



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

Thiago Lima de Menezes

**Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente
aplicado a Correção do Fator de Potência de
Fontes de Alimentação**

João Pessoa/PB

2016

Thiago Lima de Menezes

CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE
APLICADO A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE FONTES
DE ALIMENTAÇÃO

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Coordenação do Curso
de Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal da Paraíba.**

Orientador: Romero Leandro Andersen

João Pessoa/PB

2016

Thiago Lima de Menezes

CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE APLICADO A
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Coordenação do Curso
de Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal da Paraíba.**

Aprovado Pela Banca Examinadora em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Romero Leandro Andersen, Dr. (Orientador)

Universidade Federal da Paraíba

Prof. Yuri Percy Molina Rodriguez, Dr.

Universidade Federal da Paraíba

Prof. Helon David de Macêdo Braz, Dr.

Universidade Federal da Paraíba

João Pessoa/PB

2016.

A Deus, minha família, namorada,
amigos, professores e a todos que
contribuíram de alguma forma para o
desenvolvimento deste trabalho.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter me proporcionado tudo que precisava para realização desse trabalho.

Aos meus pais, Severino e Ivonete, pelo amor e apoio incondicional, pelos ensinamentos e paciência que sempre tiveram comigo.

À minha avó, Josefa, pela inspiração, pela força que representa e por ter mostrado que nunca devemos desistir.

À minha namorada, Gabriela, pelo companheirismo e incentivo imprescindíveis em todos os momentos.

À minha irmã, Thaís, pelo apoio nas minhas realizações.

Ao Professor Romero, pelos ensinamentos que proporcionaram a realização deste trabalho, pelo apoio e exemplo admirável.

Aos meus amigos, João e Paulo, pela amizade que construímos durante a trajetória na universidade e pelo apoio compartilhado.

Aos meus demais familiares e amigos, que de forma indireta contribuíram para esta realização em minha vida.

Muito Obrigado.

RESUMO

Este trabalho consiste na análise e no projeto do conversor *push-pull* alimentado em corrente para correção do fator de potência. Esta topologia consiste no conjunto formado por um retificador monofásico de onda completa e o conversor mencionado. Primeiramente, foram expostos os benefícios provocados pela correção do fator de potência e redução da taxa de distorção harmônica e os estudos realizados para esta finalidade. Em seguida, apresentou-se o estudo teórico da topologia abordada que engloba a apresentação das formas de onda, explanação das etapas de operação e obtenção do ganho estático do conversor. A partir deste estudo, foi realizado o dimensionamento de todos os componentes necessários para realização do projeto, incluindo o estágio de controle. Realizou-se a modelagem e análise da malha de controle de corrente, cuja finalidade é controlar a corrente de entrada de modo que a mesma possua o formato de um seno retificado, e a de tensão que proporciona a regulação da tensão de saída. A validação do estudo do conversor foi feita por meio da simulação do projeto, apresentando todas as formas de onda relevantes e comparando com as características estudadas na literatura, além das especificações de projeto.

Palavras-Chave: Conversor CC-CC, Correção do fator de potência.

Lista de Figuras

Capítulo 1

Figura 1.1: Fonte monofásica ligada a um retificador combinado com um filtro capacitivo de saída.....	14
Figura 1.2: Corrente drenada na entrada de um retificador combinado com um filtro capacitivo de saída.....	15
Figura 1.3: FFT da corrente na fonte de alimentação do retificador monofásico com filtro capacitivo na saída.....	16
Figura 1.4: Triângulo de Potência [1].	17
Figura 1.5: Conversor Boost Aplicado à Correção do Fator de Potência.....	19
Figura 1.6: Conversor Push-Pull como Estágio Pré-Regulador.....	20

Capítulo 2

Figura 2.1 Conversor Push-Pull alimentado em corrente.....	21
Figura 2.2: Sinal de Comando dos Interruptores.....	21
Figura 2.3: (a) Primeira etapa de operação, (b) Segunda etapa de operação, (c) Terceira etapa de operação, (d) Quarta etapa de operação do conversor Push-Pull com entrada em corrente.	23
Figura 2.4: Forma de onda da corrente no indutor.....	25
Figura 2.5: Formas de onda das correntes nas nos interruptores.....	25
Figura 2.6: Formas de onda da corrente nos diodos.....	26
Figura 2.7: Tensão nos interruptores	26
Figura 2.8: Forma de onda da tensão no capacitor.....	27
Figura 2.9: Forma de onda da tensão no enrolamento do transformador.	27
Figura 2.10: Comando do interruptor S_1 no modo de condução contínua.....	28
Figura 2.11: Forma de onda da tensão no indutor de entrada.	29
Figura 2.12: Característica de Transferência do Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.	31

Capítulo 3

Figura 3.1: Conversor Push-Pull alimentado em corrente na aplicação de CFP.....	32
Figura 3.2: Comportamento da Razão Cíclica.....	33

Figura 3.3: Circuito equivalente visto pelo interruptor S1 pela aplicação da lei de Kirchoff das Malhas.....	34
Figura 3.4: Corrente no interruptor.....	35
Figura 3.5: Corrente no interruptor S1 no Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.....	35
Figura 3.6: Circuito equivalente visto pelo diodo D ₁ pela aplicação da lei de Kirchhoff das malhas.....	38
Figura 3.7: Corrente do diodo D ₆ para o Conversor Push-Pull alimentado em Corrente.....	39
Figura 3.8: Forma de onda da corrente no diodo.....	41
Figura 3.9: Corrente no indutor e detalhe da ondulação.....	41
Figura 3.10.(a) Circuito equivalente nas etapas 2 e 4. (b) Circuito equivalente nas etapas 1 e 3.....	44
Figura 3.11: Corrente no capacitor do filtro de saída.....	45
Figura 3.12(a)Tensão no enrolamento primário do transformador; (b) Detalhe da máxima aplicação de tensão nos enrolamentos do transformador.....	49
Figura 3.13: Circuito utilizado na simulação do conversor.....	51
Figura 3.14: Tensão máxima no interruptor.....	52
Figura 3.15: Forma de onda corrente no interruptor durante meio ciclo da rede.....	52
Figura 3.16: Forma de onda da corrente no interruptor em alta frequência.....	52
Figura 3.17 Tensão reversa máxima nos diodos.....	53
Figura 3.18: Corrente no diodo em baixa frequência.....	54
Figura 3.19: Corrente no diodo em alta frequência.....	54
Figura 3.20: Corrente no indutor de entrada.....	54
Figura 3.21: Corrente no capacitor em durante meio período da rede.....	55
Figura 3.22: Componente de alta frequência da corrente no capacitor.....	55

Capítulo 4

Figura 4.1: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.....	58
Figura 4.2: Circuito equivalente do conversor Push-Pull alimentado em corrente.....	59
Figura 4.3: Forma de onda da tensão no enrolamento primário em meio período de comutação.....	60
Figura 4.4: Compensador de Corrente com Resistor Shunt.....	61

Figura 4.5: Compensador de corrente com impedâncias equivalentes.....	62
Figura 4.6: Geração do Comando dos Interruptores	65
Figura 4.7: Geração do Comando dos Interruptores.....	66
Figura 4.8: Circuito equivalente do conversor para determinação do modelo.....	67
Figura 4.9: Compensador de Tensão.....	68
Figura 4.10: Circuito de conexão do sensor de tensão isolado.....	71
Figura 4.11: Diagrama de Blocos do sistema de controle de tensão de saída.....	73
Figura 4.12: Diagrama de Bode do Compensador de Corrente.	74

Capítulo 5

Figura 5.1: Circuito Térmico Equivalente dos Semicondutores [26].....	82
Figura 5.2: Diagramas de Bode:(a) Malha de Corrente, (b) Malha de Tensão.....	86

Capítulo 6

Figura 6.1: Tensão e Corrente de entrada	87
Figura 6.2: Tensão de Entrada e Corrente no Indutor de Entrada.	87
Figura 6.3: FFT da corrente de entrada.	88
Figura 6.4: Detalhe da ondulação da corrente de entrada.	88
Figura 6.5: Detalhe da ondulação da tensão de saída.	89
Figura 6.6: Sinais de Comando.	89
Figura 6.7: Tensão de saída com aplicação de degrau de carga.....	90
Figura 6.8: Corrente de entrada com aplicação do degrau de carga.	90
Figura 6.9: Tensão e Corrente de Saída	90

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Tensão máxima e corrente eficaz nos interruptores.....	53
Tabela 3.2: Tensão reversa máxima, corrente eficaz e corrente média no diodo.	53
Tabela 3.3: Tabela comparativa entre valores calculados e simulados para o projeto do conversor e os respectivos erros associados.....	56
Tabela 5.1: Resultados obtidos no projeto físico do indutor.....	78
Tabela 5.2: Resultados obtidos no projeto físico do transformador.....	78

Sumário

Capítulo 1 - Introdução.....	14
1.1 Fator de Potência.....	16
1.2. Conversores CC-CC atuando em CFP	18
1.3. Estrutura do Trabalho.....	20
Capítulo 2 - Conversor Push-Pull alimentado em corrente.	21
2.1. Etapas de Operação.	22
2.2. Formas de onda	24
2.3. Ganho Estático do Conversor Push-Pull alimentado em corrente	28
Capítulo 3 – Conversor Push-Pull alimentado em corrente como CFP.....	32
3.1. Dimensionamento dos Elementos de Potência.....	33
3.1.1. Dimensionamento dos Interruptores.....	34
3.1.2. Dimensionamento dos Diodos.....	38
3.1.3. Dimensionamento do Indutor de Entrada.	41
3.1.4. Dimensionamento do Capacitor de Saída.....	44
3.1.5. Dimensionamento do transformador.....	47
3.2. Resultados e Simulações de Dimensionamento dos Componentes.....	50
3.2.1. Especificações.....	50
3.2.2. Tensão Máxima e Corrente Eficaz no Interruptor.....	51
3.2.3. Tensão Máxima, Corrente Eficaz e Média no Diodo.....	53
3.3.4. Corrente Eficaz no Indutor	54
3.3.5. Corrente Eficaz no Capacitor.....	55
Capítulo 4 – Modelagem e Controle do Conversor	57
4.1. Controle de Corrente.....	58
4.1.1. Modelo Dinâmico.....	59
4.1.2. Compensador de Corrente	61

4.1.3. Sensor de Corrente	63
4.1.4. Modulador PWM.....	64
4.2. Controle de Tensão.....	66
4.2.1. Modelo dinâmico	67
4.2.2. Compensador de Tensão	68
4.2.3. Sensor de Tensão.....	70
4.3. Posicionamento dos pólos e zeros dos compensadores.....	73
4.3.1. Ajuste do controlador de corrente.....	73
4.3.2. Ajuste do controlador de tensão	75
Capítulo 5 – Projeto do Conversor	77
5.1. Estágio de Potência	77
5.1.1. Dimensionamento e Projeto do Indutor de Entrada	77
5.1.2. Dimensionamento do Transformador	78
5.1.3. Dimensionamento do Capacitor de Saída	78
5.1.4. Dimensionamento dos Diodos	79
5.1.5. Dimensionamento dos Interruptores.	80
5.1.6. Dimensionamento do Dissipador.....	82
5.2. Estágio de Controle	85
Capítulo 6 – Resultados e Simulações.....	87
Conclusão.....	91
Referências Bibliográficas	93

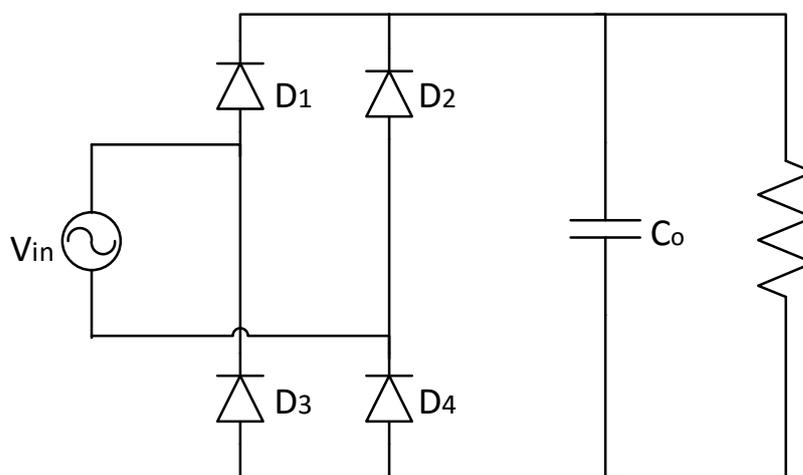
Capítulo 1 - Introdução

A sociedade humana, desde os tempos mais remotos tem buscado realizar as suas tarefas de forma rápida, segura e confortável. Nos dias atuais, com o grande desenvolvimento da tecnologia, dispositivos eletrônicos têm sido projetados para proporcionar a facilidade desejada na execução dessas tarefas, tanto nas indústrias quanto nas residências.

Para o funcionamento adequado dos dispositivos eletrônicos é necessário converter a tensão CA que é transmitida pelo sistema de distribuição numa tensão de alimentação CC. A conversão CA-CC é realizada por conversores chamados retificadores.

Por sua vez, os retificadores fornecem em sua saída uma tensão pulsada, e para solucionar este problema utiliza-se um filtro capacitivo como mostra a Figura 1.1. O filtro tem como finalidade diminuir a ondulação presente na tensão na carga.

Figura 1.1: Fonte monofásica ligada a um retificador combinado com um filtro capacitivo de saída.

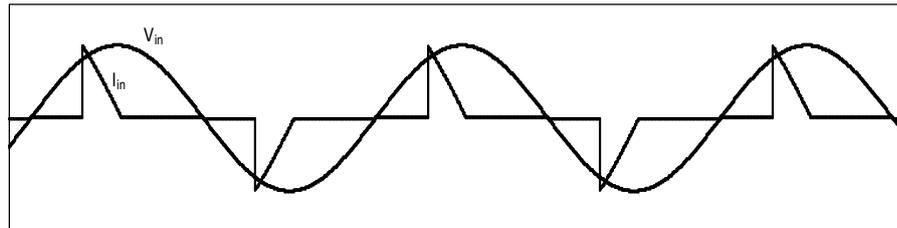


Fonte: Elaborada pelo autor

A configuração ilustrada na Figura 1.1 é bastante utilizada devido à simplicidade e robustez, porém uma grande desvantagem dessa topologia é o fato de que a corrente na entrada do retificador possui uma alta distorção harmônica como mostra a Figura 1.2. Este problema acontece devido aos picos de corrente que

ocorrem no período em que o capacitor acumula energia. Durante o tempo de carga, a fonte de alimentação é conectada ao capacitor e como este possui características de fonte de tensão, ocorre à circulação de uma alta corrente devido à baixa impedância entre a entrada e a saída do conversor.

Figura 1.2: Tensão da fonte de alimentação e corrente drenada na entrada de um retificador combinado com um filtro capacitivo de saída.

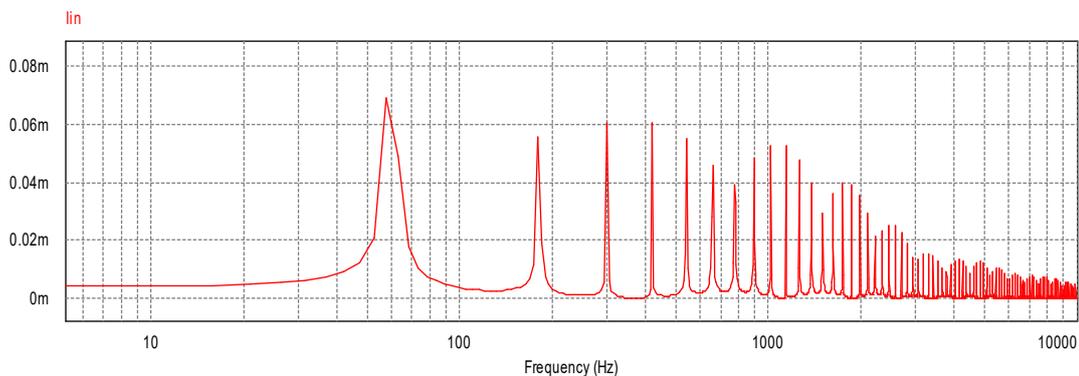


Fonte: Elaborada pelo autor.

Estima-se que o uso de apenas uma ponte retificadora visando produzir um nível CC gera um fator de potência por volta de 0,65. Este valor implica que o circuito transfere energia em pequenos intervalos de condução, o que produz uma degradação na corrente drenada da rede devido ao alto valor eficaz e à elevada taxa de distorção harmônica total (TDH). A Figura 1.3 mostra o espectro harmônico (*Fast Fourier Transformer - FFT*) da corrente na fonte de alimentação mostrada na Figura 1.2.

Um dos principais problemas causados por correntes com alto conteúdo harmônico é o baixo fator de potência. Esta condição implica em alguns prejuízos no sistema elétrico, como, excesso de potência reativa, elevação do valor da corrente circulante no sistema, distorção da tensão, sobredimensionamento da instalação, aumento das perdas no sistema e redução da capacidade de transmissão do sistema. Para evitar esses problemas e proporcionar o funcionamento adequado do sistema elétrico é importante buscar melhorar a qualidade de energia, e uma das maneiras é através da correção do fator de potência.

Figura 1.3: FFT da corrente na fonte de alimentação do retificador monofásico com filtro capacitivo na saída.



1.1 Fator de Potência

Os sistemas de energia podem consumir ou fornecer energia reativa, dependendo do tipo de carga da unidade com a qual está operando. As unidades consumidoras consomem energia reativa indutiva, tais como: motores, transformadores, reatores, entre outros. Para o funcionamento dessas cargas é necessário criar um campo eletromagnético, por isso a operação desses equipamentos requer dois tipos de potência:

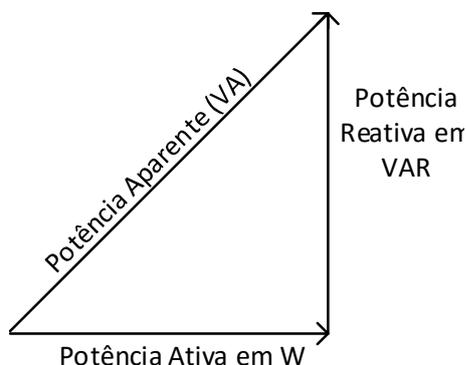
- Potência Ativa: potência que efetivamente realiza trabalho gerando calor, luz, movimento. É medida em W.
- Potência Reativa: potência usada para criar e manter os campos eletromagnéticos das cargas. É medida em VAR.[1]

A potência aparente ou total de um sistema é dada pela equação (1.1) e a sua relação com as potências ativa e reativa pode ser representada pelo triângulo de potências da Figura 1.4.[1]

$$|S| = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.1)$$

O fator de potência é um índice adimensional que representa a relação entre a potência ativa e a potência aparente absorvida por um equipamento. Este parâmetro indica a eficiência energética do sistema e o seu valor varia entre 0 e 100%, podendo ser indutivo ou capacitivo.

