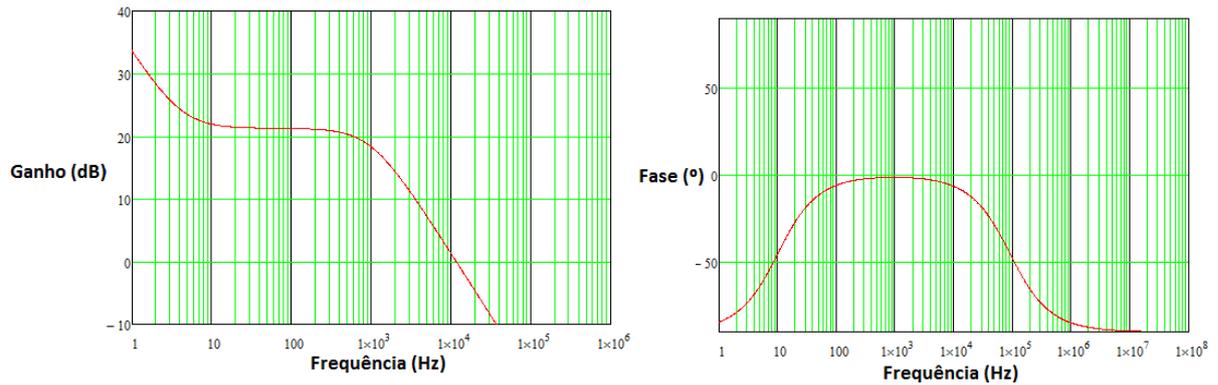


Figura 40 - Diagramada de Bode do compensador de tensão

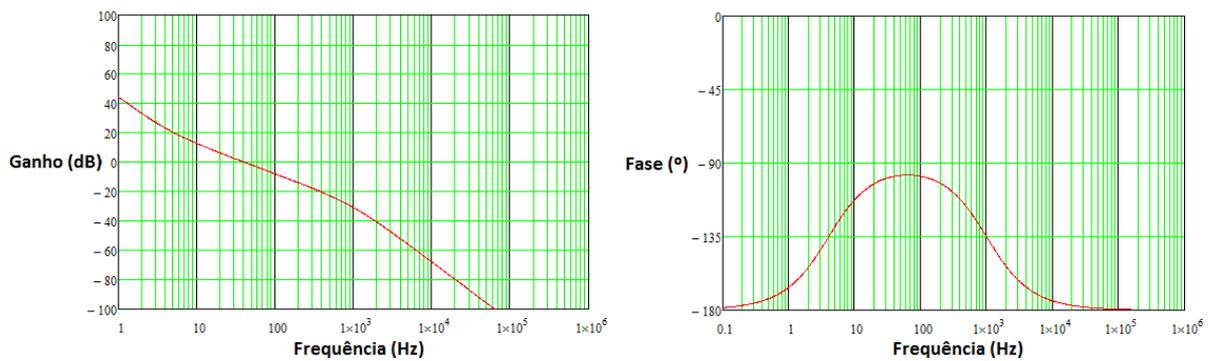


Figura 41 - Diagrama de Bode da FTMA de tensão

4.1.4 Dimensionamento da Carga

A resistência de carga pode ser calculada aplicando a lei de Ohm como definido na Eq. (4.79).

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4.79)$$

A Eq. (4.79) pode ser reescrita de acordo com (4.80).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (4.80)$$

Para obter o valor do capacitor pode-se usar a relação expressa em (4.81). Essa relação indica um valor aproximado para o capacitor [4].

$$C_o \cong \frac{1\mu F}{W} \quad (4.81)$$

Como a carga possui uma potência de 3 kW, logo C_o a ser usado é de 3 mF.

A indutância é calculada usando a equação de frequência de ressonância. A frequência presente na carga é de 720 Hz, o dobro da frequência de uma das pontes retificadoras, pois é característica do próprio retificador 12 pulsos. Sendo assim, a frequência de ressonância (f_R) vai ser imposta no valor de 1/10 da frequência de carga, ou seja, 72 Hz.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (4.82)$$

Isolando L_o em (4.82), resulta em (4.83).

$$L_o = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 C_o} \quad (4.83)$$

4.1.5 Especificações de Projeto

Para obtenção dos valores dos elementos passivos de projeto algumas especificações são necessárias, como as apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações de Projeto

Especificações de Projeto		Valores
Rede Elétrica (3 ϕ)	Tensão eficaz de linha da rede elétrica (V_{Lef})	380 V
	Frequência da rede elétrica (frd)	60 Hz
Carga	Tensão da carga (V_o)	300 V
	Potência ativa da carga (P_o)	3 kW
	Frequência de ressonância (fR)	72 Hz
FAP	Ondulação de corrente no indutor do FAP (ΔI_L)	10%
	Ondulação de tensão no barramento CC (ΔV_{cf})	1%
	Frequência de comutação dos interruptores (f_s)	100 kHz
	Índice de modulação (M)	0,7
Malha de Corrente	Frequência de corte da FTMAI (fci)	30 kHz

	fpi2	90 kHz
	fzi	10 Hz
	GMI	1
	VTP	7,5
	R2i	30 k Ω
Malha de Tensão	Frequência de corte da FTMAV (fcv)	40 Hz
	fpv2	1 kHz
	fzv	4 Hz
	GMV	0,01
	R2v	30 k Ω
Retificador 12 pulsos	ILcP	0,1Io

Os valores dos principais parâmetros calculados que foram descritos matematicamente neste capítulo são obtidos com as especificações da Tabela 2, e estão descritas na tabela 3. Esses resultados foram encontrados de acordo com as equações deduzidas anteriormente e que foram resolvidas em um *software* de cálculo matemático. No apêndice A encontra-se a planilha com todos os resultados.

Tabela 3 - Valores dos principais parâmetros calculados

Variáveis de Projeto		Valores
Retificador 12 Pulsos	NDY	2,964
	NDD	1,711
	L	3,8 mH
FAP	Lf	2,2 mH
	Cf	1,8 mF
	Vf	450 V
Compensador de Corrente	R3i	210 k Ω
	C1i	75 nF
	C2i	8 pF
Compensador de Tensão	R3v	350 k Ω
	C1v	115 nF
	C2v	460 pF
Carga	Ro	30 Ω
	Co	3 mF
	Lo	1,6 mH

4.2 Proposta 2 – 4 Malhas de Controle

Na seção 4.1 foi esboçado em proposta o uso de dois FAP em paralelo, cujo o objetivo dessa conexão era o uso de apenas uma malha de tensão. Porém, a conexão em paralelo dos filtros fez com que um deles fosse visto como carga para o outro, logo, uma pequena parcela da potência ativa circula entre os FAP. Vale salientar que não há perdas nos FAP, além das perdas internas. Ou seja, uma parte da potência ativa que circula pelos filtros é devolvida para a carga, no entanto, essa circulação de potência ativa nos FAP faz com que a potência aparente nos mesmos aumente.

Para resolver esse problema de circulação de potência ativa pelos FAP lançou-se como proposta alternativa o uso de mais uma malha de tensão, e dessa forma os filtros não ficariam em paralelo, conseqüentemente não haveria circulação de potência ativa. A Fig. 42 esboça a estrutura completa da presente proposta.