Figura 1.4: Triângulo de Potência [1].



Supondo a ausência de harmônicos de tensão, considerando apenas as harmônicas de corrente, o fator de potência é definido pela equação (1.2).

$$FP = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.2)$$

O $\cos(\phi)$ representa o fator de deslocamento entre as componentes fundamentais de tensão e corrente. O TDH é a taxa de distorção harmônica total sendo representado pela equação (1.3).

$$TDH = \sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (1.3)$$

Esta equação indica a razão entre o valor eficaz do conjunto de todas as componentes harmônicas e o valor eficaz da componente fundamental.

Em sistemas lineares, a taxa de distorção harmônica é nula, ou seja, não existem componentes harmônicas, logo o fator de potência é igual ao fator de deslocamento [2].

A recomendação da norma IEEE 519-1992 (*Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*) descreve os principais fenômenos causadores de distorção harmônica, indica métodos de medição e limites de distorção. A IEEE 519-1992 recomenda um valor de TDH menor que 5% para tensões de alimentação entre 120 V e 69 kV.[3]

O controle do fator de potência e a redução da TDH são extremamente importantes, uma vez que melhoram a qualidade da energia fornecida e reduzem as perdas melhorando assim a eficiência do sistema. Outra vantagem considerável da

correção do fator de potência refere-se ao ponto de vista econômico, uma vez que existe um monitoramento da agência nacional de energia elétrica quanto à qualidade da energia. No Brasil, o Decreto nº 479, de 20 de março de 1992, estabelece uma tolerância para o fator de potência devido às cargas que necessitam obrigatoriamente de potência reativa para funcionarem adequadamente. As unidades consumidoras em níveis de tensão inferiores a 69kV devem possuir um fator de potência de no mínimo 0,92, já as demais unidades de 0,95. Se a demanda de potência reativa exceder o limite permitido, as cobranças estabelecidas no regulamento da Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel) devem ser aplicadas e adicionadas ao faturamento regular da unidade.

Devido aos fatores benéficos produzidos pelo controle do fator de potência, o tema tornou-se alvo de diversos estudos que analisam novas teorias e buscam o desenvolvimento de tecnologias eficientes que minimizem os efeitos provocados por um aproveitamento ineficaz da energia em um sistema [4].

Novas tecnologias de banco de capacitores também têm sido estudadas, em [5] é representado um sistema híbrido de capacitores, formado pela combinação de capacitores conectados em delta, em série com inversores monofásicos.

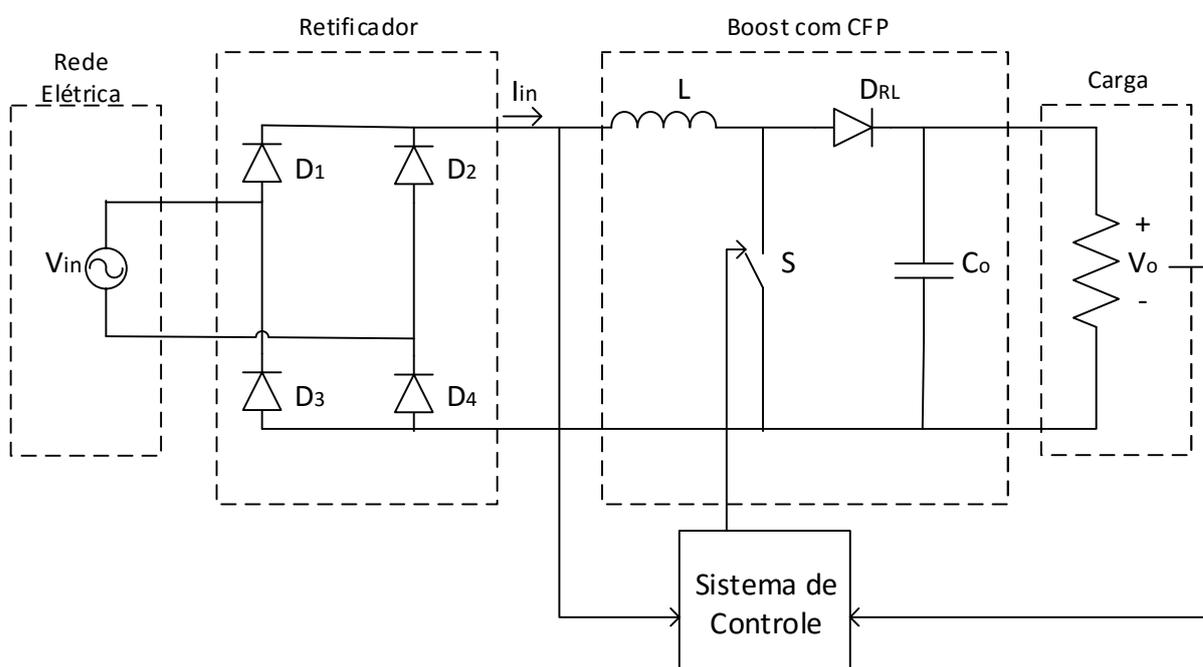
1.2. Conversores CC-CC atuando em CFP

A topologia baseada no conversor Boost, ou *step-up* mostrado na Figura 1.5, é amplamente utilizada para correção do fator de potência (CFP) [6][7].

No modo de condução contínua, este conversor pode ser descrito em duas etapas de operação. Na primeira, quando o interruptor S está conduzindo, o diodo D está polarizado reversamente e a energia fornecida pela tensão retificada é armazenada no indutor L. A segunda etapa inicia no instante em que o interruptor S é comandado a abrir, a energia acumulada é transferida à carga.

A utilização de poucos componentes, simples controle do interruptor comutadora, operação no modo de condução contínua, além da relativa simplicidade são algumas das vantagens que justificam o uso do conversor *step-up* como estágio pré-regulador de fator de potência, além disso o conversor tem entrada em corrente, basta apenas controlar a corrente no indutor de entrada para que a corrente na fonte entrada seja senoidal.

Figura 1.5: Conversor Boost Aplicado à Correção do Fator de Potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O conversor Boost tem sido muito estudado para corrigir o fator de potência em sistemas elétricos, diversos estudos foram apresentados e novas tecnologias estão sendo apresentadas em [8][9] e [10].

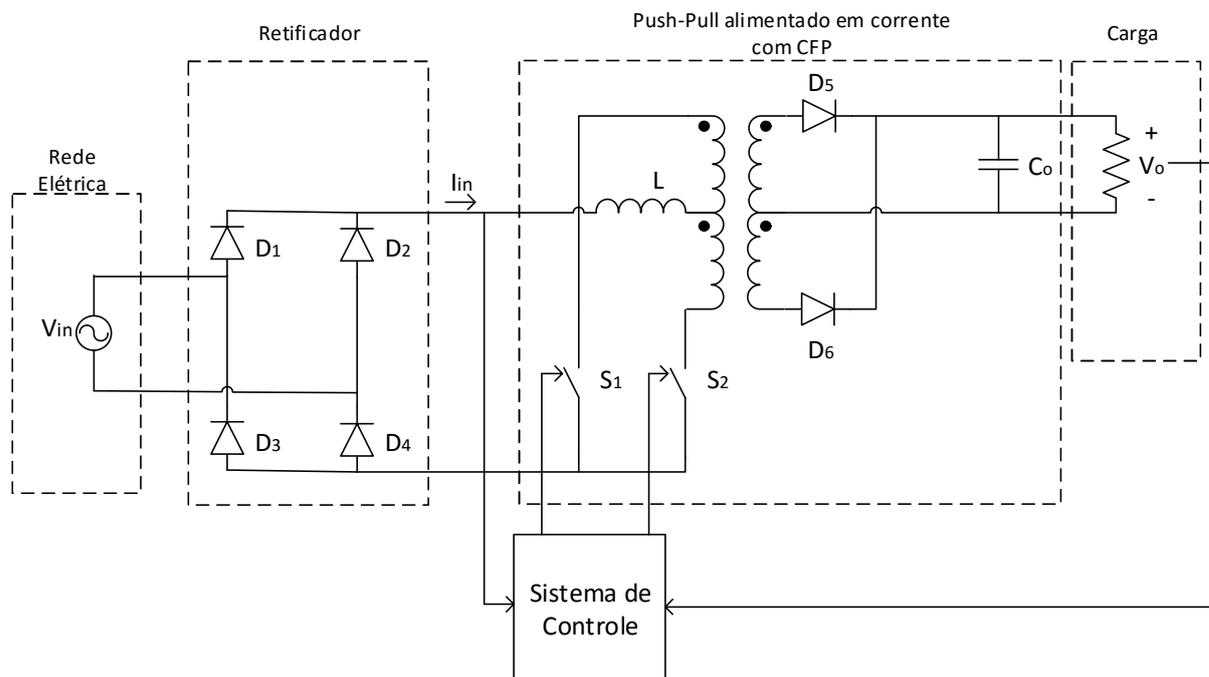
Além dos conversores não isolados, em alguns casos deseja-se isolamento galvânico por questões de segurança ou requisitos do projeto. Para estas situações, utilizam-se os conversores isolados. A topologia Push-Pull alimentado em corrente é um conversor tradicional que pode ser utilizada para realizar CFP [11][12][13].

O conversor Push-Pull alimentado em corrente possui isolamento galvânico, proporcionando uma maior segurança operacional e apesar da quantidade de interruptores comandados ser maior que a do conversor Boost, estas estão conectadas na mesma referência, simplificando o circuito de comando.

Neste trabalho, é analisado o conversor Push-Pull alimentado em corrente atuando como estágio pré-regulador para correção do fator de potência, em condução contínua, com frequência de comutação f_s , além da apresentação da estrutura de controle do conversor.

A Figura 1.6 representa o diagrama simplificado do sistema estudado.

Figura 1.6: Conversor Push-Pull como Estágio Pré-Regulador.



Fonte: Elaborada pelo autor

1.3. Estrutura do Trabalho

Cinco capítulos são destinados ao estudo da estrutura:

No capítulo 2 é realizada uma revisão geral do conversor Push-Pull alimentado em corrente. É apresentada a estrutura, etapas de funcionamento, formas de onda e o ganho estático do conversor.

No capítulo 3 é apresentado o funcionamento do conversor como estágio pré-regulador, etapas de operação, formas de onda e ganho estático. Ainda neste capítulo, realiza-se o equacionamento das grandezas imprescindíveis ao dimensionamento dos componentes de potência do conversor será apresentado alguns resultados de simulações.

A seguir, no capítulo 4, são descritos os modelos dinâmicos de tensão e corrente e o projeto dos controladores.

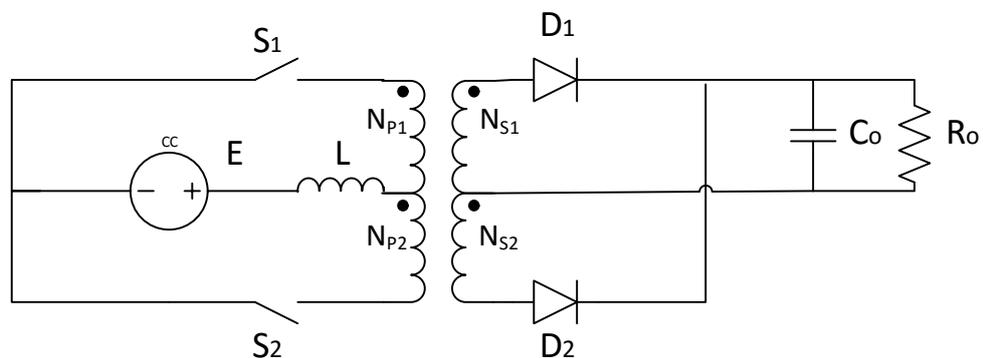
O capítulo 5 traz o projeto do conversor seccionando-o em dois estágios, o de potência e o de controle.

Finalmente, o capítulo 6 fornece os resultados obtidos em simulação, além dos comentários e observações das formas de onda apresentadas.

Capítulo 2 - Conversor Push-Pull alimentado em corrente.

O conversor Push-Pull com entrada em corrente é incluído na categoria de conversor CC Isolados. Esta topologia é representada na Figura 2.1.

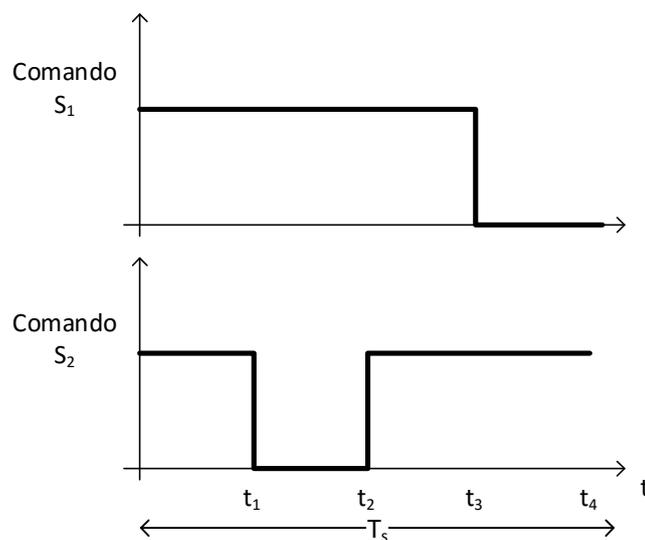
Figura 2.1 Conversor Push-Pull alimentado em corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor

Este tipo de topologia funciona geralmente como elevador de tensão e por ser alimentado em corrente os interruptores operam com sinais de comando sobrepostos com razão cíclica variando entre 50% e 100% como mostra a Figura 2.2.

Figura 2.2: Sinal de Comando dos Interruptores.



Fonte: Elaborada pelo autor

A sobreposição no comando dos interruptores é uma particularidade da topologia. Em nenhuma etapa de operação os interruptores S_1 e S_2 devem estar abertos simultaneamente, pois não haveria caminho para circulação de corrente e desmagnetização do indutor de entrada. Desta forma, a energia acumulada no indutor de entrada provocaria sobretensões destrutivas nos interruptores.

O conversor Push-Pull é apropriado para aplicações com múltiplas saídas e opera numa larga faixa de tensões de entrada. Um exemplo de aplicação na qual o conversor é amplamente utilizado é quando se necessita elevar tensões contínuas para tensões capazes de alimentar conversores CC-CA ou inversores [14]. Também pode-se encontrar esse tipo de conversor como carregador de bateria na indústria (na sua versão com saída em corrente) e ultimamente para correção de fator de potência como pré-regulador.

O termo alimentado em corrente advém da utilização de uma fonte de tensão (E) constante em série com o indutor de entrada (L). O transformador possui um enrolamento primário com ponto médio e um enrolamento secundário com ponto médio. Os diodos de saída (D_1 e D_2) retificam a tensão secundária e a filtragem é realizada pelo capacitor de saída (C_o). A carga é representada pela resistência R_o .

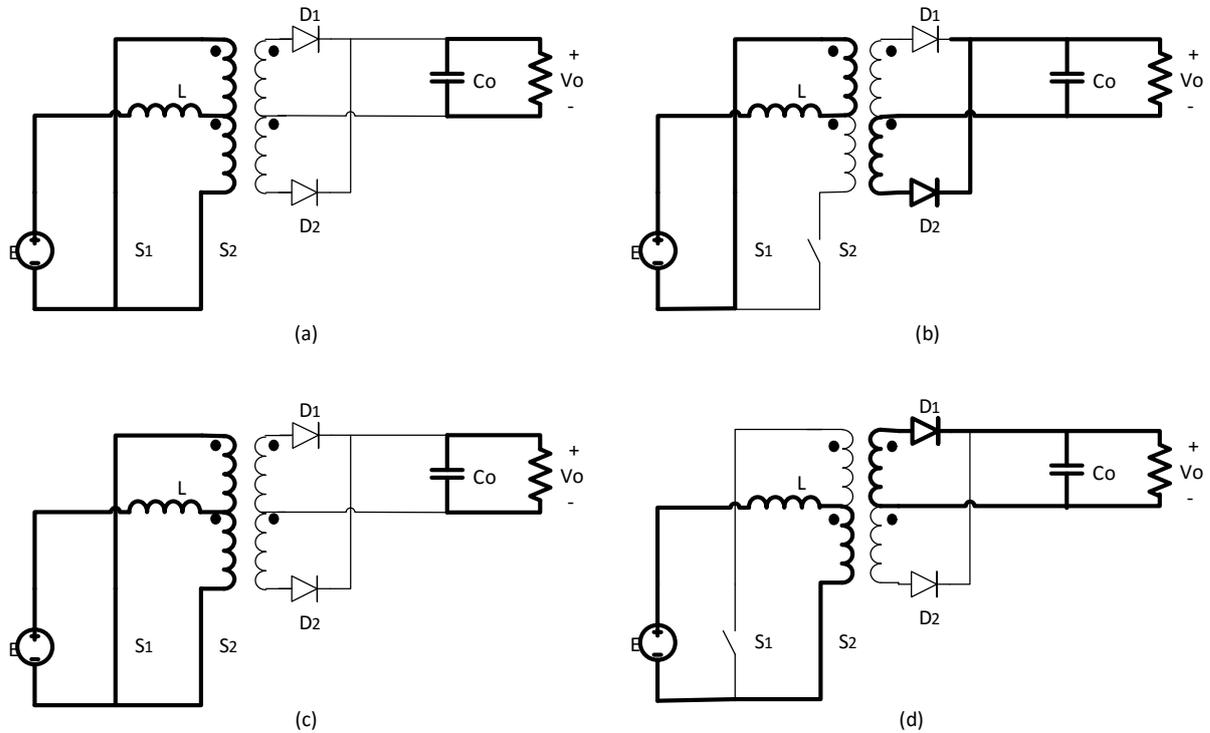
Algumas vantagens na utilização deste conversor são o isolamento proporcionado pelo transformador, a facilidade do controle, a limitação natural de surtos de corrente devido ao indutor de entrada, além da robustez e simplicidade quando comparado a outros tipos de conversores CC-CC isolados.

2.1. Etapas de Operação.

O funcionamento do conversor Push-Pull com entrada em corrente pode ser descrito em quatro etapas de operação para cada período de comutação [15]. A Figura 2.3 mostra as etapas de operação descritas posteriormente. Os condutores e dispositivos em negrito estão em condução.

A seguir será discutida cada etapa de operação. Apenas o modo de condução contínua será apresentado.

Figura 2.3: (a) Primeira etapa de operação, (b) Segunda etapa de operação, (c) Terceira etapa de operação, (d) Quarta etapa de operação do conversor Push-Pull com entrada em corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

- **1ª etapa – Armazenamento de energia no indutor.**

Inicialmente, assumem-se as seguintes condições: o interruptor S_2 e ambos diodos de saída estão conduzindo, e a corrente no indutor é o seu valor mínimo. Na primeira etapa de operação, o interruptor S_1 é comandado a conduzir juntamente com S_2 fazendo com que toda energia proveniente da fonte seja armazenada no indutor. Nesta etapa cada interruptor conduz metade da corrente de entrada, logo as bobinas do transformador geram fluxos magnéticos que se contrapõem, [6] desta forma o fluxo total é nulo logo a tensão induzida nos enrolamentos do transformador também é nula. Os diodos estão reversamente polarizados e a energia fornecida à carga é completamente suprida pela energia armazenada no capacitor do filtro de saída. Ao final dessa etapa a corrente no indutor atinge seu valor máximo.

- **2ª etapa – Transferência de energia**

Na segunda etapa o interruptor S_1 permanece conduzindo e o interruptor S_2 está bloqueado. A corrente flui pelo enrolamento primário do transformador, permitindo assim o fluxo de corrente no enrolamento secundário. O diodo D_2 está diretamente polarizado e a energia armazenada no indutor é transferida para carga e para o capacitor do filtro de saída. A corrente do indutor decresce linearmente até atingir seu valor mínimo.

- **3ª etapa – Armazenamento de energia no indutor.**

A terceira etapa é semelhante à primeira etapa de operação. Novamente a corrente no indutor cresce linearmente até alcançar seu valor máximo.

- **4ª etapa – Transferência de energia.**

Na quarta etapa o interruptor S_2 está conduzindo, devido o sentido da corrente a tensão induzida nos enrolamentos do transformador possui polaridade invertida, logo, o diodo D_1 entra em condução e mais uma vez a energia do indutor é transferida para carga e o capacitor.

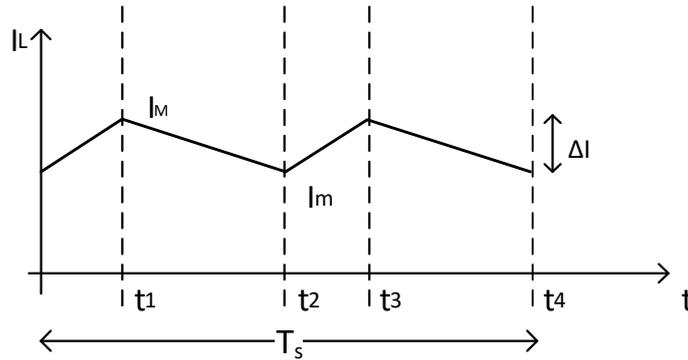
2.2. Formas de onda

As principais formas de onda de corrente do conversor Push-Pull alimentado em corrente no modo de condução contínua são apresentadas nesta seção.

A característica de condução contínua pode ser observada na corrente do indutor que não se anula durante um período de funcionamento, ilustrada na Figura 2.4.

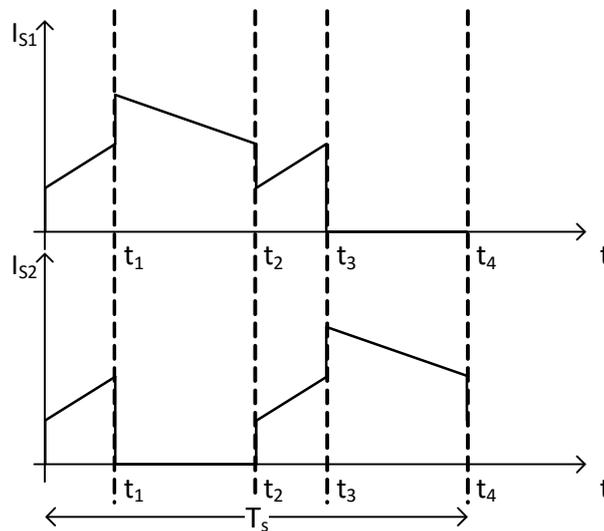
As correntes nos interruptores S_1 e S_2 (Figura 2.5) possuem valor médio equivalente à metade da corrente média no indutor.

Figura 2.4: Forma de onda da corrente no indutor.



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 2.5: Formas de onda das correntes nos interruptores



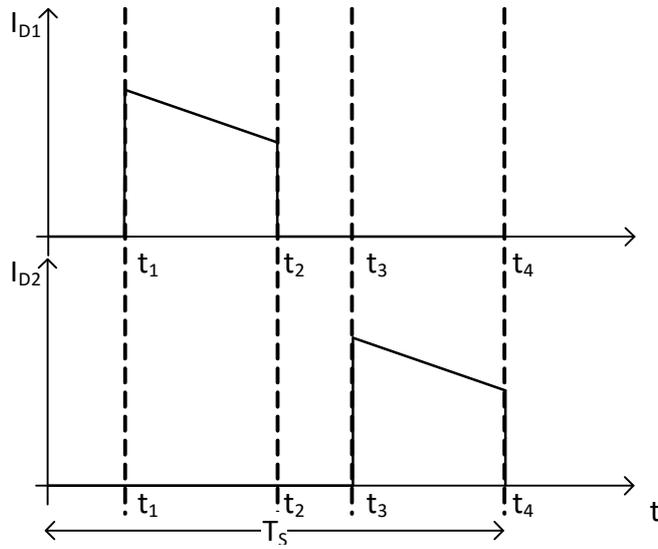
Fonte: Elaborada pelo autor

Uma baixa ondulação de corrente garante a aproximação do valor eficaz da corrente de entrada igual ao valor médio.

A Figura 2.6 representa a corrente no diodo. A corrente média em cada diodo é a metade do valor médio da corrente na carga.

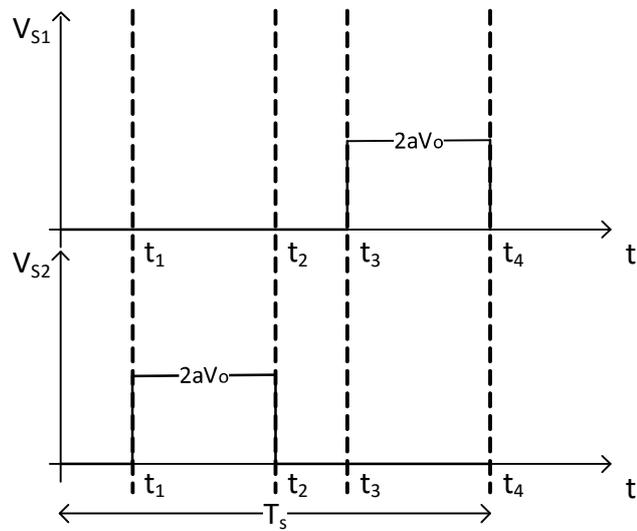
Os interruptores do conversor Push-Pull alimentado em corrente, quando não estão em condução, possuem uma tensão em seus terminais, com valor igual a duas vezes a tensão de carga referida ao primário (Figura 2.7).

Figura 2.6: Formas de onda da corrente nos diodos



Fonte: Elaborada pelo autor

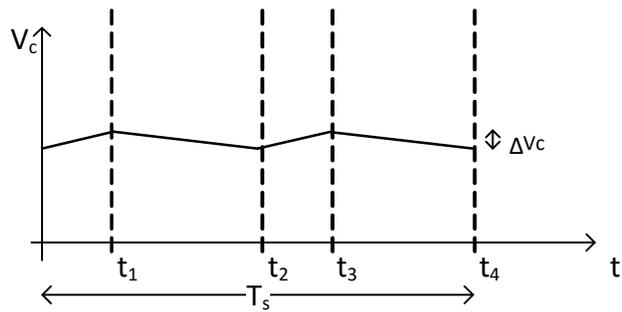
Figura 2.7: Tensão nos interruptores



Fonte: Elaborada pelo autor

Conforme a Figura 2.8, a tensão no capacitor possui uma pequena variação de acordo com a sua etapa de operação.

Figura 2.8: Forma de onda da tensão no capacitor.



Fonte: Elaborada pelo autor

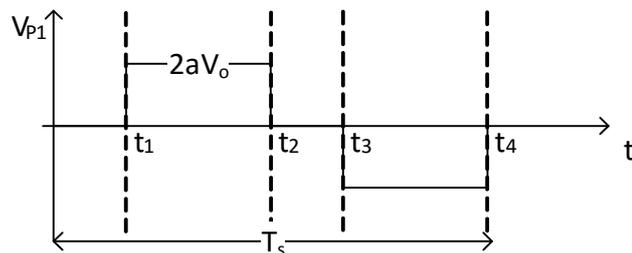
Algumas observações podem ser feitas a partir das formas de onda fornecidas. Num transformador ideal com relação de transformação unitária, a tensão em seus enrolamentos é igual. A relação de transformação é dada pela equação (2.1),

$$a = N_p / N_s \quad (2.1)$$

onde N_p é o número de espiras no primário e N_s no secundário.

Para garantir o equilíbrio de energia no indutor, a relação de transformação escolhida deve garantir que a tensão de carga referida ao primário seja maior que a tensão de entrada [16]. A Figura 2.9 representa a forma de onda da tensão num enrolamento primário do transformador.

Figura 2.9: Forma de onda da tensão no enrolamento do transformador.



Fonte: Elaborada pelo autor

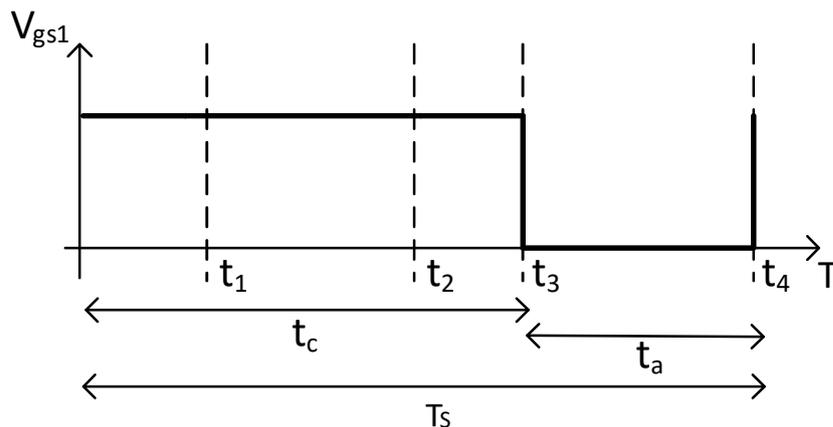
2.3. Ganho Estático do Conversor Push-Pull alimentado em corrente

O ganho estático pode ser definido como a relação entre a saída e a entrada do conversor. A equação (2.2) representa o ganho estático.

$$G = V_o / E \quad (2.2)$$

Para análise do ganho estático é necessário conhecer os tempos t_c e t_a que estão relacionados com o tempo em que um interruptor conduz ou não. Na Figura 2.10 está representado o comando do interruptor S_1 .

Figura 2.10: Comando do interruptor S_1 no modo de condução contínua.



Fonte: Elaborada pelo autor

Analisando a figura anterior, tem-se:

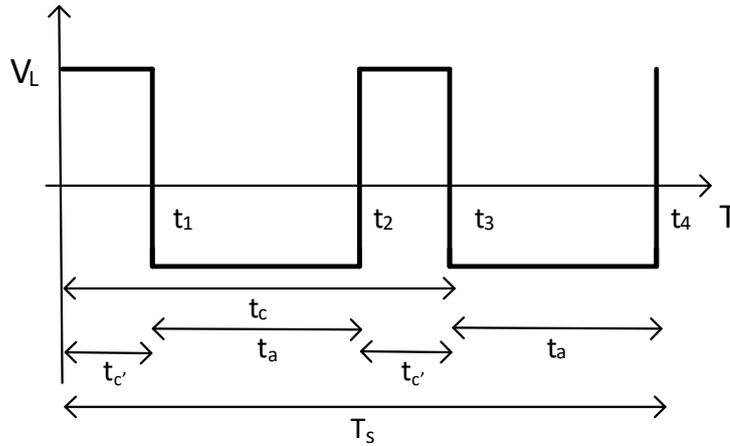
$$t_a = (1 - D)T_s \quad (2.3)$$

$$t_c = D.T_s \quad (2.4)$$

Onde D é a razão cíclica do conversor.

Para obtenção do ganho estático observa-se a Figura 2.11, que representa a forma de onda da tensão no indutor de entrada do conversor Push-Pull.

Figura 2.11: Forma de onda da tensão no indutor de entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor

Considera-se que o indutor de entrada possui tensão média nula em regime permanente. No caso do conversor Push-Pull alimentado em corrente quando os dois interruptores estão conduzindo a equação (2.5) é satisfeita e quando apenas um interruptor conduz a equação (2.6) é válida.

$$V_L = E \quad (2.5)$$

$$V_L = E - a.V_o \quad (2.6)$$

Igualando as tensões médias, tem-se a equação(2.7).

$$\left(V_o \frac{N_p}{N_s} - E\right).t_a = E.t_c' \quad (2.7)$$

Analisando a Figura (2.11), obtém-se:

$$t_c' = \frac{t_c - t_a}{2} \quad (2.8)$$

Substituindo as equações (2.3) e (2.4) em(2.8),

$$t_c' = \frac{DT_s - (1-D)T_s}{2} \quad (2.9)$$

Simplificando a equação(2.9), chega-se a seguinte equação:

$$t_c' = \frac{(2D-1)T_s}{2} \quad (2.10)$$

Substituindo as equações (2.3) e (2.10) em(2.7), obtem-se a equação(2.11).

$$\left(V_o \frac{N_p}{N_s} - E\right) \cdot (1 - D) \cdot T_s = -E \cdot \frac{(2D - 1)}{2} \cdot T_s \quad (2.11)$$

onde T_s é o período de um ciclo de operação do conversor.

Realizando as operações matemáticas necessárias expande-se a expressão (2.11) e obtém-se a equação(2.12).

$$V_o \frac{N_p}{N_s} - V_o \frac{N_p}{N_s} D - E - ED = \frac{-2ED - E}{2} \quad (2.12)$$

Isolando os termos referentes à tensão de saída e entrada respectivamente, tem-se a equação(2.13).

$$V_o \frac{N_p}{N_s} (1 - D) = \frac{-2ED - E}{2} + E + ED \quad (2.13)$$

Resolvendo o lado direito da equação(2.13), resulta na(2.14).

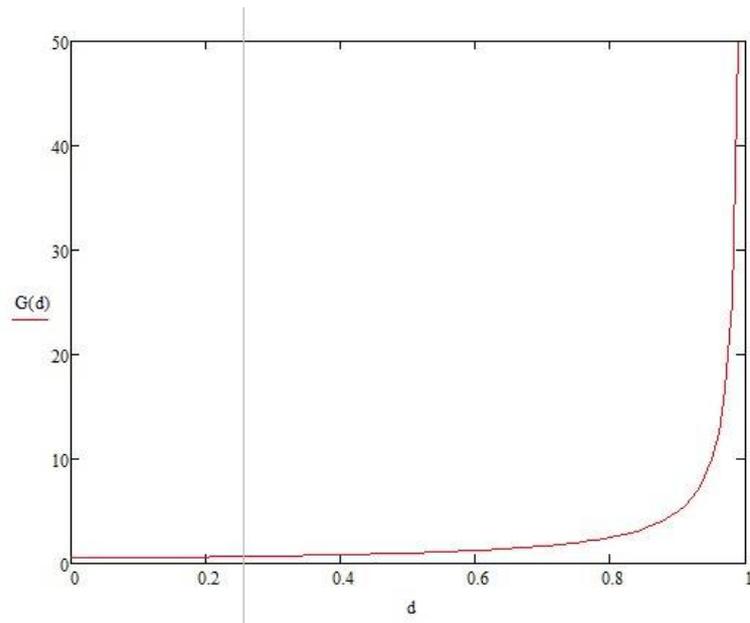
$$V_o \frac{N_p}{N_s} (1 - D) = \frac{E}{2} \quad (2.14)$$

Logo, o ganho estático é representado pela equação (2.15).

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{1}{2 \cdot a \cdot (1 - D)} \quad (2.15)$$

O gráfico da relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor expressa a sua característica de transferência estática. A equação (2.15) é representada na Figura 2.12. Nota-se que o ganho estático é independente da carga conectada ao conversor, ou seja, mesmo com variações na carga não há alteração no ganho estático. Essa afirmação é válida para o conversor em condução contínua e com componentes ideais, ou seja, sem perdas.

Figura 2.12: Característica de Transferência do Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.