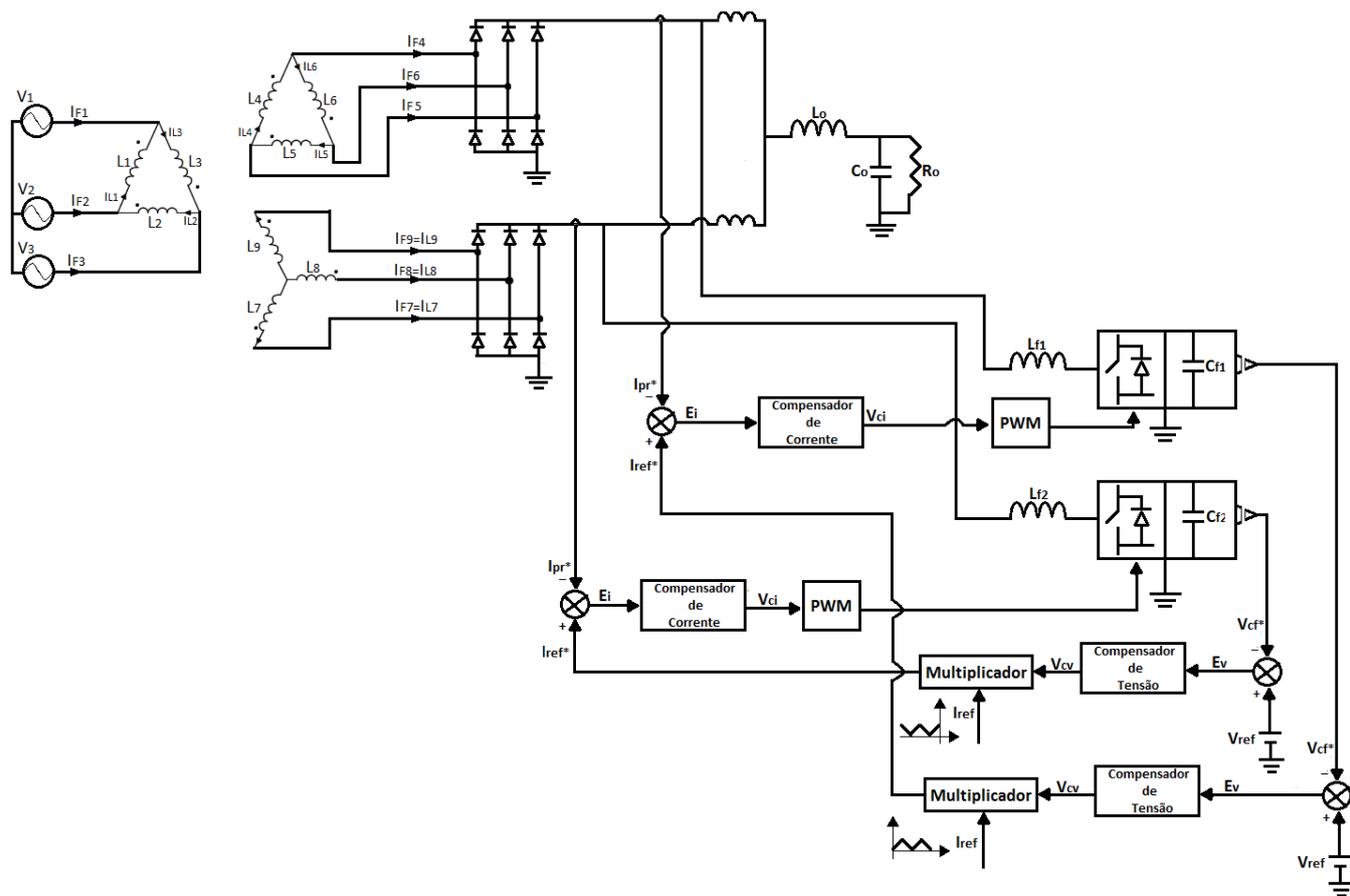


Figura 42 - Diagrama do sistema completo incluindo as malhas de controle de tensão e corrente

Essa proposta tem como vantagem em relação à primeira, a baixa potência aparente nos FAP. Porém, apresenta uma malha de controle de tensão a mais.

Todos os cálculos realizados na seção 4.1 também são válidos para essa seção. A única diferença entre o dimensionamento das duas propostas está nas especificações para as malhas de controle de corrente e tensão, diferenciando-se assim, os valores dos elementos passivos destas malhas.

4.2.1 Especificações de Projeto

As especificações de projeto da referida proposta está presente na Tabela 4. Enquanto que os resultados para os principais parâmetros de projeto estão expostos na Tabela 5.

Tabela 4 - Especificações de projeto

Especificações de Projeto		Valores
Rede Elétrica (3 ϕ)	Tensão eficaz de linha da rede elétrica (V_{Lef})	380 V
	Frequência da rede elétrica (frd)	60 Hz
Carga	Tensão da carga (V_o)	300 V
	Potência ativa da carga (P_o)	3 kW
	Frequência de ressonância (fR)	72 Hz
FAP	Ondulação de corrente no indutor do FAP (ΔI_{Lf})	10%
	Ondulação de tensão no barramento CC (ΔV_{cf})	1%
	Frequência de comutação dos interruptores (fs)	100 kHz
	Índice de modulação (M)	0,7
Malha de Corrente	Frequência de corte da FTMAI (fci)	35 kHz
	fpi2	100 kHz
	fzi	10 Hz
	GMI	1
	VTP	7,5
	R2i	30 k Ω
Malha de Tensão	Frequência de corte da FTMAV (fcv)	20 Hz
	fvp2	2 kHz
	fzv	2 Hz
	GMV	0,01

	R2v	30 k Ω
Retificador 12 pulsos	ILcP	0,1Io

Tabela 5 - Valores dos principais parâmetros calculados

Variáveis de Projeto		Valores
Retificador 12 Pulsos	NDY	2,964
	NDD	1,711
	L	3,8 mH
FAP	Lf	2,2 mH
	Cf	1,8 mF
	Vf	450 V
Compensador de Corrente	R3i	250 k Ω
	C1i	65 nF
	C2i	6 pF
Compensador de Tensão	R3v	175 k Ω
	C1v	460 nF
	C2v	460 pF
Carga	Ro	30 Ω
	Co	3 mF
	Lo	1,6 mH

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Serão agora apresentados os resultados de simulação das duas propostas de correção de fator de potência expostas neste trabalho. Vale salientar que a fonte de tensão a ser usada é ideal, ou seja, sem indutâncias parasitas.

As referências triangulares foram obtidas a partir de fontes de tensão triangulares ideais.

5.1 Proposta 1

Essa proposta foi explicitada na seção 4.1, onde se tem o uso de três malhas de controle para o circuito de potência funcionar de forma adequado. O esquema completo do circuito a ser simulado está ilustrada na Fig. 43.

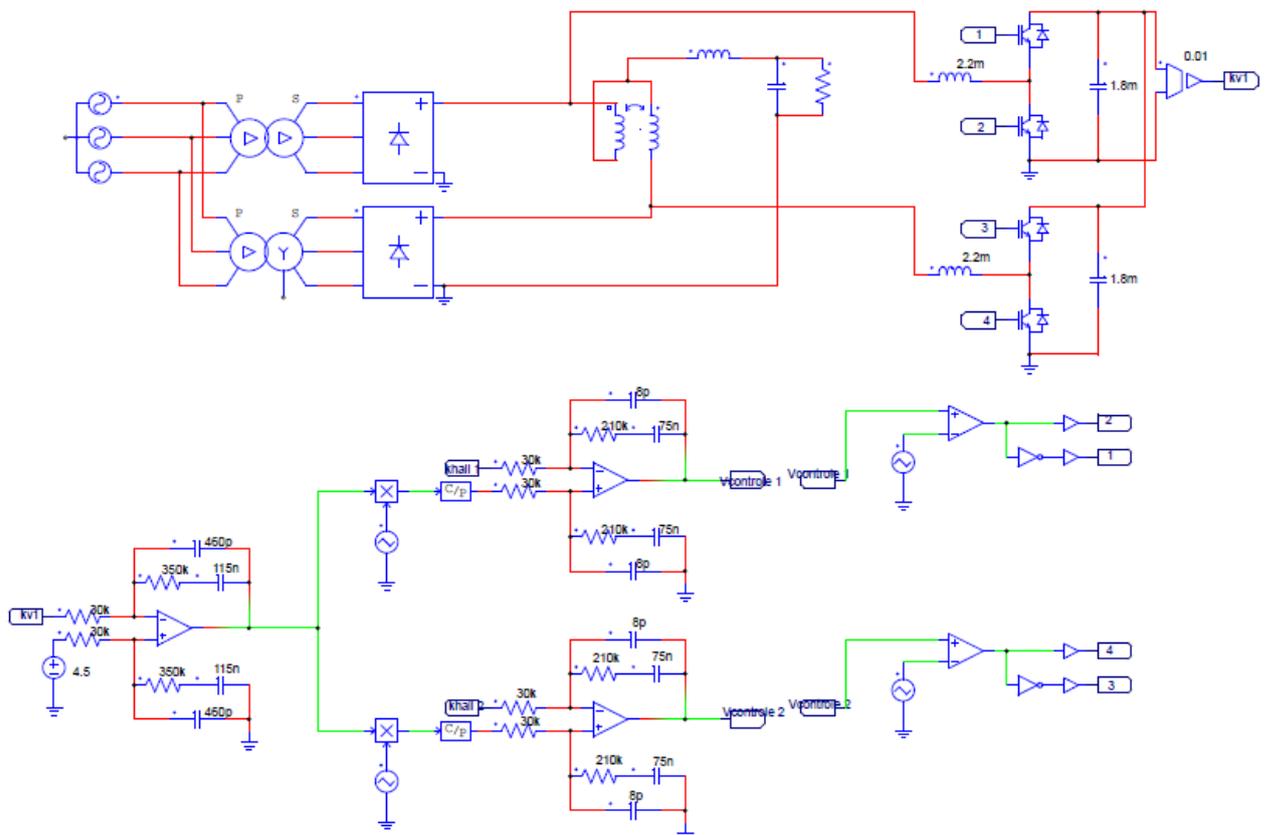


Figura 43 - Esquema do circuito completo

Antes de apresentar os resultados referentes ao circuito da Fig. 43, será feita uma simulação do circuito sem os FAP, e logo em seguida uma análise da TDH e do FP. O esquemático da fonte de tensão mais a carga não linear está ilustrado na Fig. 44.

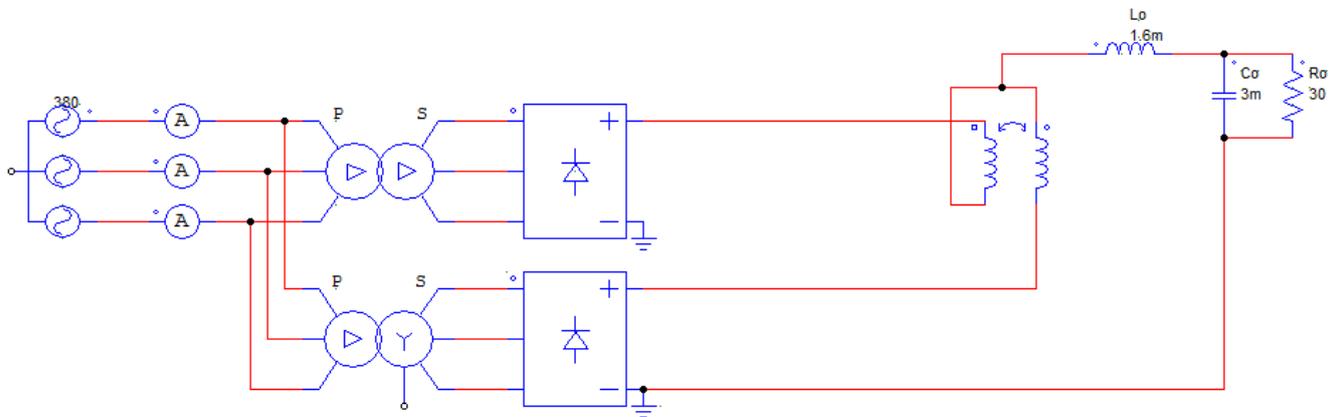


Figura 44 - Estrutura sem os FAP

Nas Figs. 45 e 46 são apresentados os resultados do FP e da TDH para a entrada do circuito ilustrado na Fig. 44. Os resultados aqui apresentados serão para uma das fases da fonte de entrada. Na Fig. 45, a forma de onda da corrente foi multiplicada por 10 para melhor visualização.

Como pode ser visto na Fig. 45, o retificador 12 pulsos apresenta um elevado fator de potência na rede elétrica, porém, as correntes ainda apresentam uma distorção harmônica considerável.

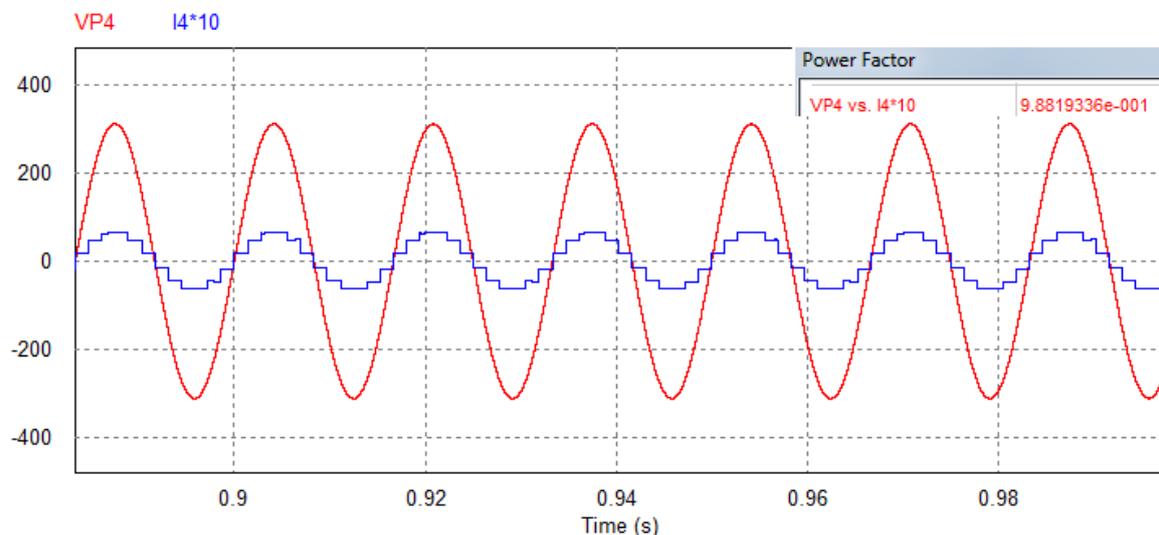


Figura 45 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e FP

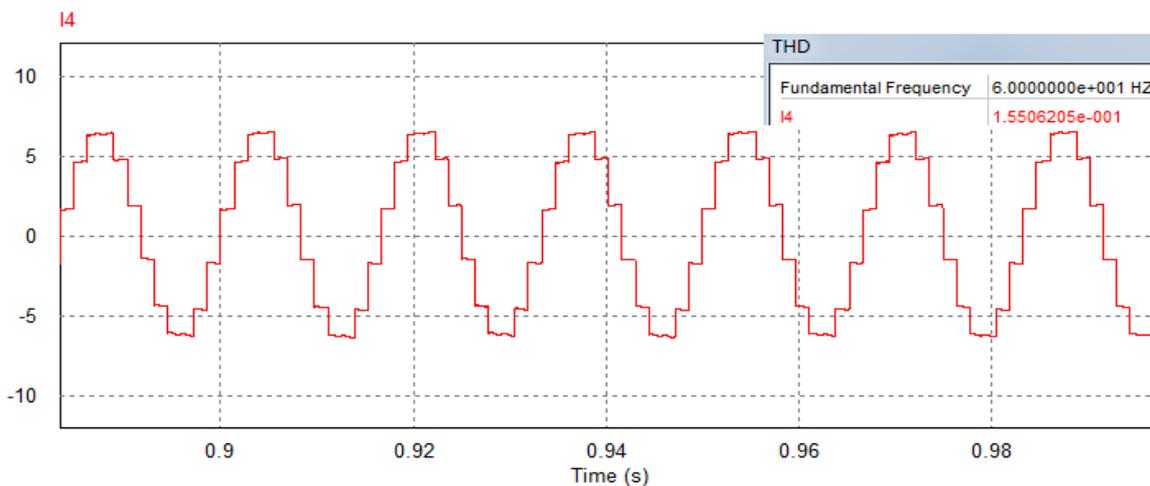


Figura 46 - Corrente da rede e o valor da TDH

O FP e a TDH do circuito da Fig. 43 são apresentados nas Figs. 47 e 48. A corrente na entrada também foi multiplicada por 10 para se ter uma melhor visualização em relação a tensão.

Analisando a Fig. 48, nota-se que os FAP baixou a TDH da corrente para valores desejados (<5%). Com a diminuição da TDH, o FP obteve uma pequena elevação, tornando-se praticamente 1, como pode ser visto na Fig. 47.

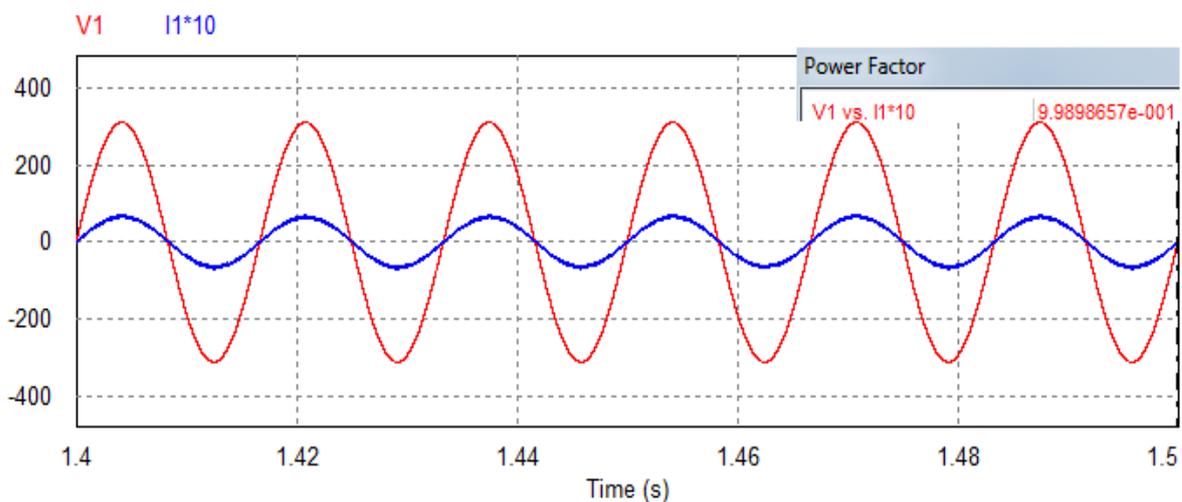


Figura 47 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e FP

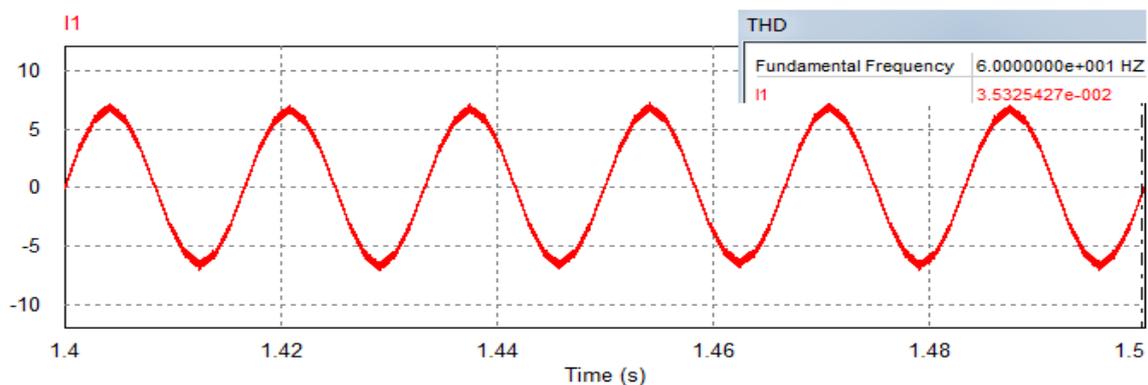


Figura 48 - Corrente da rede e o valor da TDH

Para uma análise comparativa referente aos circuitos dispostos nas Figs. 43 e 44, foi montada uma tabela com os FP e as TDH das 3 fases.

Tabela 6 - Tabela comparativa

Estrutura	TDH das correntes de entrada			FP da entrada		
	I1	I2	I3	V1 x I1	V2 x I2	V3 x I3
sem os FAP	15,5%	15,2%	15,2%	0,988	0,987	0,988
Com os FAP	3,5%	3,2%	3,2%	0,998	0,999	0,999

A comprovação que toda potência drenada da fonte é transferida para a carga pode ser realizada através das Figs. 49 e 50 e os cálculos a seguir.

Na Fig. 49 tem-se os valores de pico da tensão e corrente de uma fase. Logo, a potência ativa para uma fase pode ser calculada a partir da Eq. (6.1).