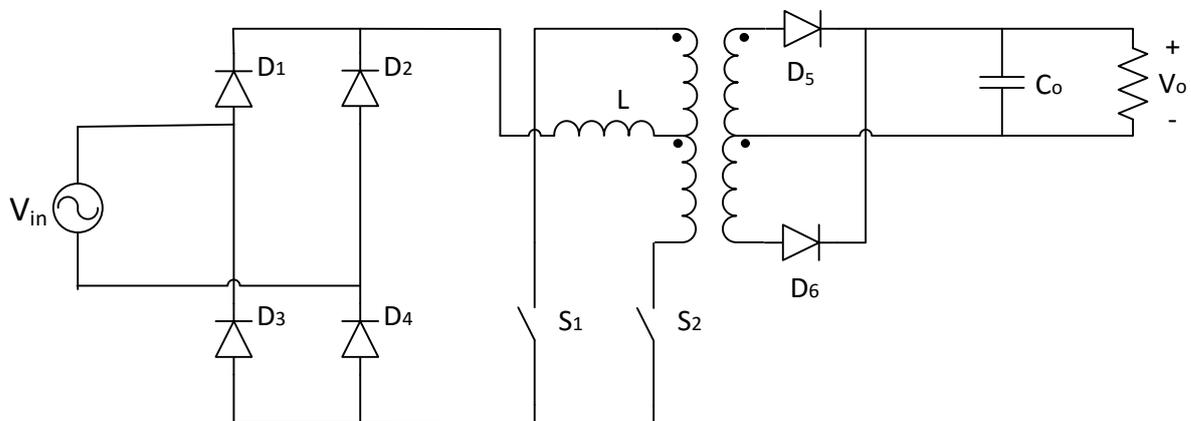
Capítulo 3 – Conversor Push-Pull alimentado em corrente como CFP

O conversor Push-Pull alimentado em corrente conectado diretamente a um retificador monofásico de onda completa atua como um estágio pré-regulador como mostrado na Figura 3.1. Na aplicação de CFP o conversor opera com razão cíclica variável ao longo de um período da rede e frequência de comutação f_s constante.

A alimentação em corrente alternada em conjunto com a ponte retificadora completa, não altera as etapas de operação, as formas de onda e restrições estudadas no capítulo 2.

As correntes a partir da ponte retificadora são compostas por duas componentes principais, uma senoidal de baixa frequência, devido à frequência da tensão de alimentação, e outra de alta frequência que provém da comutação dos semicondutores, obedecendo às etapas de operação descritas.

Figura 3.1: Conversor Push-Pull alimentado em corrente na aplicação de CFP.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para alcançar elevado fator de potência, a corrente no indutor de entrada deve apresentar formato sinusoidal retificado e estar em fase com a tensão de alimentação CA.

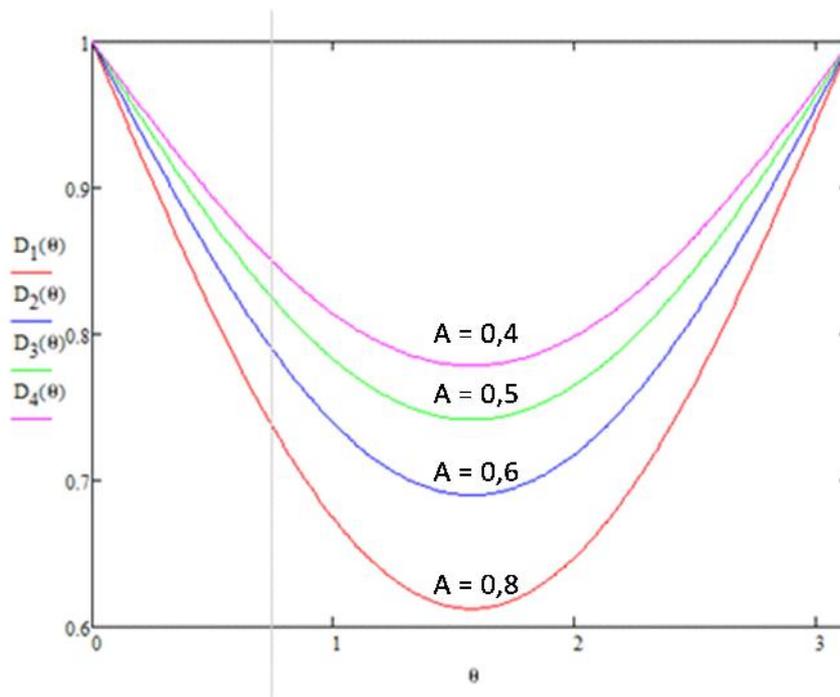
A tensão de entrada do conversor Push-Pull tem formato de senóide retificada com a frequência fundamental sendo duas vezes a frequência da rede, valor mínimo igual a zero e valor máximo igual à tensão de pico da fonte de alimentação. A razão cíclica varia de acordo com o ângulo do seno da tensão de entrada. Substituindo a expressão da tensão de entrada senoidal e isolando a razão cíclica na equação(2.15), tem-se:

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta)}{2aV_o} \quad (3.1)$$

Como a frequência de comutação é de 120 Hz, a equação (3.1) é válida para θ entre zero e π radianos.

Por meio da equação (3.1) pode-se analisar o comportamento da razão cíclica em relação a diversas razões de tensão de pico de entrada e tensão de saída referida ao primário ($A = V_{inp}/V_o$) demonstrado na Figura (3.2). Nota-se que a faixa de variação possível para razão cíclica, no modo de condução contínua, é diretamente proporcional à razão entre as tensões.

Figura 3.2: Comportamento da Razão Cíclica



3.1. Dimensionamento dos Elementos de Potência

O dimensionamento dos elementos de potência está diretamente associado às tensões e correntes às quais os dispositivos são submetidos. Faz-se necessário calcular os esforços nos semicondutores, no indutor e capacitor para que a escolha dos componentes seja feita de forma adequada.

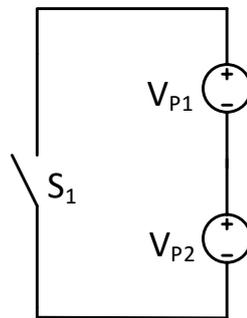
3.1.1. Dimensionamento dos Interruptores

Os interruptores devem ser dimensionados baseados nos valores de corrente eficaz que circula no componente e na máxima tensão que deve ser suportada por seus terminais, no instante em que não há condução.

Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas no circuito da Figura 3.1, torna-se possível obter a tensão nos terminais dos interruptores. No intervalo de tempo em que o interruptor está conduzindo, o dispositivo comporta-se, idealmente, como um curto-circuito. No entanto, quando o interruptor está aberto, o seu comportamento pode ser caracterizado por um circuito aberto.

Analisando o interruptor S_1 e aplicando a lei de Kirchhoff da corrente na malha composta pelo interruptor e os enrolamentos dos transformadores nota-se que na 4ª etapa de operação, o conversor pode ser visto como o circuito da Figura 3.3.

Figura 3.3: Circuito equivalente visto pelo interruptor S_1 pela aplicação da lei de Kirchhoff das Malhas.



Fonte: Elaborada pelo autor

A equação (3.2) mostra a máxima tensão nos terminais do interruptor, onde V_{p1} é a tensão no primeiro enrolamento primário e V_{p2} no segundo.

$$V_{S1\max} = V_{p1} + V_{p2} \quad (3.2)$$

Na quarta etapa de operação, as tensões em ambos os enrolamentos primários serão iguais. Nesta etapa, as tensões nos enrolamentos secundários são iguais à tensão de saída, logo a tensão nos enrolamentos primários é a tensão de saída referida ao lado primário.

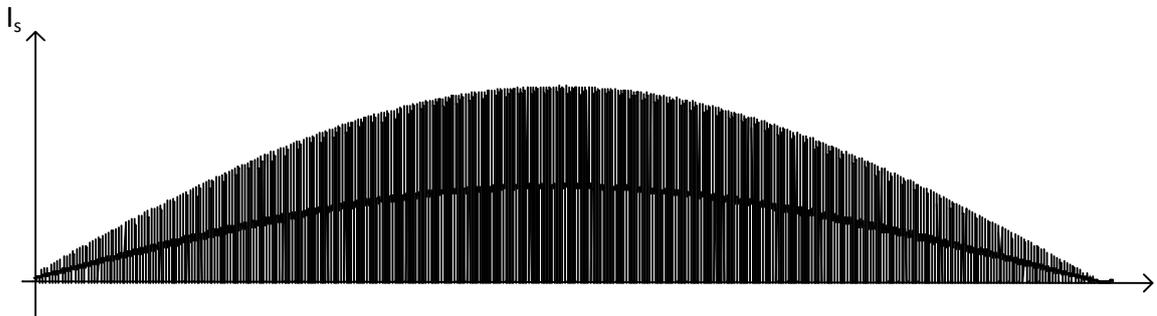
$$V_{p1} = V_{p2} = aV_o \quad (3.3)$$

Substituindo a equação (3.3) em (3.2), tem-se que a tensão máxima no interruptor é o dobro da tensão de saída referida ao primário.

$$V_{S1\max} = 2aV_o \quad (3.4)$$

A corrente eficaz pode ser calculada observando a forma de onda da corrente no interruptor mostrada na Figura 3.4. Nota-se a existência de uma componente de alta frequência devido a comutação do interruptor e uma de baixa frequência de formato senoidal e frequência igual a da rede.

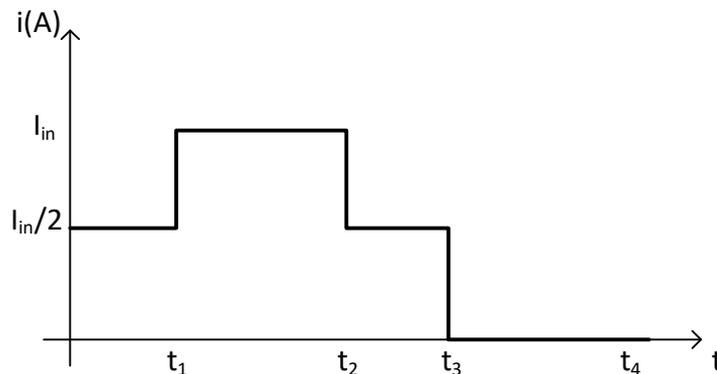
Figura 3.4: Corrente no interruptor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O comportamento da corrente no interruptor, considerando uma fonte de tensão constante na entrada e desprezando as ondulações de corrente, como descrito no capítulo 2 é representada na Figura 3.5.

Figura 3.5: Corrente no interruptor S1 no Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O cálculo da corrente eficaz é feito sob a análise da Figura 3.5 e substituindo os valores adequadamente na equação(3.5).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_{t_1}^{t_2} i_s^2 dt \right)} \quad (3.5)$$

O período total ao qual o valor eficaz da corrente será analisado é o período de comutação. Deve-se notar que para um período de comutação existem quatro etapas de operação e dois valores diferentes para a corrente no interruptor.

Na primeira etapa de operação a corrente no interruptor é metade da corrente de entrada e o período da etapa é t_c' , de acordo com a Figura 2.11. A terceira etapa de operação é igual à primeira. Na segunda etapa, a corrente do interruptor é igual a corrente de entrada e o período de análise é t_a .

Logo, substituindo os valores discutidos anteriormente na equação(3.5), tem-se:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(2 \int_0^{t_c'} \left(\frac{i_{in}}{2} \right)^2 dt + \int_{t_c'}^{t_c'+t_a} i_{in}^2 dt \right)} \quad (3.6)$$

Resolvendo a equação(3.6), encontra-se(3.7).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\frac{i_{in}^2}{2} (t_c') + i_{in}^2 (t_a) \right)} \quad (3.7)$$

Substituindo as equações (2.3) e (2.10) na equação(3.7), obtém-se:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{i_{in}^2}{2} \left(\frac{2D-1}{2} \right) + i_{in}^2 (1-D)} \quad (3.8)$$

No entanto, para o conversor Push-Pull aplicado a correção do fator de potência deve-se levar em conta a componente de baixa frequência inserida pela fonte de alimentação do sistema e a variação da corrente e razão cíclica em função do ângulo de fase da tensão de entrada.

Devido ao estágio de retificação, a frequência é o dobro da frequência da rede. Desta forma, o intervalo de variação do ângulo de zero a pi satisfaz a análise do valor eficaz.

A corrente eficaz do conversor Push-Pull aplicado à CFP pode ser calculada sob a variação do ângulo θ da tensão de entrada, substituindo a razão cíclica pela equação (3.1) e a corrente de entrada constante pelo valor instantâneo em(3.8).

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} (1 - D(\theta)) \cdot (I_{Lp} \cdot \text{sen}(\theta))^2 d\theta + \int_0^{\pi} (2 \cdot D(\theta) - 1) \cdot \left(\frac{I_{Lp}}{2}\right) \cdot \text{sen}(\theta)^2 d\theta \right]} \quad (3.9)$$

O valor de pico da corrente nos interruptores é igual ao valor de pico da corrente de entrada $i_{in}(\theta)$, o qual pode ser encontrado analisando a conservação de potência no conversor.

A potência instantânea fornecida pela fonte de entrada é definida pelo produto dos valores instantâneos de tensão e corrente.

$$p = v_{in}(\theta) i_{in}(\theta) \quad (3.10)$$

Considerando a alimentação do conversor como um sistema monofásico senoidal, a tensão e corrente são definidos a seguir.

$$v_{in}(\theta) = V_p \text{sen}(\theta) \quad (3.11)$$

$$i_{in}(\theta) = I_p \text{sen}(\theta) \quad (3.12)$$

Onde I_p e V_p são respectivamente os valores de pico da corrente e tensão de entrada. Substituindo (3.11) e (3.12) em (3.10), tem-se a equação (3.13).

$$p(\theta) = V_p I_p \text{sen}^2(\theta) \quad (3.13)$$

Realizando a simplificação trigonométrica na equação anterior, obtém-se (3.14).

$$p(\theta) = \frac{V_p I_p}{2} (1 - \cos(2\theta)) \quad (3.14)$$

Considerando a tensão de saída constante e a operação em regime permanente do conversor, observa-se que a componente constante da equação (3.14) é igual à potência processada na carga, como mostra a equação (3.15).

$$P_o = \frac{V_p I_p}{2} \quad (3.15)$$

Isolando I_p na equação (3.15), obtém-se a equação a seguir.

$$I_p = \frac{2P_o}{V_p} \quad (3.16)$$

Substituindo a equação (3.16) em(3.9), chega-se a expressão da corrente eficaz no indutor com relação ao valor de pico da corrente de entrada.

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} (1 - D(\theta)) \cdot \left(\frac{2P_o}{V_p} \cdot \text{sen}(\theta)\right)^2 d\theta + \int_0^{\pi} (2 \cdot D(\theta) - 1) \cdot \left(\frac{P_o}{V_p} \cdot \text{sen}(\theta)\right)^2 d\theta \right]} \quad (3.17)$$

Realizando as operações e simplificações na equação(3.17), resulta na expressão da corrente eficaz no interruptor.

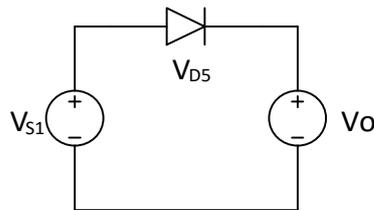
$$I_{Sef} = \frac{P_o}{V_p} \sqrt{\frac{8V_p + 3\pi a V_o}{6\pi a V_o}} \quad (3.18)$$

3.1.2. Dimensionamento dos Diodos

O dimensionamento do diodo é realizado baseado na máxima tensão reversa e na corrente eficaz. Para o cálculo das perdas no semicondutor também se faz necessário corrente média que o componente conduz.

Na quarta etapa de operação, a qual o diodo D_5 está reversamente polarizado, a utilização da lei de Kirchhoff das tensões permite analisar a tensão no diodo por meio do circuito representado na Figura 3.6.

Figura 3.6: Circuito equivalente visto pelo diodo D_1 pela aplicação da lei de Kirchhoff das malhas.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A equação (3.19) mostra a máxima tensão reversa sobre o diodo D_5 , onde V_{S1} é a tensão no primeiro enrolamento secundário e V_o a tensão na carga.

$$V_{D5 \max} = V_{s1} + V_o \quad (3.19)$$

Nesta etapa de operação, a tensão em ambos os enrolamentos secundários do transformador são iguais a tensão de saída.

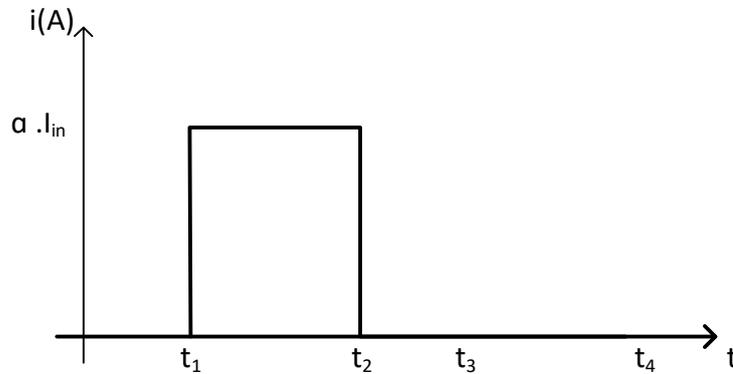
$$V_{s1} = V_{s2} = V_o \quad (3.20)$$

Substituindo a equação (3.20) em (3.19), tem-se que a tensão máxima reversa no diodo é o dobro da tensão de saída.

$$V_{D5\max} = 2V_o \quad (3.21)$$

De modo análogo ao cálculo da corrente no interruptor, a corrente eficaz pode ser calculada observando a forma de onda da corrente que circula no diodo. Primeiramente, considera-se a tensão de entrada constante e despreza-se as ondulações de corrente. A Figura 3.7 mostra a corrente no diodo.

Figura 3.7: Corrente do diodo D_6 para o Conversor Push-Pull alimentado em Corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A corrente eficaz no diodo é calculada de acordo com a equação a seguir.

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+\Delta t} i_D(t)^2 dt} \quad (3.22)$$

Analisando o gráfico encontra-se os devidos valores para o cálculo do valor eficaz por meio da equação (3.22).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_c'}^{t_o+t_c'} (a.i_{in})^2 dt} \quad (3.23)$$

Resolvendo a integral, obtém (3.24).

$$I_{Def} = \sqrt{(a.i_{in})^2 (1 - D)} \quad (3.24)$$

Substituindo a razão cíclica, a corrente instantânea do diodo e o intervalo de integração na equação (3.24), obtém-se:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - D(\theta)(I_p \text{sen}(\theta))^2 d\theta} \quad (3.25)$$

Observa-se que a corrente de pico no diodo é igual a corrente de pico da fonte de alimentação expressa pela equação(3.16). Resolvendo a integral na equação (3.25) e realizando as devidas simplificações, tem-se a seguinte expressão.

$$I_{Def} = P_o \sqrt{\frac{8}{3\pi a V_o V_p}} \quad (3.26)$$

No dimensionamento do diodo é prática imprescindível o cálculo das perdas do dispositivo. Para o cálculo das perdas em condução, faz-se necessário conhecer o valor médio da corrente que flui através dele.

Observando a Figura 3.7 torna-se possível calcular o valor médio da corrente no diodo.

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T} \int_t^{t+\Delta t} i_D(t) dt \quad (3.27)$$

Substituindo os valores adequadamente, de acordo com o gráfico da Figura 3.7, obtém-se a expressão do valor médio.

$$I_{Dmed} = a i_{in} (1 - D) \quad (3.28)$$

Como visto anteriormente, a corrente no diodo também sofre a influência da componente de baixa frequência inserida pela fonte de alimentação

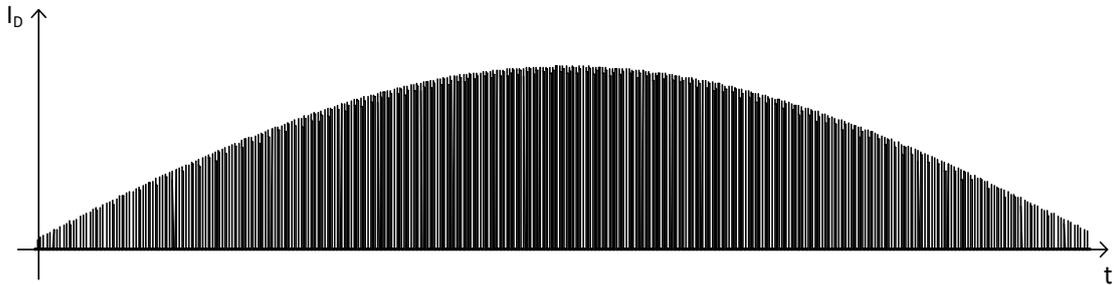
A equação (3.29) mostra a expressão do valor médio da corrente no diodo considerando as variações do ângulo de fase da tensão de entrada.

$$I_{Dmed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - D(\theta)) I_p \text{sen}(\theta) d\theta \quad (3.29)$$

Resolvendo a equação (3.29) encontra-se o valor médio da corrente no diodo.

$$I_{Dmed} = \frac{P_o}{2aV_o} \quad (3.30)$$

Figura 3.8: Forma de onda da corrente no diodo.



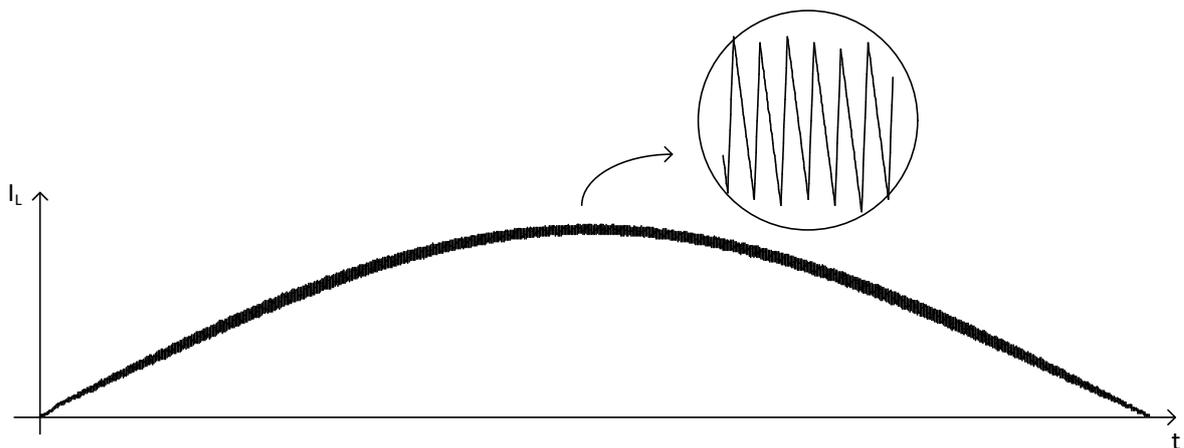
Fonte: Elaborada pelo autor.

A equação (3.30) corrobora que a corrente média nos diodos é a metade da corrente na carga.

3.1.3. Dimensionamento do Indutor de Entrada.

A corrente que circula no indutor é a corrente gerada pela fonte, porém de formato retificado e com pequenas ondulações em alta frequência. A Figura 3.9 representa o comportamento da corrente no indutor.

Figura 3.9: Corrente no indutor e detalhe da ondulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando a Figura 3.9, torna-se possível calcular a corrente eficaz do indutor. Para este cálculo, a ondulação de corrente é desprezível, então, para simplificação da análise a ondulação pode ser desconsiderada.

A equação (3.31) fornece o valor eficaz da corrente no indutor.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_L(\theta)^2 d\theta} \quad (3.31)$$

Analisando um período de comutação a corrente $i_L(\theta)$ é definida da seguinte forma.

$$i_L(\theta) = I_{Lp} \text{sen}(\theta) \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.31) e o intervalo adequado, obtém-se:

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{Lp} \text{sen}(\theta))^2 d\theta} \quad (3.33)$$

O valor de pico da corrente no indutor é igual ao valor de pico da corrente de entrada fornecido pela equação (3.15). A equação (3.33) pode ser simplificada resolvendo a integral.

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{2\pi P_o^2}{V_p^2} \right)} \quad (3.34)$$

Resolvendo a equação (3.34) resulta-se no valor eficaz da corrente no indutor.

$$I_{Lef} = \frac{P_o}{V_p} \sqrt{2} \quad (3.35)$$

O valor da indutância de entrada é dimensionado baseado na máxima ondulação desejada em alta frequência. A tensão no indutor é definida da seguinte forma.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.36)$$

Aplicando a equação (3.36) no intervalo em que ocorre o acúmulo de energia no indutor, obtém-se a equação (3.37).

$$V_p \text{sen}(\theta) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (3.37)$$

Por meio da expressão anterior, observa-se que a tensão no indutor é igual a tensão de entrada. O intervalo Δt em que ocorre o acúmulo de energia no indutor é o dado pela equação (2.10).

$$\Delta t = t_c' = \frac{(2D(\theta) - 1)T_s}{2} \quad (3.38)$$

Substituindo a equação (3.38) na (3.37), obtém-se:

$$V_p \text{sen}(\theta) = \frac{2L\Delta i_L}{(2D(\theta) - 1)T_s} \quad (3.39)$$

Substituindo a razão cíclica pela equação (3.1), conseqüentemente obtém-se (3.40).

$$V_p \text{sen}(\theta) = \frac{2L\Delta i_L}{\left(1 - \frac{V_p}{aV_o} \text{sen}(\theta)\right)T_s} \quad (3.40)$$

A seguir, isolam-se as componentes senoidais na equação (3.40), desta forma ocorre à normalização da corrente no indutor, onde ambos os lados da equação estão adimensionais.

$$\text{sen}(\theta) - \frac{V_p}{aV_o} \text{sen}^2(\theta) = \frac{2L\Delta i_L}{V_p T_s} \quad (3.41)$$

O termo a esquerda da equação (3.41) corresponde à ondulação de corrente normalizada.

$$\overline{\Delta I_L} = \text{sen}(\theta) - \frac{V_{imp}}{a.V_o} \text{sen}^2(\theta) \quad (3.42)$$

Para o cálculo da indutância será utilizado o ângulo onde ocorre a máxima ondulação normalizada. Encontra-se o θ_{\max} igualando a derivada da equação (3.42) à zero.

$$\frac{d\overline{\Delta I_L}}{d\theta} = 0 \quad (3.43)$$

O resultado da derivada da ondulação de corrente normalizada é mostrado em (3.44).

$$\cos(\theta) - \frac{2V_{inp} \cdot \cos(\theta) \cdot \text{sen}(\theta)}{a \cdot V_o} = 0 \quad (3.44)$$

Manipulando a equação (3.44) e isolando o ângulo θ encontra-se o valor máximo.

$$\theta_{\max} = a \text{sen}\left(\frac{a \cdot V_o}{2V_{inp}}\right) \quad (3.45)$$

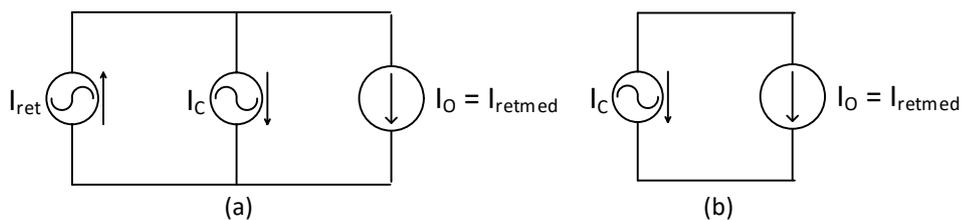
Isola-se a indutância e substitui o valor da variação máxima de corrente parametrizada na equação(3.45). Desta forma, encontra-se o valor da indutância que suprirá a máxima ondulação de corrente especificada[15].

$$L = \frac{V_{inp} \cdot \overline{\Delta I_{L \max}}}{2 \Delta i_L \cdot I_{L \text{med}} \cdot f_s} \quad (3.46)$$

3.1.4. Dimensionamento do Capacitor de Saída

O filtro de saída é formado pela ligação em paralelo entre o capacitor de saída e a carga puramente resistiva. A corrente no capacitor não possui valor médio e pode ser definida como a componente alternada da corrente de saída do retificador formado pelos diodos do lado secundário, uma vez que o valor médio é absorvido pela carga. Para o dimensionamento do capacitor deve-se obter o valor eficaz da corrente no componente. A Figura 3.10 fornece os circuitos equivalentes para análise do valor eficaz da corrente no capacitor [15].

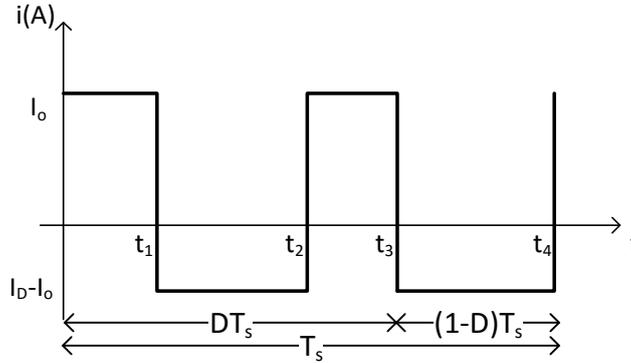
Figura 3.10.(a) Circuito equivalente nas etapas 2 e 4. (b) Circuito equivalente nas etapas 1 e 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando a fonte de entrada constante e desprezando as ondulações da corrente no retificador, a forma de onda da corrente pode ser representada como a Figura 3.11.

Figura 3.11: Corrente no capacitor do filtro de saída.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando meio período de comutação, a equação a seguir permite calcular o valor eficaz da corrente no capacitor.

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left(\int_0^{t_c'} i_o(t)^2 dt + \int_{t_c'}^{t_c' + t_d} (i_D(t) - i_o(t))^2 dt \right)} \quad (3.47)$$

Resolvendo as integrais da equação (3.47), chega-se a (3.48).

$$I_{Cef} = \sqrt{2 \left[i_o^2 \left(\frac{2D-1}{2} \right) + (i_D - i_o)^2 (1-D) \right]} \quad (3.48)$$

De modo análogo ao cálculo das correntes eficazes nos interruptores e diodos, deve-se acrescentar a análise a dependência dessas grandezas à variação do θ no conversor Push-Pull aplicado à CFP. Logo, a equação (3.49) expressa a corrente eficaz no capacitor.

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi 2(1-D(\theta)) \left(I_p \text{sen}(\theta) - \frac{P_o}{V_o} \right)^2 + \int_0^\pi (2-D(\theta)) \left(\frac{-P_o}{V_o} \right)^2} \quad (3.49)$$

Resolvendo e simplificando a equação (3.49), encontra-se a corrente eficaz do capacitor de saída.

$$I_{cef} = \frac{P_o}{V_o} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{16V_o - 3\pi V_p}{3V_p} \right)} \quad (3.50)$$

Baseado na definição da corrente do capacitor sendo a componente alternada da corrente no filtro de saída. Pode-se relacionar a variação de tensão no capacitor com a corrente de pico no capacitor I_{Cp} por meio da expressão(3.51).

$$V_C = X_C \cdot I_C \rightarrow \Delta V_C = X_C \cdot I_{Cp} \quad (3.51)$$

Sabendo que,

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C_o} \quad (3.52)$$

e a frequência f é o dobro da frequência da rede, substituindo (3.52) em (3.51), tem-se:

$$C_o = \frac{I_{Cp}}{2\pi f_{rede} \Delta V_{Cp}} \quad (3.53)$$

O dimensionamento do capacitor de saída é dependente da corrente de pico no capacitor. Sabendo que a corrente de entrada é senoidal em fase com a tensão de entrada, pode-se calcular a potência instantânea por meio da equação (3.13).

Admitindo que toda potência fornecida na entrada é consumida na saída, a potência instantânea de saída é representada na equação (3.54).

$$V_{inp} I_{inp} \text{sen}^2(\theta) = V_o I_X(\theta) \quad (3.54)$$

Onde:

$I_X(\theta)$ é a corrente no filtro de saída.

Isolando a corrente no filtro, obtém-se:

$$I_X(\theta) = \frac{V_{inp}}{V_o} \cdot I_{inp} \text{sen}^2(\theta) \quad (3.55)$$

Na equação (3.56), a multiplicação entre a tensão e corrente de pico na entrada corresponde ao dobro da potência média na saída.

$$V_{inp} I_{inp} = 2P_o \quad (3.56)$$

Da trigonometria, sabe-se que,

$$\text{sen}^2(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\theta) \quad (3.57)$$

Substituindo (3.56) e (3.57) em (3.55), obtém-se a corrente no filtro de saída.

$$I_x(\theta) = \frac{P_o}{V_o} - \frac{P_o}{V_o} \cos(2\theta) \quad (3.58)$$

Analisando a equação (3.58), nota-se que apenas a componente sinusoidal corresponde a corrente no capacitor e o valor de pico dessa corrente é fornecido na equação (3.59).

$$I_{Cp} = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.59)$$

Substituindo (3.59) em (3.53), tem-se

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_{rede} V_o^2 \Delta V_{Cp}} \quad (3.60)$$

3.1.5. Dimensionamento do transformador

Algumas considerações são feitas antes de se iniciar o dimensionamento. Por simplicidade o transformador com derivação central será estudado como dois transformadores independentes. A área da janela do núcleo é a metade para cada transformador e a área da seção transversal é a mesma para os quatro enrolamentos.

Primeiramente, calcula-se a área, A_p , do enrolamento primário N_p .

$$A_p = \frac{A_\omega}{2} k_\omega k_p \quad (3.61)$$

O termo A_ω é a área da janela do núcleo, k_ω é uma constante que representa o fator de ocupação da janela do carretel. Para os transformadores o k_ω é igual a

0,4, devido ao material isolante que separa os enrolamentos. A constante k_p é igual a 0,5 e indica que uma bobina do primário ocupa a mesma área que uma bobina secundária [17].

Considera-se a seguinte relação:

$$N_p I_p = k_\omega k_p \frac{A_\omega}{2} J \quad (3.62)$$

Isolando o número de enrolamentos no primário chega-se a(3.63).

$$N_p = \frac{k_\omega k_p A_\omega J}{2 I_p} \quad (3.63)$$

Onde J é a densidade de corrente.

A corrente de pico no enrolamento primário é dada por:

$$I_p = \frac{2P_o}{V_{inp}} \quad (3.64)$$

Substituindo (3.64) em(3.63), tem-se

$$N_p = \frac{k_\omega k_p A_\omega J V_{inp}}{4P_o} \quad (3.65)$$

Isolando A_ω em(3.65), resulta em(3.66).

$$A_\omega = \frac{4P_o N_p}{k_\omega k_p J V_{inp}} \quad (3.66)$$

Pela lei de Faraday, na etapa de operação em que há tensão nos enrolamentos do transformador, tem-se a equação (3.67) onde ϕ é o fluxo magnético:

$$E dt = N d\phi \quad (3.67)$$

A equação (3.67) pode ser escrita do seguinte modo.

$$\frac{N_p}{N_s} V_o (1 - D(\theta)) T = N_p B_{\max} A_e \quad (3.68)$$

Isolando o termo A_e na equação(3.68), obtém-se(3.69).

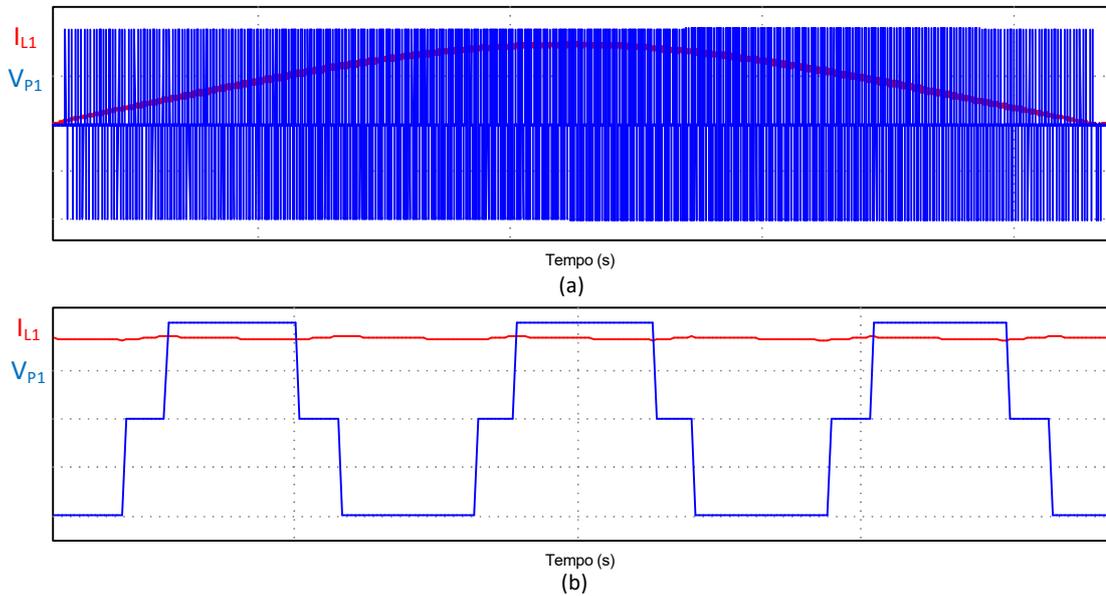
$$A_e = \frac{N_p V_o (1 - D(\theta)) T}{N_s N_p B_{\max}} \quad (3.69)$$

Sabe-se que,

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_{inp} \text{sen}(\theta)}{2aV_o}$$

Para o correto dimensionamento do transformador deve-se levar em consideração o máximo intervalo de tempo em que a tensão de saída permanece aplicada no enrolamento. Este período ocorre no ângulo $\theta = 90^\circ$, ou seja, quando a corrente no indutor de entrada alcança o seu valor de pico como mostra a Figura 3.12.