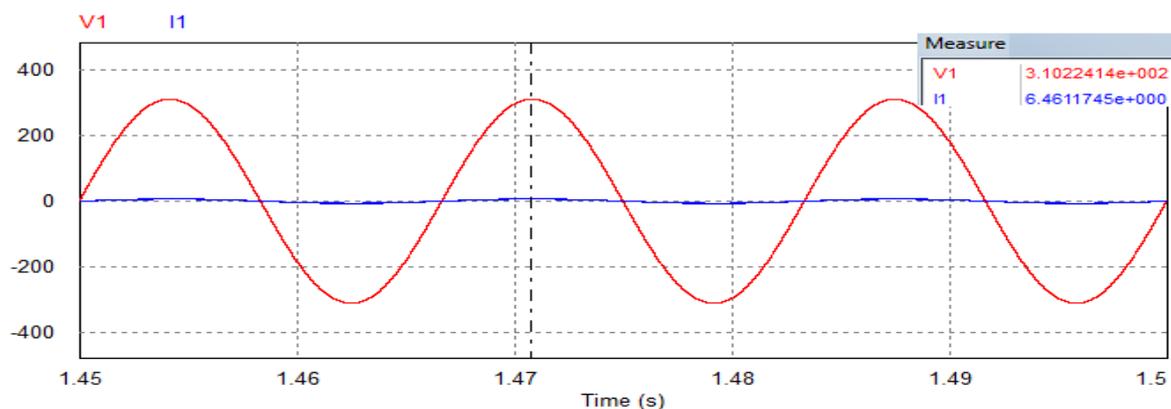


Figura 49 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e os respectivos valores de pico

$$P_{ent} = \frac{V_{1P} \cdot I_{1P}}{2} = \frac{310 \cdot 6.46}{2} \cong 1000W \quad (6.1)$$

A potência total da fonte pode ser obtida de acordo com Eq. (6.2).

$$P_{total} = 3 \cdot P_{ent} = 3 \cdot \frac{V_{entP} \cdot I_{entP}}{2} = 3 \cdot \frac{310 \cdot 6.46}{2} \cong 3000W \quad (6.2)$$

A Fig. 50 apresenta a tensão e corrente na carga e seus respectivos valores.

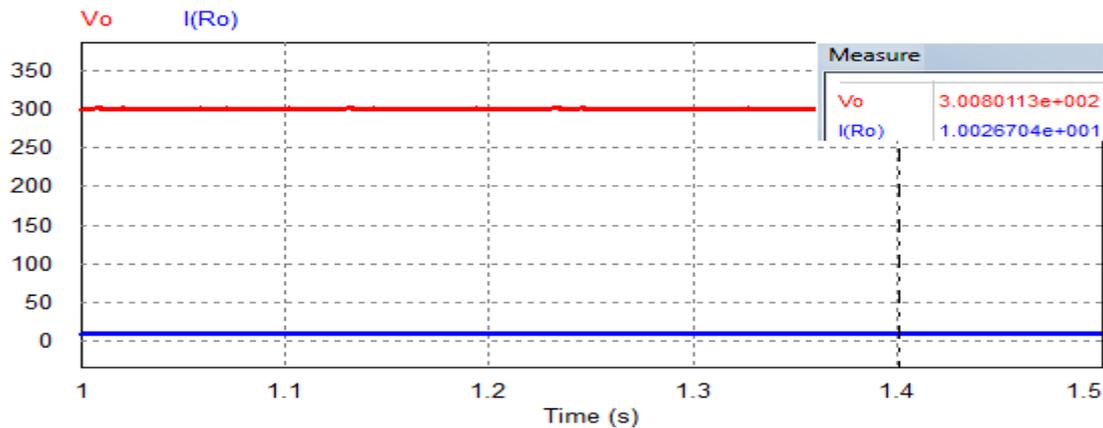


Figura 50 - Tensão na carga, corrente na carga e os respectivos valores

A potência na carga pode ser calculada da seguinte forma.

$$P_o = V_o \cdot I_o = 300 \cdot 10 = 3000W \quad (6.3)$$

Como pode se ver, as Eqs. (6.2) e (6.3) possuem resultados iguais, comprovando que toda potência fornecida é consumida.

5.1.1 Funcionamento das Malhas de Corrente

Como mencionado no capítulo 4, para se ter correntes senoidais na fonte de entrada é necessário se ter correntes triangulares e defasadas de 180° no lado CC das pontes de diodos. Logo, duas malhas de correntes foram projetadas para que essas correntes pudessem seguir fielmente as referências triangulares. O bom funcionamento das malhas de correntes é comprovado na Fig. 51.

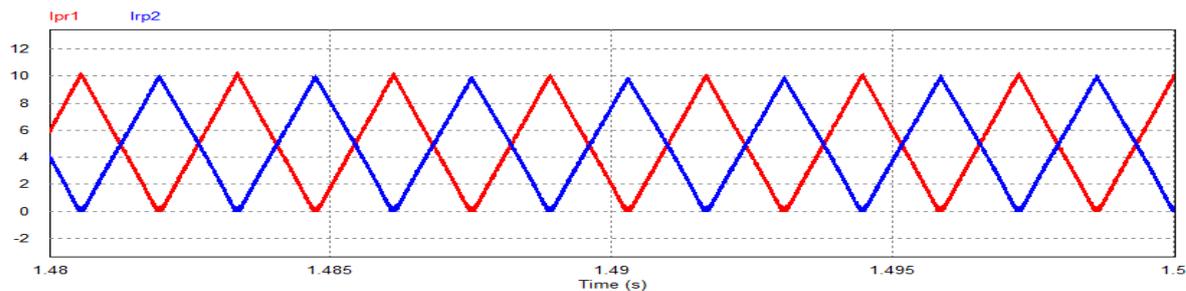


Figura 51 - Correntes nas saídas das pontes retificadoras

5.1.2 Funcionamento da Malha de Tensão

Para comprovar o funcionamento da malha de tensão foi aplicado um decréscimo e acréscimo de 50% da carga. Degrau de retirada de carga em $t = 1,17$ segundos e de acréscimo de carga em $t = 1,33$ segundos. Quando ocorre um decréscimo na carga, a tensão no barramento CC tende a subir, a malha de tensão sente essa elevação e logo em seguida corrige para o valor nominal de operação. Durante o acréscimo de carga, a tensão do barramento tende a baixar, logo, a malha de tensão corrige para o valor de operação.

A velocidade da malha de tensão pode ser interpretada a partir das sobretensões que ocorre no barramento. Nota-se que as sobretensões chegam a aproximadamente ± 5 V do valor de operação quando na ocorrência das perturbações, ou seja, a malha de tensão é rápida o suficiente para não permitir grandes sobretensões. Na Fig. 52 pode-se observar a resposta a degrau desta malha.

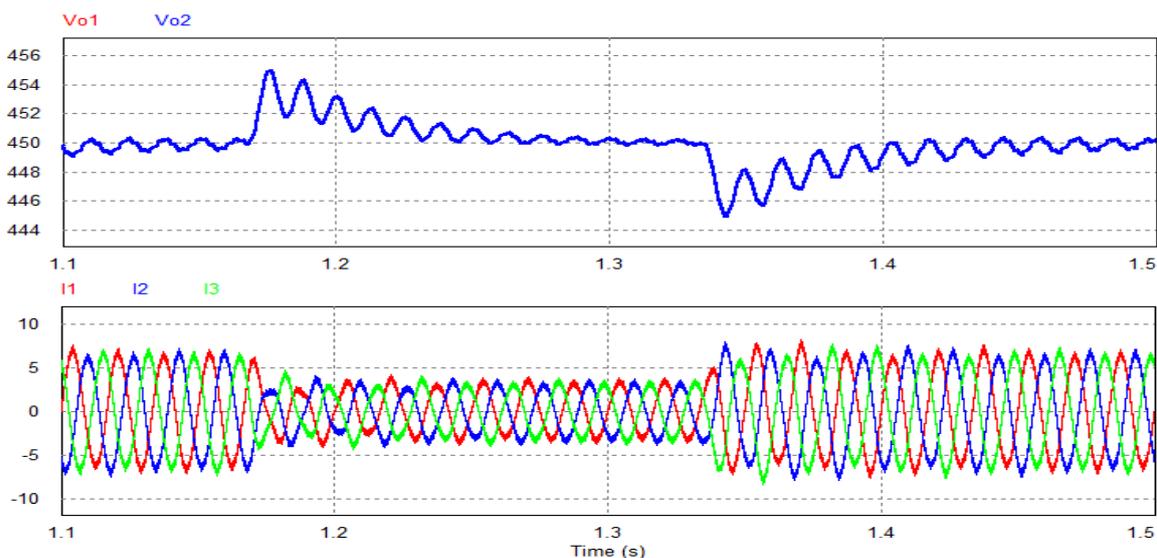


Figura 52 - Transitório para decréscimo e acréscimo de 50% de carga

5.2 Proposta 2

O esquemático contendo as estruturas de potência e controle da proposta 2 está ilustrado na Fig. 53.

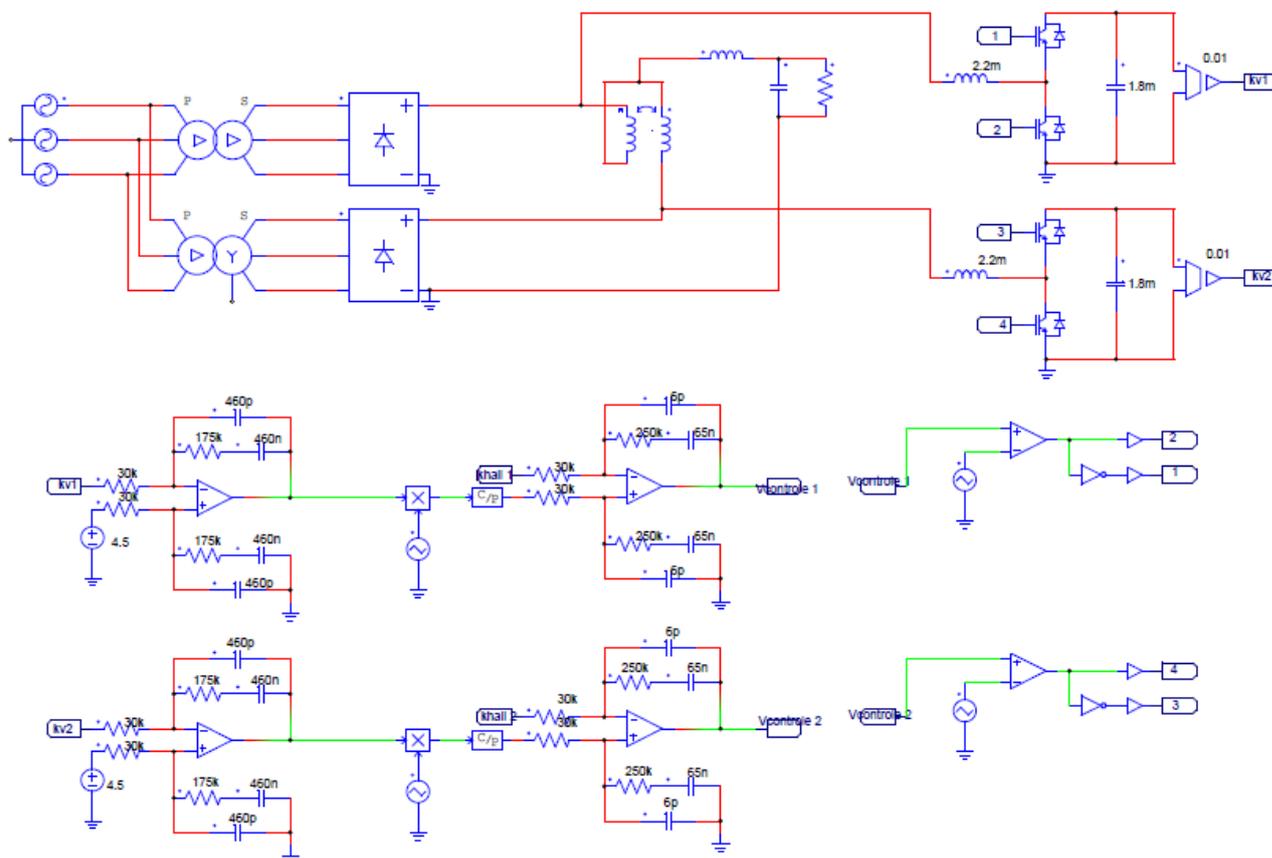


Figura 53 - Esquemático completo

O FP na entrada e a TDH de uma das correntes da fonte trifásica podem ser observados nas Figs. 54 e 55. A corrente aqui também foi multiplicada por 10 para melhor visualização.

Uma análise comparativa pode ser feita entre as duas propostas a partir da Tabela 6. De acordo com os dados da tabela verifica-se que as duas propostas possuem praticamente a mesma eficiência em relação a correção do FP. Porém, na correção da TDH de corrente, a primeira proposta se sobressai. A diferença entre o funcionamento das duas já foi detalhado no capítulo 4.

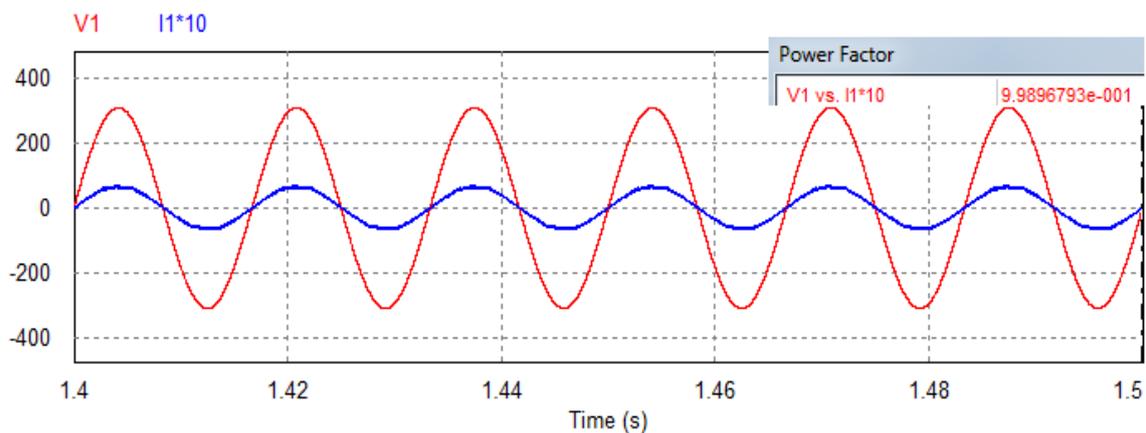


Figura 54 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e FP

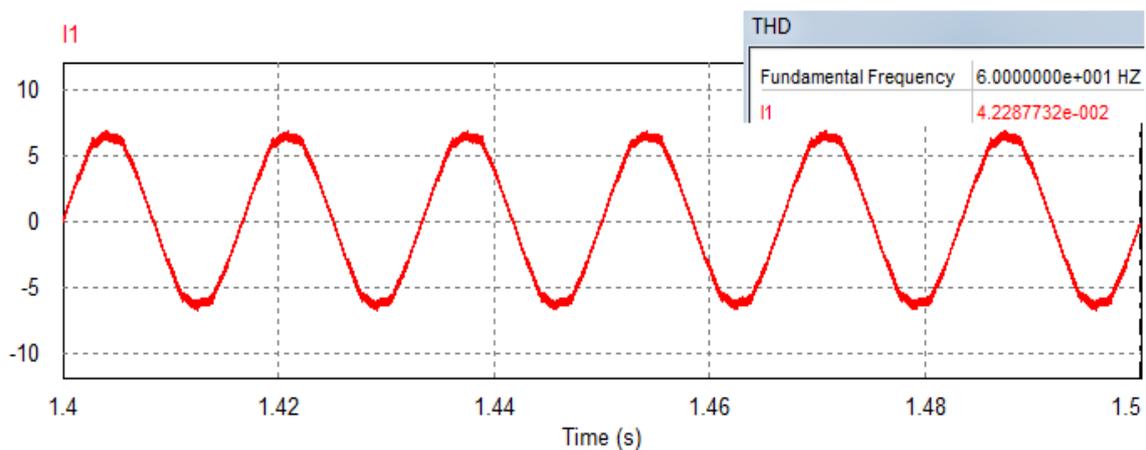


Figura 55 - Corrente da rede e o valor da TDH

Tabela 7 - Análise comparativa entre as duas propostas

Estrutura	TDH das correntes de entrada			FP da entrada		
	I1	I2	I3	V1 x I1	V2 x I2	V3 x I3
Proposta 1	3,5%	3,2%	3,2%	0,998	0,999	0,999
Proposta 2	4,2%	3,7%	3,7%	0,998	0,999	0,999

A verificação da transferência total de potência entre fonte e carga pode ser visto a partir das Figs. 56 e 57, e realizando os mesmos cálculos da seção 5.1.

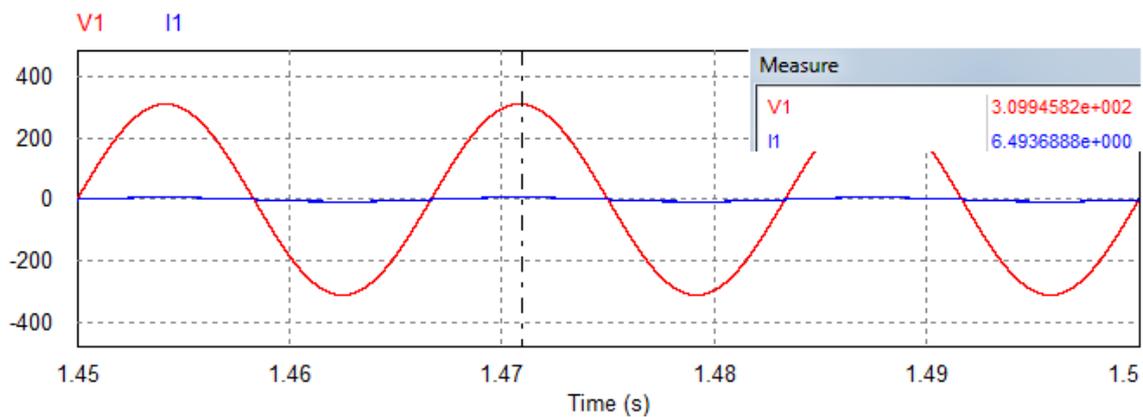


Figura 56 - Tensão da rede, corrente drenada da rede e os respectivos valores de pico

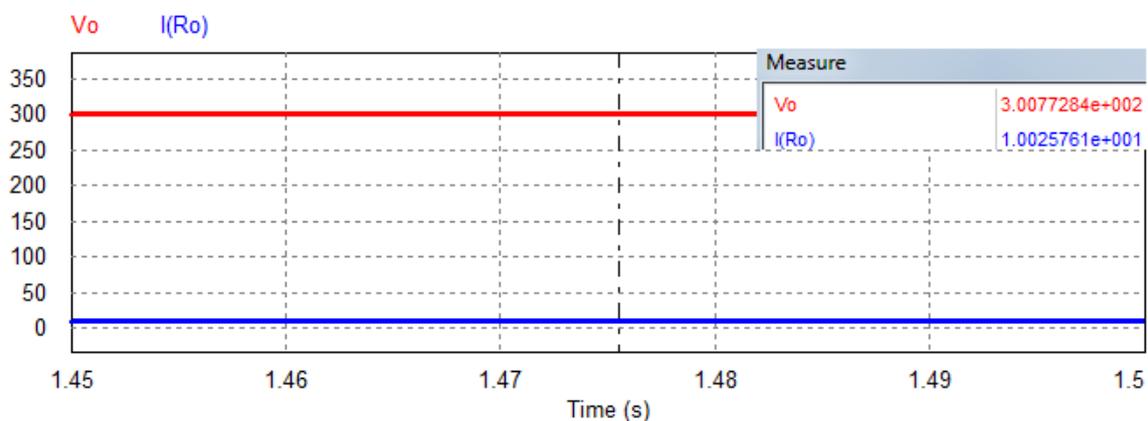


Figura 57 - Tensão na carga, corrente na carga e os respectivos valores

5.2.1 Funcionamento das Malhas de Corrente

O bom funcionamento das malhas de correntes é comprovado na Fig. 58.