Figura 3.12(a) Tensão no enrolamento primário do transformador; (b) Detalhe da máxima aplicação de tensão nos enrolamentos do transformador.



Substituindo a razão cíclica para o ângulo de 90° em (3.69) resulta em(3.70).

$$A_e = \frac{V_{inp}}{2N_p B_{\max} f} \quad (3.70)$$

Multiplicando as equações (3.66) e (3.70) encontra-se o parâmetro $A_e A_w$.

$$A_e A_\omega = \frac{2P_o}{k_o k_p J B_{\max} f} \quad (3.71)$$

Tipicamente, utiliza-se nos projetos de transformadores $J = 450 A/cm^2$ e $B_{\max} = 0,3T$. A partir da expressão (3.71) escolhe-se o tamanho do núcleo a ser empregado. Após a escolha do núcleo, determina-se o número de espiras do enrolamento primário por meio da equação(3.72).

$$N_p = N_s = \frac{V_o (1 - D(90^\circ))}{A_e B_{\max} f} \quad (3.72)$$

3.2. Resultados e Simulações de Dimensionamento dos Componentes.

3.2.1. Especificações

Os parâmetros do conversor push-pull alimentado em corrente são listados a seguir:

$$P_o = 250 \text{ W} \quad \text{Potência de Saída}$$

$$V_{in} = 110 \text{ V} \quad \text{Tensão Eficaz de Entrada}$$

$$f = 60 \text{ Hz} \quad \text{Frequência da Rede de Alimentação}$$

$$f_s = 40 \text{ kHz} \quad \text{Frequência de comutação}$$

$$V_o = 200 \text{ V} \quad \text{Tensão de Saída}$$

$$\Delta V_o = 1\% \quad \text{Ondulação da Tensão de Saída}$$

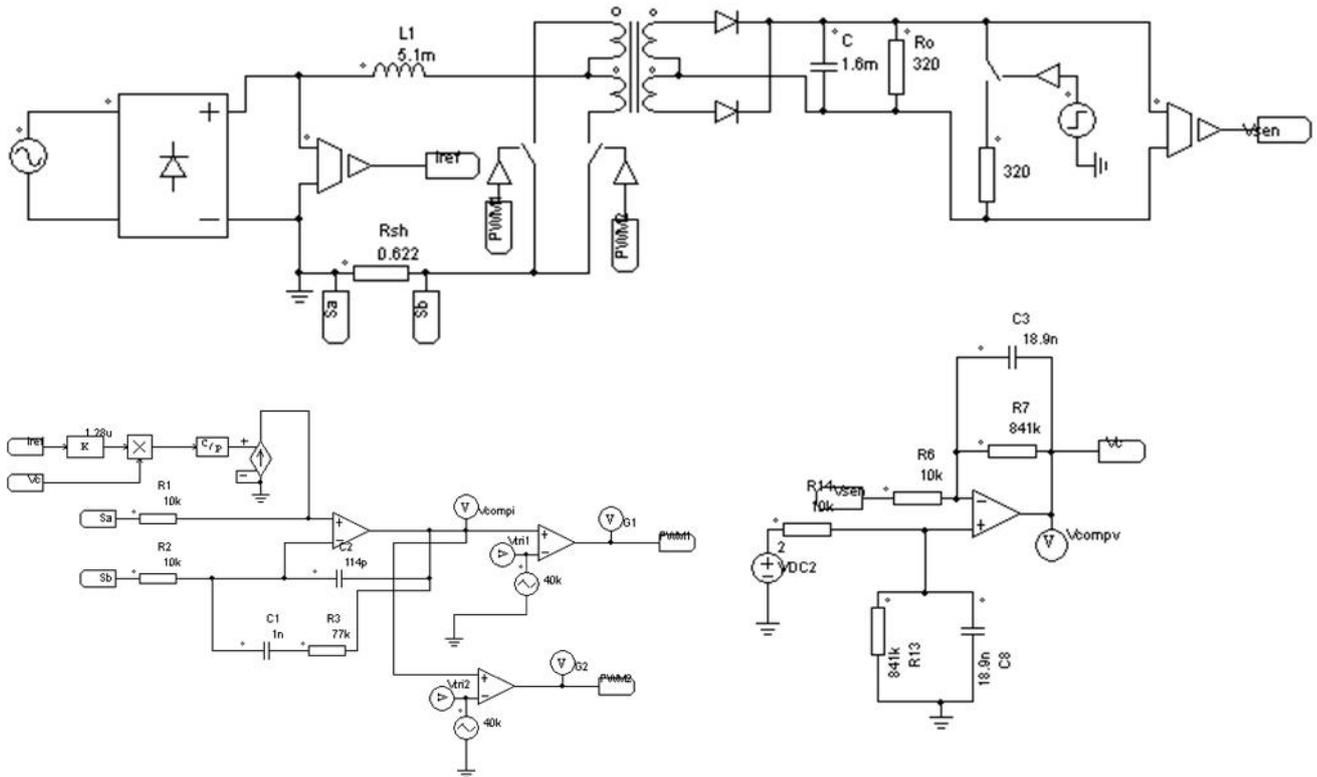
$$\Delta I_L = 6\% \quad \text{Ondulação da Corrente de Entrada}$$

$$a = 1 \quad \text{Relação de Transformação}$$

$$\eta = 100\% \quad \text{Rendimento do Conversor}$$

Os cálculos detalhados para o dimensionamento dos componentes de potência encontram-se na planilha em anexo 2. A Figura 3.13 mostra o circuito utilizado na simulação do conversor.

Figura 3.13: Circuito utilizado na simulação do conversor



3.2.2. Tensão Máxima e Corrente Eficaz no Interruptor.

De acordo com as especificações de projeto, a tensão máxima no interruptor e a corrente eficaz são calculadas utilizando as equações (3.4) e (3.18) respectivamente.

$$V_{S_{max}} = 2.200 = 400 \text{ V}$$

$$I_{Sef} = 1,46 \text{ A}$$

A tensão e as componentes em baixa e alta frequência da corrente nos interruptores são mostradas nas Figuras 3.14, 3.15 e 3.16 respectivamente.

Figura 3.14: Tensão máxima no interruptor.

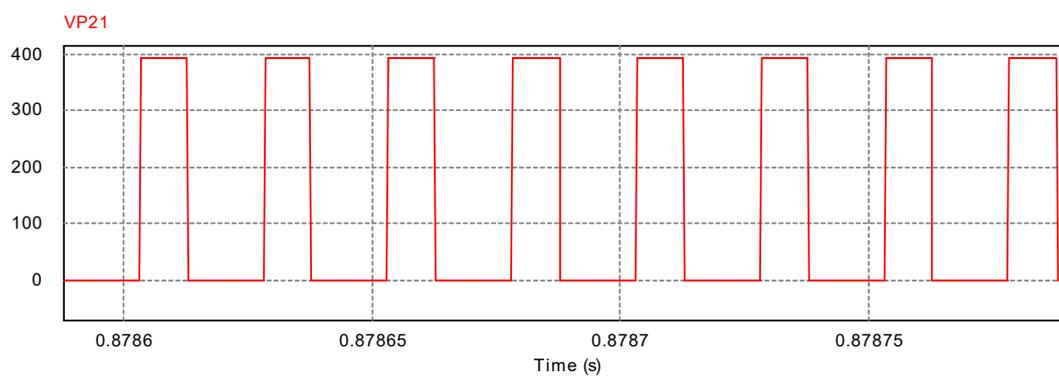


Figura 3.15: Forma de onda corrente no interruptor durante meio ciclo da rede.

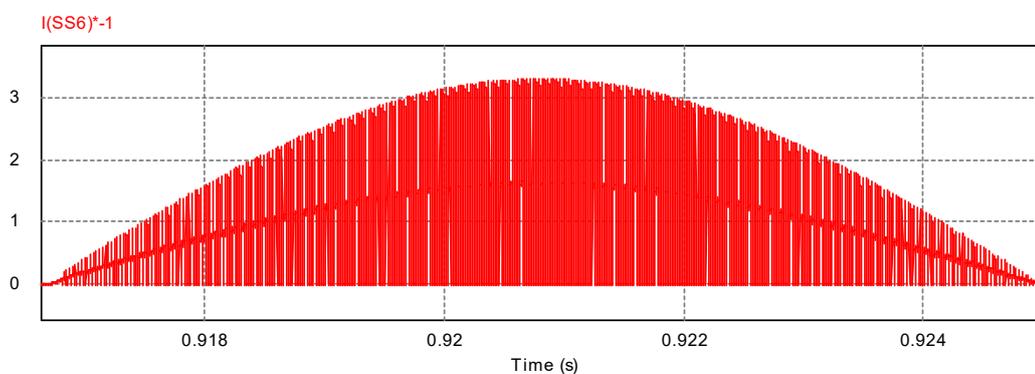
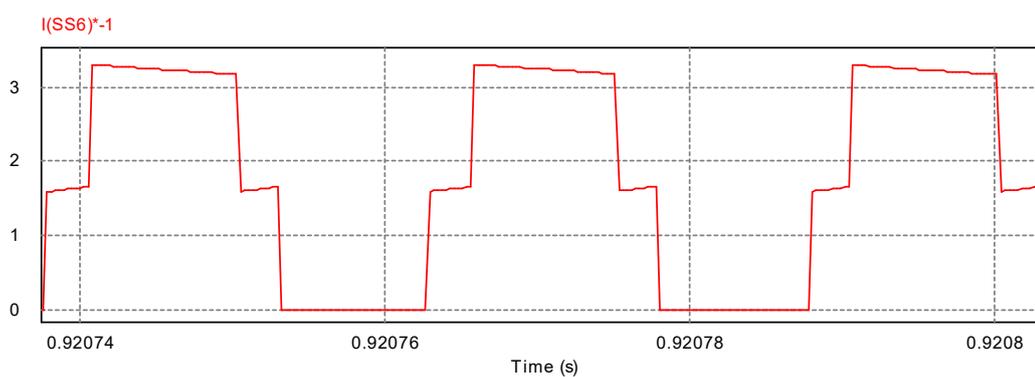


Figura 3.16: Forma de onda da corrente no interruptor em alta frequência.



Os valores obtidos em simulação para máxima tensão nos interruptores e corrente eficaz estão descritos na tabela a seguir.

$V_{S\max}$	392 V
I_{Sef}	1,45 A

Tabela 3.1: Tensão máxima e corrente eficaz nos interruptores.

3.2.3. Tensão Máxima, Corrente Eficaz e Média no Diodo.

A tensão reversa máxima aplicada aos terminais do diodo e as correntes eficaz e média são calculadas utilizando as equações (3.21), (3.26) e (3.30).

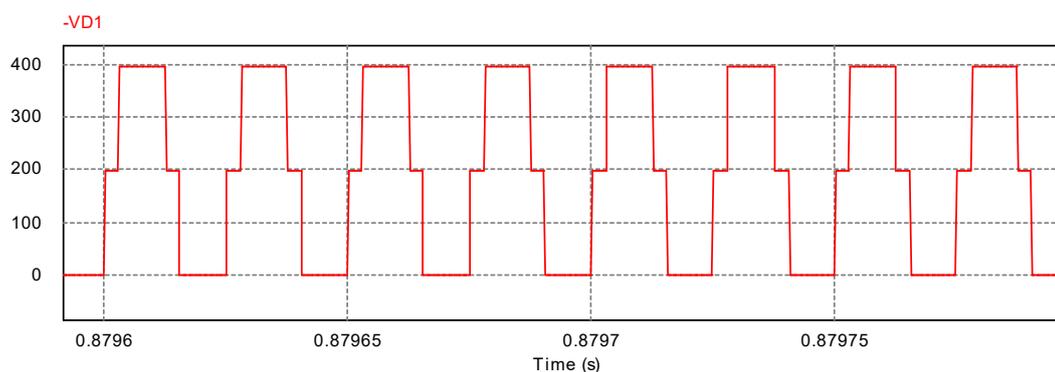
$$V_{D\max} = 2.200 = 400 \text{ V}$$

$$I_{Def} = 1,3 \text{ A}$$

$$I_{Dmed} = 0,625 \text{ A}$$

A Figura 3.17 mostra o resultado obtido em simulação para tensão reversa máxima nos diodos.

Figura 3.17 Tensão reversa máxima nos diodos.



Nas Figuras 3.18 e 3.19 visualizam-se as componentes de baixa e alta frequência da corrente no diodo.

A tabela 2 fornece os valores obtidos em simulação para tensão reversa máxima e a corrente nos diodos.

$V_{D\max}$	395 V
I_{Def}	1,3 A
I_{Dmed}	0,624 A

Tabela 3.2: Tensão reversa máxima, corrente eficaz e corrente média no diodo.

Figura 3.18: Corrente no diodo em baixa frequência.

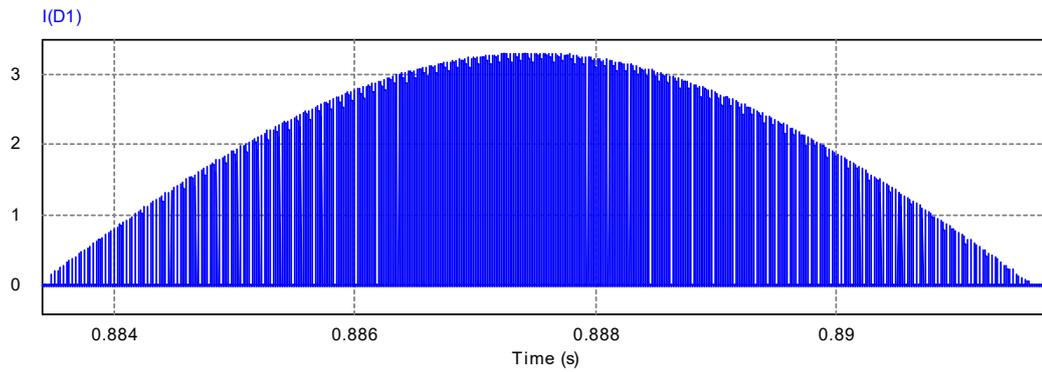
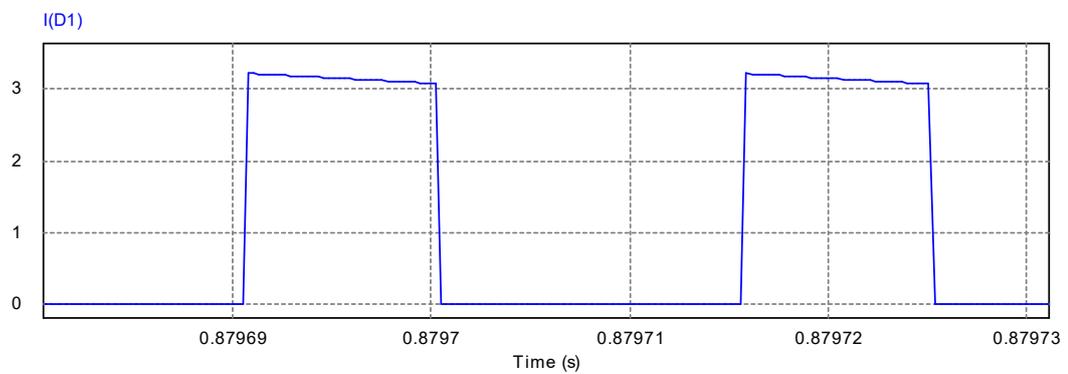


Figura 3.19: Corrente no diodo em alta frequência.

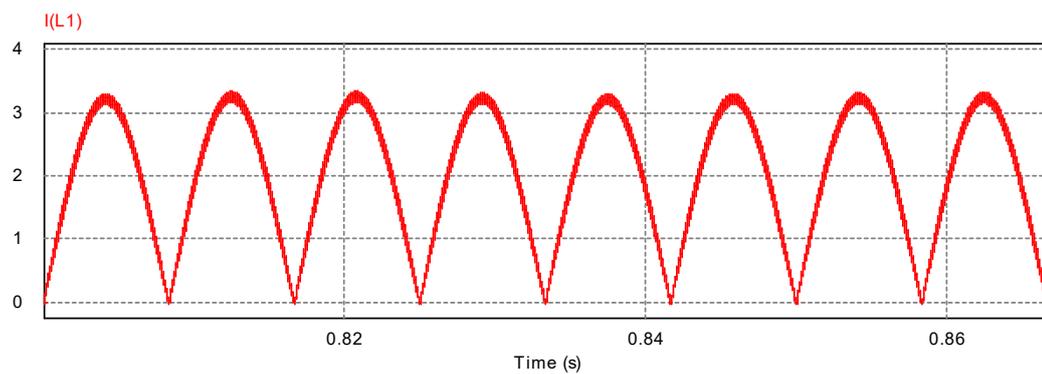


3.3.4. Corrente Eficaz no Indutor

Substituindo as especificações do projeto em (3.35) resulta no valor da corrente eficaz do indutor de entrada.

$$I_{Lef} = 2,3 \text{ A}$$

Figura 3.20: Corrente no indutor de entrada.



A forma de onda obtida em simulação representada na Figura 3.20, mostra o comportamento retificado da corrente no indutor de entrada. O valor eficaz da corrente no indutor de entrada obtido por meio de simulação é mostrado a seguir.

$$I_{Lef} = 2,25 \text{ A}$$

3.3.5. Corrente Eficaz no Capacitor.

A corrente eficaz no capacitor é representada pela equação (3.50). Ao substituir as especificações dadas em (3.50) obtém-se.

$$I_{Cef} = 1,34 \text{ A}$$

A Figura 3.21 expõe a forma de onda da corrente no capacitor de entrada, percebe-se a envoltória senoidal em baixa frequência. O comportamento de alta frequência da corrente no capacitor de saída é visualizado na Figura 3.22.

Figura 3.21: Corrente no capacitor em durante meio período da rede.