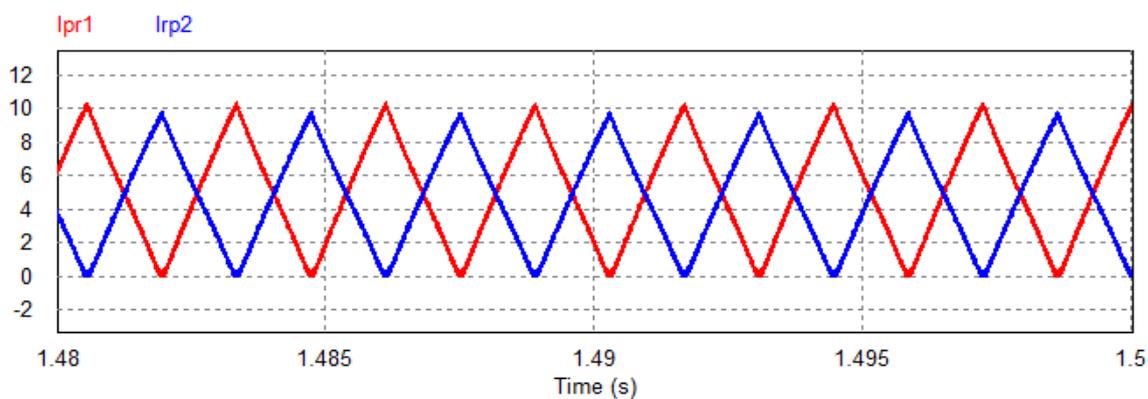


Figura 58 - Correntes nas saídas das pontes retificadoras

5.2.2 Funcionamento das Malhas de Tensão

O funcionamento das malhas de tensão pode ser comprovado através da Fig. 59. A sobretensão para esse caso chegou a um valor um pouco maior da apresentada na Fig. 52, aproximadamente ± 10 V em relação à tensão de operação.

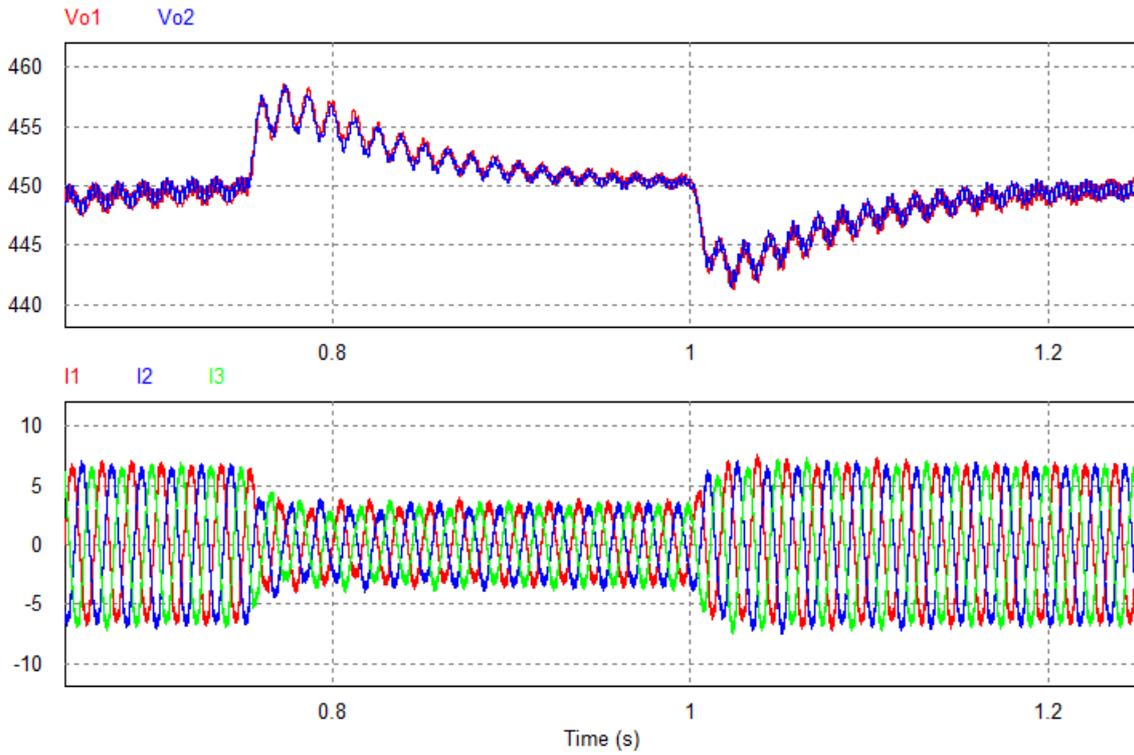


Figura 59 - Transitório para diminuição de 50% da carga

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho de conclusão de curso, foi realizado um estudo de várias técnicas desenvolvidas para corrigir o FP na entrada de sistemas elétricos que alimentam cargas não lineares. Porém, o foco principal foi no estudo e implementação de um filtro ativo paralelo (FAP) associado a um retificador 12 pulsos paralelo para corrigir FP e distorções nas correntes CA. Essa técnica foi implementada em um *software* específico para simulações de circuitos elétricos, para assim obter os resultados de comprovação do funcionamento da técnica proposta.

No capítulo 5 mostrou-se o funcionamento correto das malhas de controle, de tensão e corrente, sendo essas malhas imprescindíveis para se obter o desejado, que é, $FP = 1$ e $TDH < 5\%$ nas correntes de entrada. Também deixou-se comprovado, que nas duas propostas a potência fornecida pela fonte é totalmente drenada pela carga.

Ainda no capítulo 5, foi detalhado todo o funcionamento das duas propostas lançadas, onde a partir da Tabela 6 pode-se realizar um confronto entre as mesmas.

A conexão do FAP no lado CC proporciona em relação ao lado AC, as vantagens: uso de menos braços de diodos, esforços menores nos interruptores e menor processamento de potência aparente. Porém, apresenta uma maior dificuldade na hora de realizar análises e dimensionamento dos controles de tensão e corrente.

APÊNDICE A

Dimensionamento do Circuito de Potência

Parâmetros de Projeto:

Tensão de Linha Eficaz na Entrda:	$V_{Lef} := 380V$
Frequência da Rede Elétrica:	$f_{rd} := 60Hz$
Tensão Média na Carga:	$V_o := 300V$
Potência Ativa da Carga:	$P_o := 3000W$
Frequência de Ressonância:	$f_R := 72Hz$
Frequência de comutação:	$f_s := 100KHz$
Ondulação máxima de corrente:	$\Delta I_{Lf} := 0.5A$
Ondulação de tensão no capacitor:	$\Delta V_{cf} := 4.5V$
Corrente de Pico de Circulação	$I_{Lcp} := 1A$
Índice de Modulação:	$M := 0.7$

Dimensionamento do Retificador 12 Pulsos

Cálculo das relações de transformação:

$$NDY := \frac{V_{Lef} \cdot 2.34}{V_o} = 2.964$$

$$NDD := \frac{V_{Lef} \cdot 2.34}{V_o \cdot \sqrt{3}} = 1.711$$

Cálculo da indutância própria

$$L_m := \frac{0.113 V_o}{48 \pi \cdot f_{rd} \cdot I_{Lcp}} = 3.747mF$$

Dimensionamento dos Elementos Passivos da Carga:

Cálculo do resistor de carga

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 30\Omega$$

Cálculo da corrente de carga

$$I_o := \frac{V_o}{R_o} = 10A$$

Capacitor de carga

$$C_o := 3000\mu F$$

Cálculo da indutância de carga

$$L_o := \frac{1}{4\pi^2 \cdot fR^2 \cdot C_o} = 1.629mF$$

Dimensionamento dos Elementos Passivos do FAP:

Cálculo do indutor (Lf):

$$V_{cf} := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{Lef}}{M \cdot NDD} = 448.624V$$

$$L_f := \frac{0.25 V_{cf}}{f_s \cdot \Delta I_{Lf}} = 2.243mF$$

Calculo do capacitor (Cf):

$$Q_f := \frac{2.34 V_{Lef}}{NDY} \cdot \frac{I_o}{2\sqrt{3}} = 866.025W$$

$$C_f := \frac{Q_f}{60Hz \cdot [(V_{cf} + \Delta V_{cf})^2 - (V_{cf} - \Delta V_{cf})^2]} = 1787.409\mu F$$

Dimensionamento das malhas de corrente e tensão

Parâmetros da malha de controle de corrente

Tensão de pico da portadora:	VTP:= 7.5V
Ganho do sensor de corrente:	GMI:= 1
Frequência de P ₁ :	fpi1 := 0KHz
Frequência de P ₂ :	fpi2 := 90KHz
Frequência do Z	fzi := 10Hz
Frequência de cruzamento:	fci := 30KHz
Resistência R2	R2i:= 30KΩ

Ganho do compensador de corrente:

$$HI := \frac{2\pi \cdot fci \cdot Lf \cdot VTPA}{GMI \cdot Vcf V} = 7.069$$

$$GHI := 20 \log(HI) = 16.987$$

Calculo dos parâmetros do compensador de corrente:

$$R3i := R2i \cdot 10^{\frac{GHI}{20}} = 212.058K\Omega$$

$$C1i := \frac{1}{2\pi \cdot fzi \cdot R3i} = 75.053nF$$

$$C2i := \frac{C1i}{2\pi \cdot R3i \cdot C1i \cdot fpi2 - 1} = 8.34pF$$

Parâmetros da malha de controle de tensão

Ganho do sensor de tensão:	GMV:= 0.01
Frequência de P ₁ :	fpv1 := 0Hz
Frequência de P ₂ :	fpv2 := 1KHz
Frequência do Z	fzv := 4Hz
Frequência de cruzamento:	fcv := 40Hz
Resistência R2	R2v:= 30KΩ

Cálculo da corrente de referência:

$$I_{refp} := GMI \cdot I_o = 10A$$

Ganho do compensador de tensão:

$$V_{Lfp} := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{Lef}}{NDD} = 314.037V$$

$$HV := \frac{2\pi^2 \cdot \sqrt{3} \cdot f_{cv} \cdot C_f \cdot V_{cf} \cdot GMI \cdot V}{3GMV \cdot I_{refp} \cdot V_{Lfp}} = 11.64$$

$$GHV := 20 \log(HV) = 21.319$$

Cálculo dos parâmetros do compensador de tensão:

$$R_{3v} := R_{2v} \cdot 10^{\frac{GHV}{20}} = 349.202K\Omega$$

$$C_{1v} := \frac{1}{2\pi \cdot f_{zv} \cdot R_{3v}} = 113.942nF$$

$$C_{2v} := \frac{C_{1v}}{2\pi \cdot R_{3v} \cdot C_{1v} \cdot f_{pv}^2 - 1} = 457.598pF$$

Diagramas de BODE do compensador de corrente

Diagrama de módulo

$$j := \sqrt{-1}$$

$$H_i(w) := \frac{j \cdot w \cdot R_{3i} C_{1i} + 1}{j \cdot w \cdot R_{2i} (C_{1i} + C_{2i}) \cdot \left[j \cdot w \cdot \frac{(R_{3i} C_{1i} C_{2i})}{C_{1i} + C_{2i}} + 1 \right]}$$

$$G_{idb}(w) := 20 \log(|H_i(w)|)$$

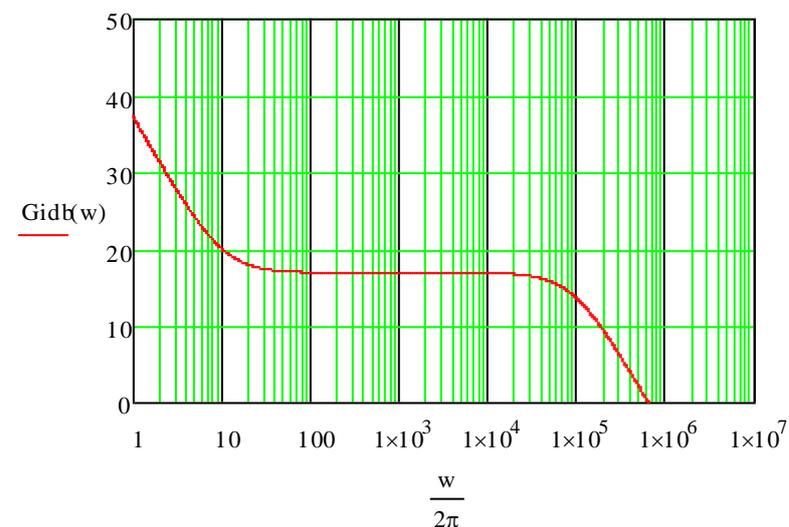


Diagrama de fase

$$G_{\text{fase}}(w) := \arg(H_i(w)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

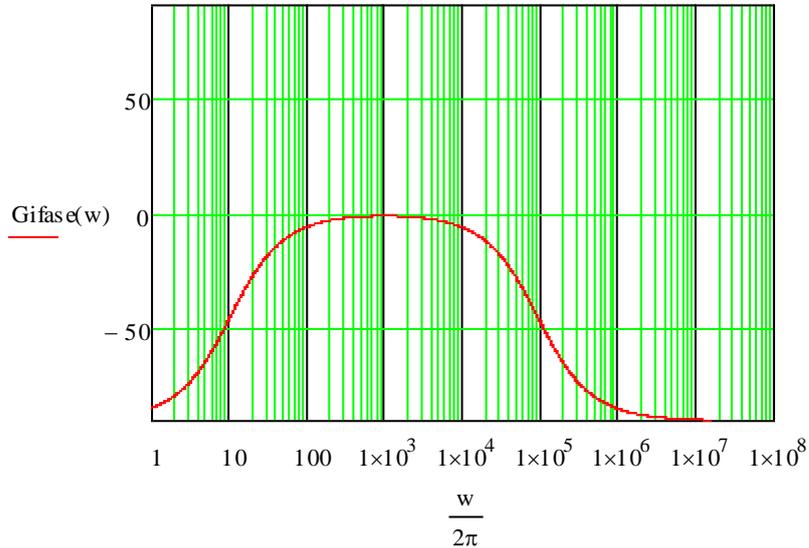


Diagrama de BODE da função de transferência de malha aberta de corrente

Diagrama de módulo

$$G_{\text{pwm}} := \frac{1}{VTF}$$

$$G_i(w) := \frac{Vcf}{j \cdot w \cdot Lf}$$

$$FTMA(w) := H_i(w) \cdot G_{\text{pwm}} \cdot G_M \cdot G_i(w)$$

$$G_{\text{dbMA}}(w) := 20 \log(|FTMA(w) \cdot V|)$$

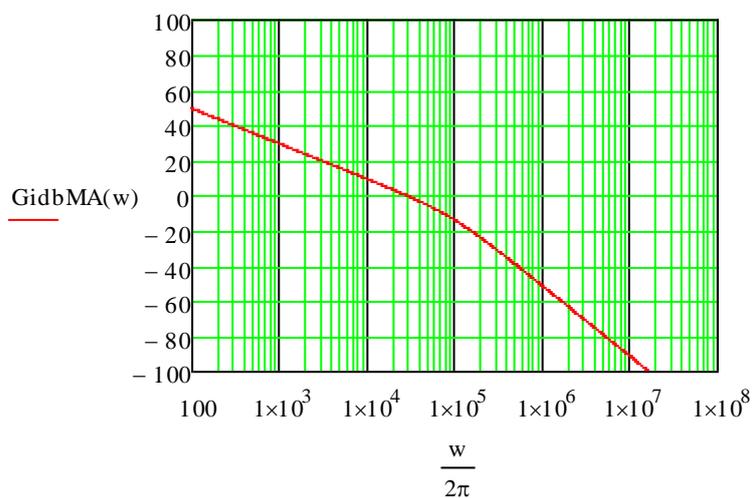
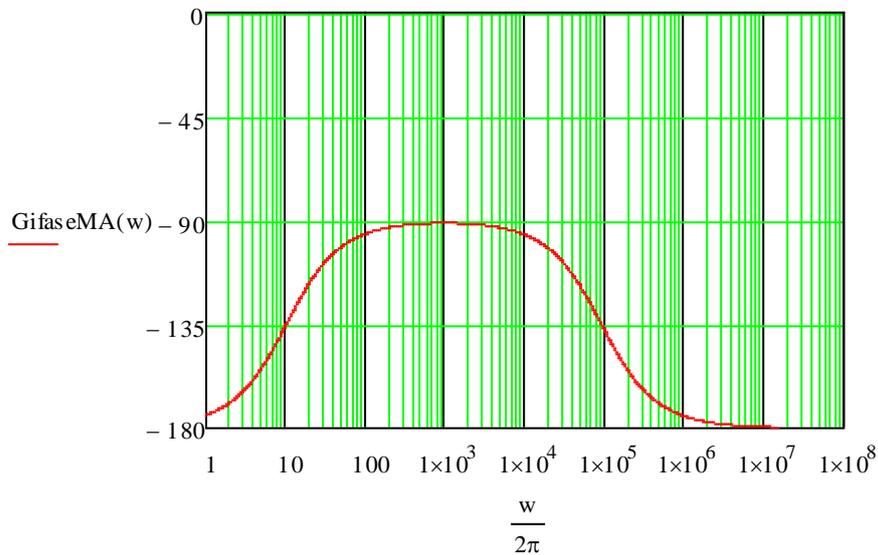


Diagrama de fase

$$G_{\text{faseMA}}(\omega) := \arg(\text{FTMA}(\omega)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