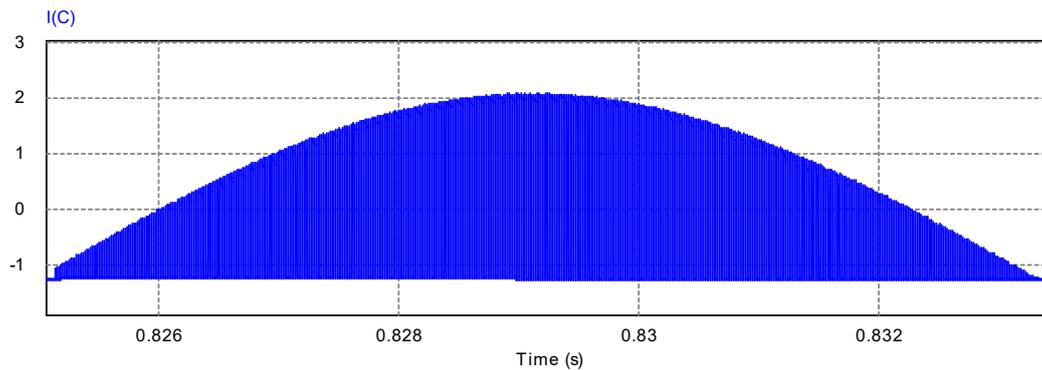
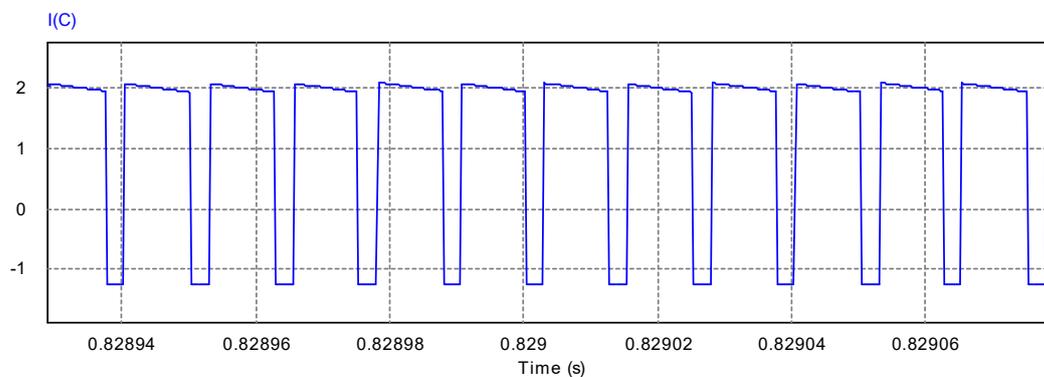


Figura 3.22: Componente de alta frequência da corrente no capacitor.



A Tabela 3.3 mostra a comparação entre os valores calculados além do erro obtido pela diferença entre o valor calculado e o simulado.

Dimensionamento dos Componentes	Valor Calculado	Valor Simulado	Erro (%)
Tensão Máxima no Interruptor	400 V	392 V	2%
Corrente Eficaz no Interruptor	1,46 A	1,45 A	0,68%
Tensão Reversa Máxima no Diodo	400 V	395 V	1,2%
Corrente Eficaz no Diodo	1,30 A	1,34 A	2,9%
Corrente Média no Diodo	0,625 A	0,624 A	0,16%
Corrente Eficaz no Indutor	2,30 A	2,25 A	2,1%
Corrente Eficaz no Capacitor	1,34 A	1,37 A	2,1%

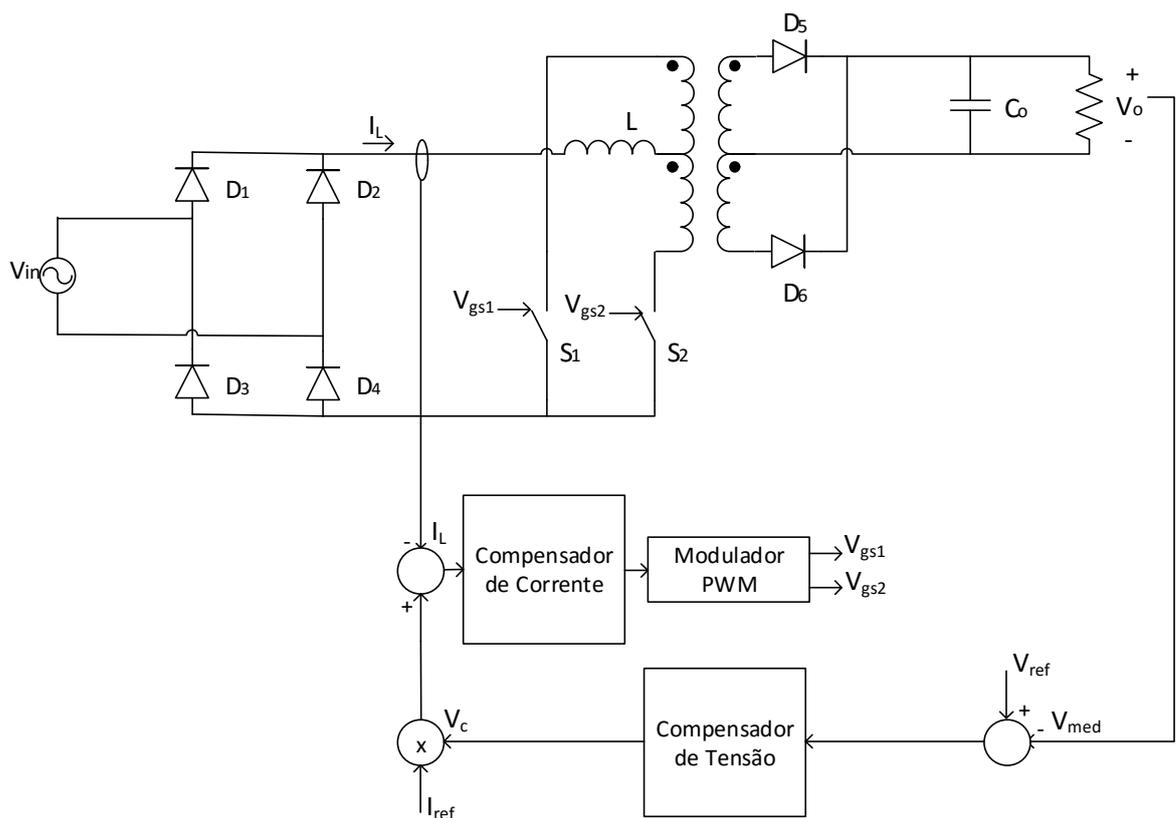
Tabela 3.3: Tabela comparativa entre valores calculados e simulados para o projeto do conversor e os respectivos erros associados.

Capítulo 4 – Modelagem e Controle do Conversor

A modelagem dinâmica do conversor e a estrutura de controle são imprescindíveis para o ótimo desempenho do conversor. Para que a correção do fator de potência seja realizada, torna-se necessária uma malha de controle de corrente e outra de tensão.

As malhas de controle de corrente e tensão permitem que o conversor mantenha um modo de operação constante e garantam um funcionamento eficientemente energético do sistema. A Figura 4.1 mostra a estrutura de controle utilizada no projeto.

Figura 4.1: Estrutura de Controle



Fonte: Elaborada pelo autor.

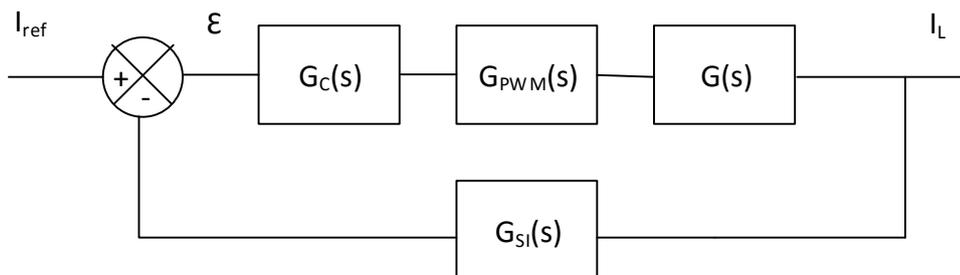
4.1. Controle de Corrente

Neste trabalho, o controle de corrente será baseado no método dos valores médios instantâneos. De acordo com este teorema, as constantes de tempo do conversor são muito maiores que o período de comutação. Desta forma, é possível realizar a média dos sinais num intervalo muito menor que as constantes de tempo do conversor sem alterar significativamente as respostas do sistema. Esta técnica prediz o comportamento em baixa frequência e despreza as harmônicas em alta frequência produzidas pelas comutações [15].

A aplicação da técnica dos valores médios instantâneos consiste na aquisição de uma amostra do sinal de corrente do indutor e controlá-la por meio da razão cíclica dos interruptores, de modo que a corrente de entrada siga a referência de um seno retificado.

A estrutura de controle é formada pelo modelo dinâmico da planta do conversor, compensador de corrente, modulador PWM e sensor de corrente como mostra a Figura 4.1.

Figura 4.1: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente



Fonte: Elaborada pelo autor.

$G_c(s)$: Compensador de corrente.

$G_{PWM}(s)$: Ganho do modulador PWM.

$G(s)$: Modelo da planta de corrente.

$G_{Sl}(s)$: Ganho do sensor de Corrente.

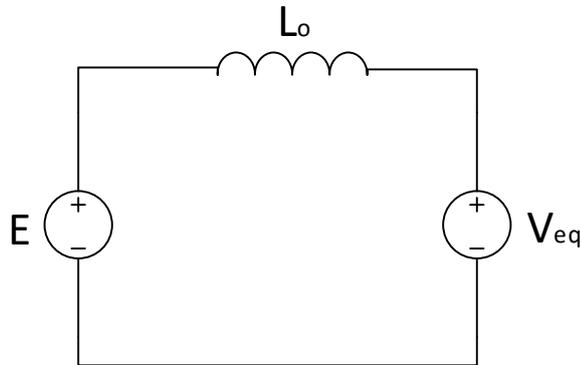
4.1.1. Modelo Dinâmico

O modelo do sistema baseado em função de transferência normalmente é utilizado quando se necessita de um método de representação no domínio da frequência. Um sistema linear invariante no tempo tem como função de transferência a relação entre o sinal de saída e o de entrada no domínio da frequência [18].

Para o controle adequado da malha de corrente do conversor deve-se levantar a função de transferência da corrente de entrada I_L em relação a variável de controle, neste caso a razão cíclica.

Primeiramente, simplifica-se o conversor Push-Pull alimentado em corrente, considerando constante a tensão de entrada e uma tensão média equivalente entre o ponto médio do enrolamento primário do transformador e a referência da fonte de entrada como mostra a Figura 4.2.

Figura 4.2: Circuito equivalente do conversor Push-Pull alimentado em corrente.



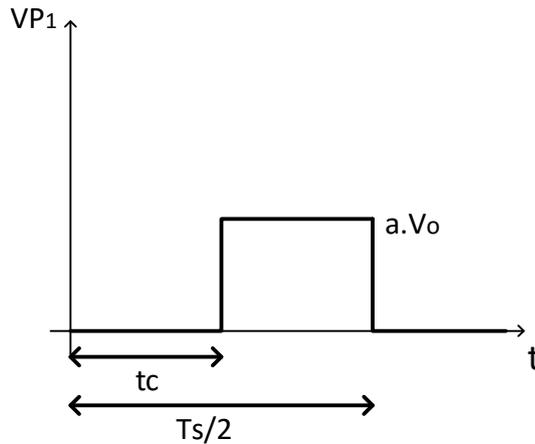
Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando o conversor sabemos que os circuitos equivalentes das etapas 1 e 3 e das etapas 2 e 4 são iguais, logo se pode analisar a tensão no enrolamento primário em meio período de comutação como mostra a Figura 4.3.

O valor médio da tensão no enrolamento primário é representado pela equação (4.1).

$$VP_1 = V_{eq} = \frac{\left(\frac{T_s}{2} - D.T_s\right) \cdot a.V_o}{T_s} \quad (4.1)$$

Figura 4.3: Forma de onda da tensão no enrolamento primário em meio período de comutação



Fonte: Elaborada pelo autor

Manipulando a equação (4.1), encontra-se o valor da fonte de tensão equivalente.

$$V_{eq} = \left(\frac{1}{2} - D \right) \cdot a \cdot V_o \quad (4.2)$$

Em regime permanente a tensão média no indutor é nula, no entanto em regime transitório, essa condição não é válida. Pela lei de Kirchhoff das tensões aplicada no circuito da Figura 4.2 encontra-se a tensão nos terminais do indutor de entrada como mostra a equação (4.3).

$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} = E - \left(\frac{1}{2} - D \right) \cdot a \cdot V_o \quad (4.3)$$

Geralmente, as correntes médias são funções não lineares da razão cíclica. A transformada de Laplace e métodos no domínio da frequência não são úteis para modelos não lineares.

O modelo linearizado é obtido a partir da variação de pequenos sinais. Pequenas perturbações na razão cíclica provocarão excitações na corrente de entrada. A equação (4.4) é obtida a partir da perturbação na equação (4.3).

$$L \cdot \left(\frac{di(t) + \Delta i(t)}{dt} \right) = E - \left(\frac{1}{2} - D(t) - \Delta D(t) \right) \cdot a \cdot V_o \quad (4.4)$$

Da equação (4.4) tem-se;

$$L \frac{di(t)}{dt} + L \frac{\Delta i(t)}{dt} = E - \frac{1}{2} . a . V_o + D(t) . a . V_o + \Delta D(t) . a . V_o \quad (4.5)$$

Para que a equação (4.5) seja verdadeira, a seguinte condição deve ser satisfeita,

$$L . \frac{\Delta i(t)}{dt} = \Delta D(t) . a . V_o \quad (4.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.6), para condições iniciais nulas, obtém-se a função de transferência do sistema.

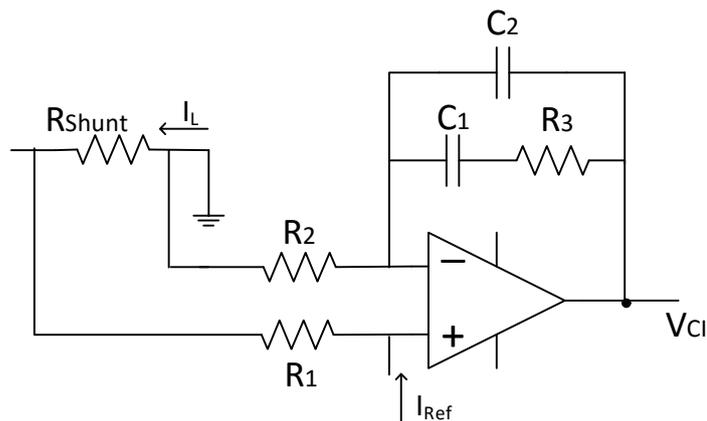
$$H_i(s) = \frac{\Delta i(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_o}{s.L} . a \quad (4.7)$$

4.1.2. Compensador de Corrente

Para garantir as condições de correção de fator de potência, necessita-se de uma estrutura de controle de corrente em malha fechada que forneça o formato desejado da corrente no indutor de entrada.

O compensador utilizado é mostrado na Figura 4.4.

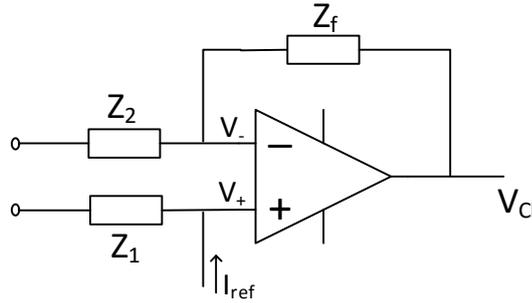
Figura 4.4: Compensador de Corrente com Resistor Shunt.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para simplificação da obtenção da função de transferência o circuito da Figura 4.4 pode ser redesenhado considerando apenas as impedâncias equivalentes, como na Figura 4.5.

Figura 4.5: Compensador de corrente com impedâncias equivalentes.



Fonte: Elaborada pelo autor

A impedância equivalente de realimentação, Z_f , é definida pelo equivalente série entre o resistor R_3 e o capacitor C_1 , em paralelo com o capacitor C_2 . As impedâncias Z_1 e Z_2 permanecem com os valores dos respectivos resistores. A impedância Z_f é representada pela equação a seguir.

$$Z_f = \frac{s + \frac{1}{C_1 R_3}}{s^2 + \frac{s(C_1 + C_2)}{C_1 C_2 R_3}} \quad (4.8)$$

Considerando o amplificador ideal, pelo curto circuito virtual, as tensões nas entradas, inversora e não inversora, do amplificador operacional são iguais.

$$V_{in} = V_+ = V_- \quad (4.9)$$

A impedância de entrada do amplificador é muito alta, logo a corrente que flui pela impedância Z_2 é igual à corrente que atravessa Z_f . A função de transferência do compensador pode ser obtida a partir da igualdade das correntes. Utilizando as leis de Ohm e Kirchhoff no circuito da Figura 4.5 tem-se.

$$\frac{0 - V_{in}}{Z_2} = \frac{V_{in} - V_{Cl}}{Z_f} \quad (4.10)$$

Isolando os termos referentes à tensão de entrada encontra-se (4.11).

$$\frac{V_{in}(Z_2 + Z_f)}{Z_2 Z_f} = \frac{V_{Cl}}{Z_f} \quad (4.11)$$

Relacionando a tensão de saída com a tensão de entrada obtém-se a função de transferência do compensador.

$$G_c(s) = \frac{V_{CI}}{V_{in}} = \frac{Z_f + Z_2}{Z_2} \quad (4.12)$$

Substituindo (4.8) e R_2 em (4.12) pode-se visualizar os pólos e zeros da função de transferência do compensador.

$$G_c(s) = \frac{s + \frac{1}{C_1 R_3}}{\left(s^2 + \frac{s(C_1 + C_2)}{C_1 C_2 R_3} \right) R_2} + 1 \quad (4.13)$$

Analisando o polinômio do denominador da equação (4.13), nota-se que uma das raízes é na origem e a segunda raiz em $\frac{(C_1 + C_2)}{R_3 C_1 C_2}$. A equação (4.13) pode ser simplificada, desde que os valores dos componentes passivos sejam escolhidos de tal forma, que a parcela dependente da frequência seja muito maior que a unidade dentro da banda passante do sistema compensado [15].

$$G_c(s) = \frac{1}{R_2} \frac{s + \frac{1}{R_3 C_1}}{s \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} \right)} \quad (4.14)$$

Vale salientar que na obtenção do modelo, não se levou em consideração as ondulações da tensão de saída, desta forma a resposta da função de transferência é satisfatória apenas para altas frequências [19].