Diagramas de BODE do compensador de tensão

Diagrama de módulo

$$j_{\omega} := \sqrt{-1}$$

$$H_v(\omega) := \frac{j \cdot \omega \cdot R_{3v} \cdot C_{1v} + 1}{j \cdot \omega \cdot R_{2v} \cdot (C_{1v} + C_{2v}) \cdot \left[j \cdot \omega \cdot \frac{(R_{3v} \cdot C_{1v} \cdot C_{2v})}{C_{1v} + C_{2v}} + 1 \right]}$$

$$G_{\text{vdb}}(\omega) := 20 \log(|H_v(\omega)|)$$

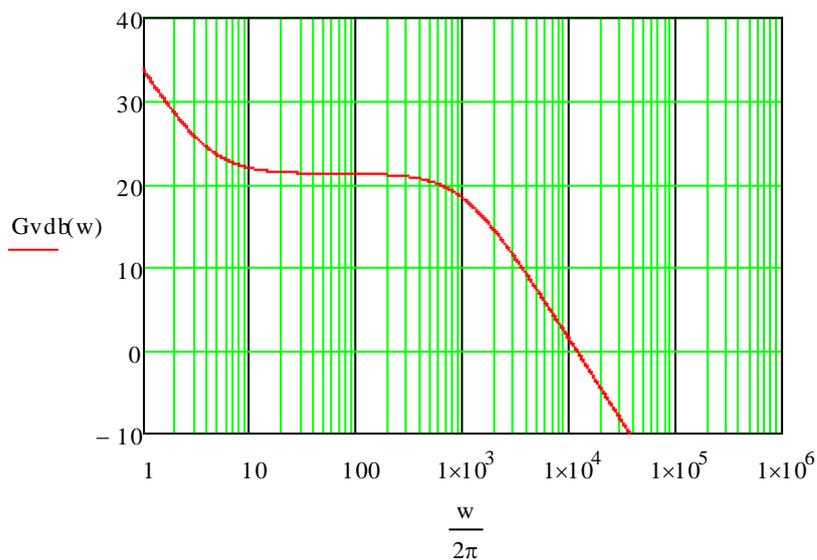


Diagrama de fase

$$Gv_{\text{fase}}(w) := \arg(Hv(w)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

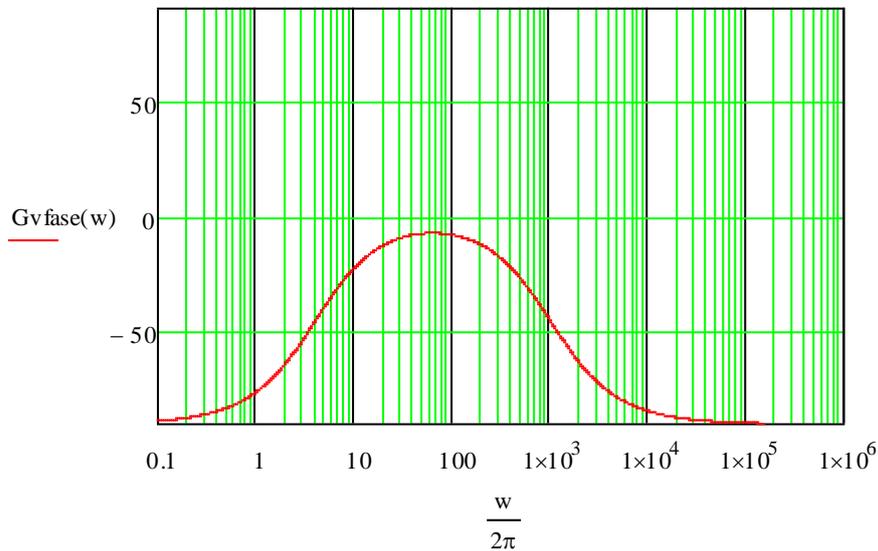


Diagrama de BODE da função de transferência de malha aberta de tensão

Diagrama de módulo

$$K_{pk} := \frac{3VL_{fp}}{\sqrt{3}\pi \cdot V_{cf}}$$

$$K_{CI} := \frac{1}{GMI}$$

$$Gv(w) := \frac{1}{j \cdot w \cdot Cf}$$

$$FTMA_{\text{v}}(w) := Hv(w) \cdot GMV \cdot Gv(w) \cdot I_{refp} \cdot K_{pk} \cdot K_{CI}$$

$$Gv_{\text{dbMA}}(w) := 20 \log \left(|FTMA_{\text{v}}(w)| \cdot \frac{1}{V} \right)$$

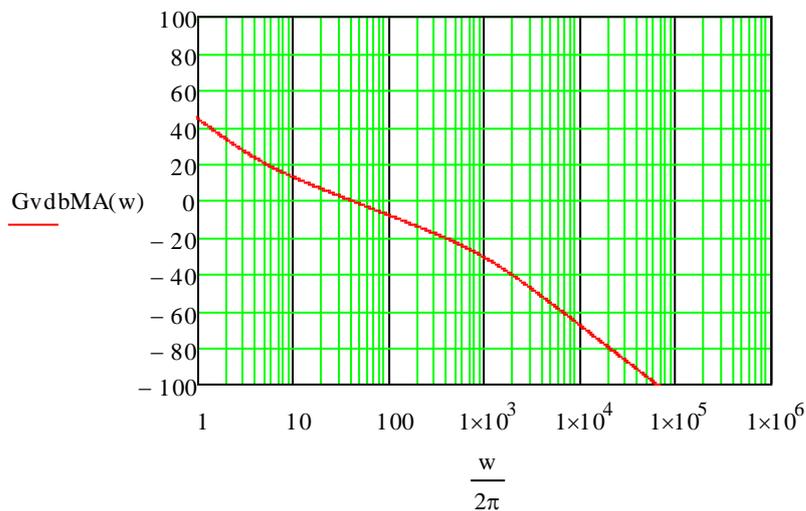
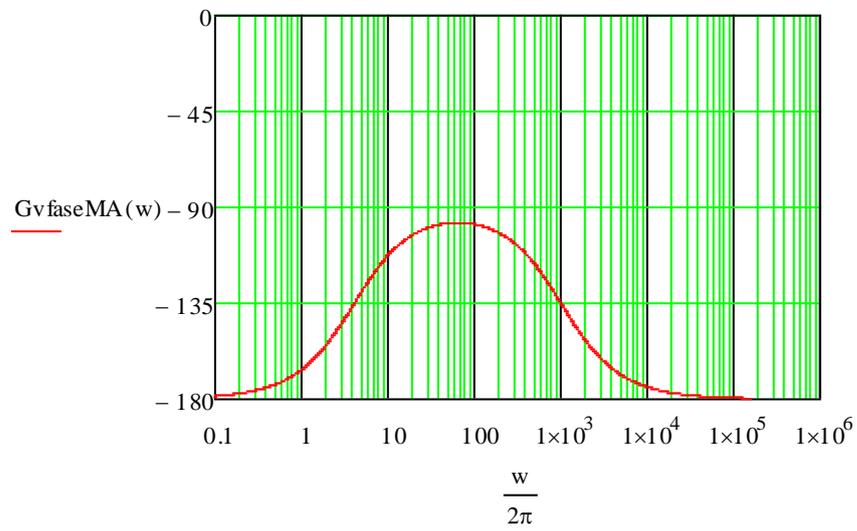


Diagrama de fase

$$G_{\text{faseMA}}(w) := \arg(\text{FTMA}v(w)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Barbi, I. “Retificadores Monofásicos com correção ativa do fator de potência empregando o conversor Boost”. Relatório Interno, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.
- [2] Souza, Fabiana Pöttker. “Correção do fator de potência para instalações de baixa potência em empregando filtros ativos”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- [3] Pomilio, José Antenor. "Pré-reguladores de fator de potência-PFP." *Publicação FEE* 3 (2007): 95.
- [4] Fenili, Murilo de Pieri. “Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8 kVA”. (2007).
- [5] Lindeke, Dirk. “Projeto de um filtro ativo paralelo de 1 KVA usando técnicas de controle analógico e digital”, Dissertação de Mestrado, PPGEEL-UFSC, Florianópolis SC/2003.
- [6] Pini, Silvia Helena. "Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo de dois quadrantes conectado no lado de corrente contínua de um retificador monofásico com filtro indutivo." (2010).
- [7] W. S. Yeh, C. W. Yeh, C. M. Young and S. F. Wu, “A DC-Side Current Injection Method for Improving AC Line Condition Applied in the 18-Pulse Converter System.” In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pages 99-109, January 2014.
- [8] PAICE, D. *Power Electronics Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power*. USA: IEEE Press, 1996.
- [9] POTTKER, F., COLLING, I. E., PÉRES, A., CRUZ, C. M. T., BASCOPE, R. T. Emprego de Transformadores e Autotransformadores para a Diminuição do Conteúdo Harmônico Gerado por Conversores Estáticos de Potência. Relatório interno, INEP, UFSC, 1998.
- [10] SEIXAS, F.J.M., BARBI, I. A NEW 18-Pulse AC-DC Converter With Regulated DC Output and High Power Factor for Three-Phase Applications. *Anais do COBEP*, p. 582-587, 1999.

- [11] Peng, F. Z. Harmonic and Filtering Approaches. IEEE Industry Application Magazine, Jul. 2001.
- [12] Peng F. Z. Application Issues of Active Power Filters. IEEE Industry Application Magazine, Sep. 1998.
- [13] TORREY, D.A., AL-ZAMEL, A. Single-Phase Active Power Filters for Multiple Non-Linear Loads. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, p. 263-271, 1995.
- [14] BARBI, I., PÖTTKER, F. Power Factor Correction of Non-Linear Loads Employing a Single-Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation. IEEE PESC Proceedings, p. 412-417, 1997.
- [15] ATAIDE, M.V., POMÍLIO, J. A. Single-Phase Shunt Active Filter: Output Filter and Control Loop Design. Anais do COBEP, p. 676-681, 1997.
- [16] Erickson, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. Chapman & Hall, 1997.
- [17] Ortamann, M. S. Filtro ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação. Florianópolis, 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [18] Barbi, Ivo. "Eletrônica de potência." (2006).
- [19] Barbi, I. "Retificadores Multipulsos a diodo". Relatório Interno, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1997.
- [20] BARBI, Ivo: "Eletrônica de Potência – Projetos de Fontes Chaveadas", Edição do Autor, Florianópolis SC/2001.
- [21] MARQUES, Jefferson Luiz Brum; BRAZ, Gustavo Prado: "EEL7300 – Eletrônica Aplicada – Conteúdos para a Prática", Apostila IEB, Florianópolis SC/2002.