4.1.3. Sensor de Corrente

A medida da corrente de entrada é feita através de um resistor *shunt*. Este tipo de resistor é amplamente utilizado na medição de corrente, alternada ou contínua. A medição é baseada na lei de Ohm.

Geralmente é feito de manganina com alta precisão e um valor baixo de resistência. As características do resistor *shunt* fazem com que a interferência do componente no circuito seja mínima. Quando colocado em série com a carga possibilita a medição da corrente, devido a queda de tensão no dispositivo.

No conversor descrito neste relatório, o resistor *shunt* é posicionado entre as entradas do compensador de corrente como mostra a Figura 4.4.

Assumindo as idealidades do amplificador operacional, dentre elas a impedância de entrada muito alta, torna-se possível relacionar a corrente de referência, $I_{Ref}(t)$, e a amostra de corrente, $I_L(t)$, da seguinte maneira.

$$v_+ = I_{Ref}(t)R_1 - R_{shunt}I_L(t) \quad (4.15)$$

Em regime permanente, deseja-se que a tensão na entrada não-inversora do amplificador operacional seja nula (erro nulo), e que a corrente no indutor siga a corrente de referência. Por meio da equação (4.15) é possível isolar o valor do resistor shunt [15].

$$R_{shunt} = \frac{I_{Ref}R_1}{I_L} \quad (4.16)$$

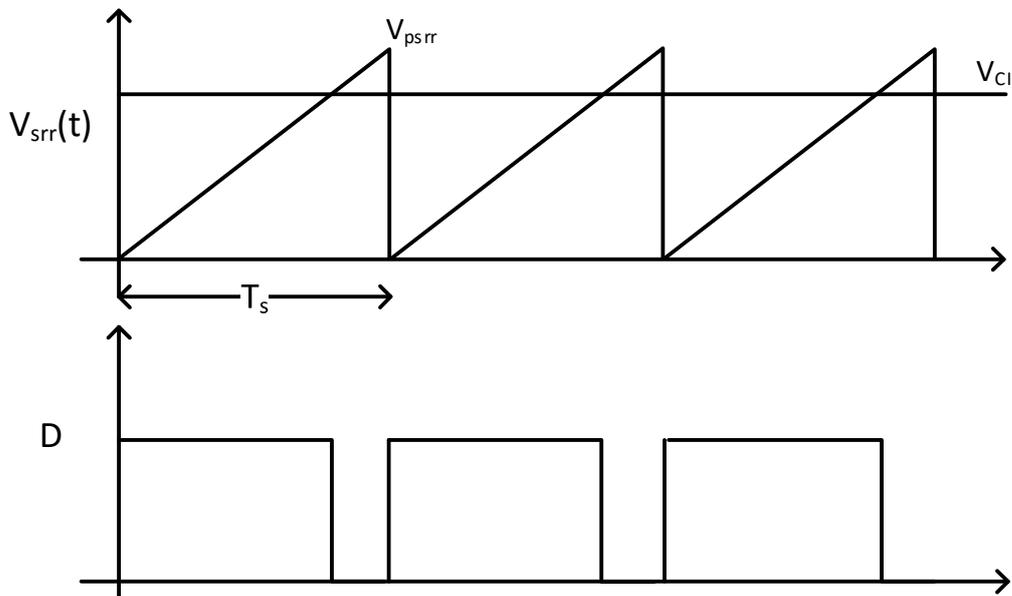
4.1.4. Modulador PWM

O modulador PWM (*Pulse Width Modulator*) é um circuito modulador por largura de pulso, ou seja, é um modulador que gera um sinal quadrado de largura variável.

Para projetar um modulador PWM necessita-se basicamente de um circuito gerador de onda dente-de-serra e um comparador.

Por meio de um modulador PWM, um sinal dente-de-serra com frequência igual à frequência de comutação é comparado com o sinal da saída do compensador de corrente, V_{CI} , resultando na razão cíclica que é a variável de controle. A Figura 4.6 mostra o princípio da geração do comando.

Figura 4.6: Geração do Comando dos Interruptores



Fonte: Elaborada pelo autor.

A razão cíclica é definida de acordo com a equação (4.17).

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (4.17)$$

A equação da onda dente-de-serra é obtida analisando a Figura 4.6. Nota-se que num período de comutação o sinal é uma reta, logo a equação é dada a seguir.

$$V_{Srr}(t) = \frac{V_{psr}}{T_s} t \quad (4.18)$$

O sinal dente-de-serra intercepta o sinal de saída do compensador no instante t_c , então a partir de (4.18) pode-se obter o valor do ganho do modulador PWM.

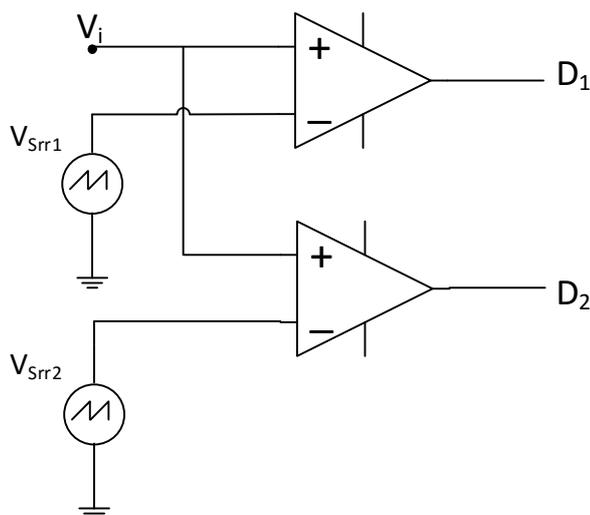
$$V_{Ci} = \frac{V_{psr}}{T_s} D T_s \quad (4.19)$$

O ganho é a razão entre o sinal de saída e o sinal de entrada.

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{psr}} \quad (4.20)$$

O circuito utilizado para gerar os sinais de comando é mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7: Geração do Comando dos Interruptores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A onda dente-de-serra proveniente da fonte V_{Srr2} está 180° defasada da onda dente-de-serra gerada pela fonte V_{Srr1} .

Outra característica que deve ser observada é a presença de ondulações na tensão de saída do compensador de corrente. A corrente no indutor, $i_L(t)$, possui ondulações em alta frequência devido a comutação, se a inclinação da onda dente-de-serra for menor que a inclinação da tensão de saída do compensador haverá múltiplos cruzamentos [15] e o sistema de controle poderá se tornar instável.

4.2. Controle de Tensão

O controlador de tensão tem a função de manter a tensão de saída média num ponto de operação constante independente do valor da carga utilizada [15].

A malha de controle atua sob o valor médio da tensão de saída. Trata-se de uma configuração clássica de controle, onde a tensão de saída medida é subtraída da tensão de referência gerando o erro que é aplicado à entrada do compensador de tensão.

O sinal de saída do compensador de tensão atua diretamente na malha de controle de corrente. A referência de corrente é multiplicada pelo sinal de saída do

compensador de tensão. Desta forma, a referência de corrente varia de acordo com a potência demandada.

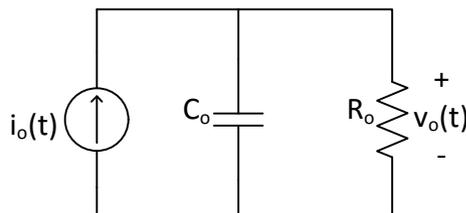
4.2.1. Modelo dinâmico

Para efeito de simplificação considera-se um circuito equivalente do conversor por correntes médias na entrada do filtro de saída como mostra a figura 4.8.

Analisando o modelo da Figura 4.8. por meio da lei de Kirchhoff dos nós, obtém-se a seguinte equação.

$$i_o(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (4.21)$$

Figura 4.8: Circuito equivalente do conversor para determinação do modelo.



Fonte: Elaborada pelo autor

A função de transferência da planta da malha de tensão deve relacionar a corrente média na saída do retificador e a tensão de saída. Aplicando a transformada de Laplace a equação (4.21), obtém-se (4.22).

$$I_o(s) = sC_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.22)$$

Colocando a tensão de saída em evidência chega-se a expressão (4.23).

$$I_o(s) = V_o(s) \left(\frac{sC_o R_o + 1}{R_o} \right) \quad (4.23)$$

Manipulando a equação (4.23) chega-se ao modelo dinâmico da planta da malha de tensão.

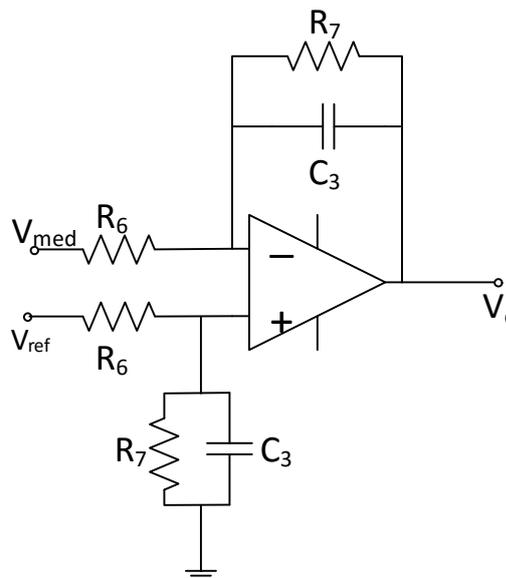
$$H_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{1 + sC_oR_o} \quad (4.24)$$

4.2.2. Compensador de Tensão

A tensão de saída do conversor Push-Pull alimentado em corrente possui ondulação na tensão de saída. O compensador deve atenuar a ondulação com frequência fundamental sendo o dobro da frequência da rede provocada pela tensão de alimentação retificada, além de manter a estabilidade do sistema. Como o sinal de saída do compensador de tensão multiplica a referência de corrente, se essa ondulação não for atenuada irá prejudicar o formato da corrente de entrada.

O compensador de tensão adotado no projeto trata-se de um filtro passa baixa simétrico e está representado na Figura 4.9. A função de transferência do circuito compensador é obtida por meio do princípio da superposição [20].

Figura 4.9: Compensador de Tensão



Fonte: Elaborada pelo autor.

O teorema da superposição para circuitos elétricos afirma que a corrente total em qualquer ramo de um circuito bilateral linear é igual à soma algébrica das

correntes produzidas por cada fonte atuando separadamente no circuito. Considerando apenas a contribuição da tensão medida, V_{med} , obtém-se a seguinte equação.

$$\frac{V_{med}}{R_6} = \frac{V_{cmed}}{Z_f} \quad (4.25)$$

Logo,

$$V_{cmed} = \frac{-V_{med} Z_f}{R_6} \quad (4.26)$$

Para análise da contribuição da tensão de referência, V_{ref} , necessita-se obter a tensão na entrada não inversora do amplificador operacional. Para isto, basta realizar um divisor resistivo como mostra a equação (4.27).

$$V_+ = \frac{V_{ref} Z_f}{R_6 + Z_f} \quad (4.27)$$

Utilizando o conceito de curto-circuito virtual do amplificador operacional, além da lei de Kirchhoff, torna-se possível obter a relação entre a saída e a tensão de referência.

$$\frac{-V_{ref} Z_f}{R_6 (R_6 + Z_f)} = \frac{\frac{V_{ref} Z_f}{R_6 + Z_f} - V_{cref}}{Z_f} \quad (4.28)$$

Manipulando a equação (4.28) e isolando os termos referentes à tensão de referência encontra-se a equação a seguir.

$$\frac{-V_{ref} Z_f^2}{R_6} - V_{ref} Z_f = -V_{cref} (R_6 + Z_f) \quad (4.29)$$

Simplificando a equação (4.29), tem-se (4.30).

$$\frac{-V_{ref} Z_f (Z_f + R_6)}{R_6} = -V_{cref} (R_6 + Z_f) \quad (4.30)$$

A contribuição da tensão de referência na saída do compensador de tensão é expressa de acordo com a equação (4.31).

$$V_{cref} = \frac{Z_f}{R_6} V_{ref} \quad (4.31)$$

Somando as duas contribuições encontra-se a tensão de saída do compensador de tensão.

$$V_c = \frac{Z_f}{R_6} (V_{ref} - V_{med}) \quad (4.32)$$

A função de transferência do compensador de tensão relaciona a tensão de saída com a tensão diferencial de entrada do amplificador operacional.

$$C_v = \frac{V_c}{V_{ref} - V_{med}} = \frac{Z_f}{R_6} \quad (4.33)$$

O termo Z_f corresponde ao paralelo das impedâncias de R_7 e C_3 . Este valor é representado da seguinte forma.

$$Z_f = \frac{R_7}{sC_3R_7 + 1} \quad (4.34)$$

Substituindo (4.34) em (4.33) encontra-se a função de transferência e a frequência de corte do filtro passa baixa.

$$C_v(s) = \frac{R_7}{R_6(1 + sC_3R_7)} \quad (4.35)$$

A frequência de corte do filtro está posicionada de acordo com a seguinte equação.

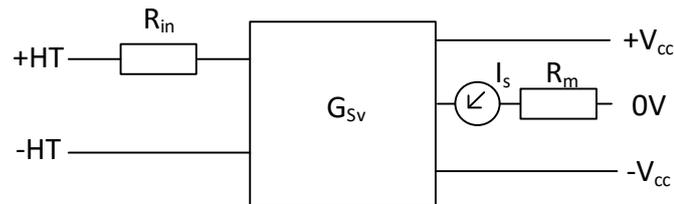
$$f_p = \frac{1}{2\pi C_3 R_7} \quad (4.36)$$

4.2.3. Sensor de Tensão.

Para medição de tensão utiliza-se um sensor isolado conectado em paralelo aos terminais da carga. Esta topologia permite um isolamento galvânico, além de

proporcionar uma maior simplicidade na construção do conversor, uma vez que a sua utilização permite que o circuito de comando fique conectado a mesma referência da fonte de entrada e, conseqüentemente, a mesma referência dos interruptores. O circuito do sensor de tensão é mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.10: Circuito de conexão do sensor de tensão isolado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para medições de tensão, uma corrente proporcional à tensão medida deve circular por meio de uma resistência externa, R_{in} , que é escolhida pelo usuário e instalada em série com o circuito primário do transdutor.

O ganho do sensor é dado pela relação entre a tensão na carga e a tensão de saída do sensor de tensão mostrada na equação (4.37).

$$G_{Sv} = \frac{I_s R_m}{V_o} \quad (4.37)$$

Desprezando a queda de tensão no enrolamento primário do sensor, a tensão nos terminais da carga é igual à tensão aplicada sobre R_{in} , logo, escreve-se a equação (4.38).

$$V_o = R_{in} I_p \quad (4.38)$$

A relação entre as correntes secundária e primária expressa a relação de transformação do sensor. Substituindo (4.38) em (4.37), encontra-se a equação do ganho do sensor.

$$G_{Sv} = \frac{a_s R_m}{R_{in}} \quad (4.39)$$

Conhecendo o ganho do sensor de tensão pode-se representar, em sua totalidade, a malha fechada do controle de tensão [21].

Alguns ganhos estão associados a malha de tensão e agem no sinal de saída do compensador de tensão [15]. O ganho K_{Iref} está relacionado ao multiplicador e é o valor de pico da corrente de referência.

O ganho K_{CI} representa a relação entre a corrente no indutor de entrada e a corrente de referência. A relação é dada pela equação (4.40).

$$K_{CI} = \frac{i_L(s)}{i_{ref}(s)} \quad (4.40)$$

Por meio da equação (4.16), na análise do sensor de corrente, tem-se a possibilidade de isolar a relação entre a corrente de pico no indutor e a corrente de referência, ou seja, o ganho de regime permanente da malha de corrente. Logo, K_{CI} é fornecido por (4.41).

$$K_{CI} = \frac{R_l}{R_{sh}} \quad (4.41)$$

O ganho K_{pk} também está associado à malha direta de controle de tensão e relaciona o valor médio da corrente de saída com o valor de pico da corrente de entrada. Considerando o rendimento do conversor igual a 100%, o balanço de potência está equilibrado, isto é, a potência de saída é igual à potência de entrada.

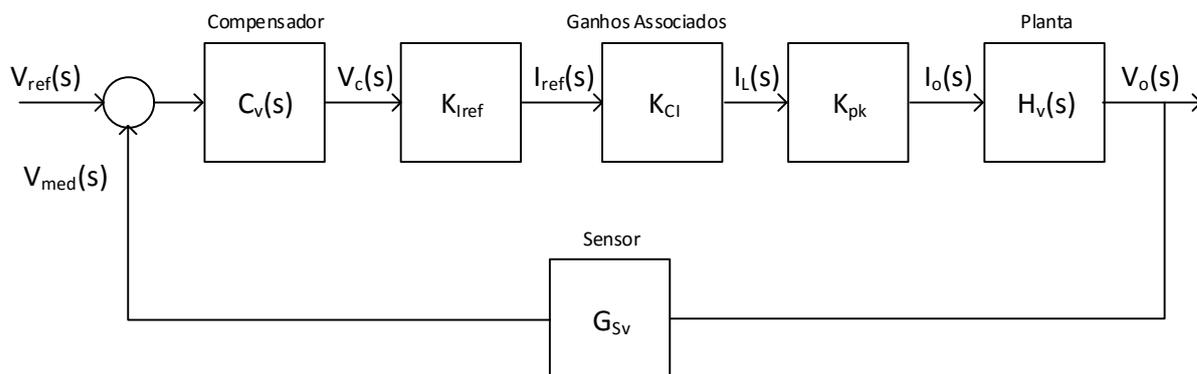
$$\frac{V_{inp} I_{inp}}{2} = V_o I_o \quad (4.42)$$

Relacionando-se as correntes encontra-se o ganho K_{pk} .

$$K_{pk} = \frac{V_{inp}}{2V_o} \quad (4.43)$$

Compõem os blocos da malha de controle, o compensador de tensão, os ganhos associados à malha de tensão, o modelo da planta de tensão e o sensor de tensão, assim como mostra a Figura 4.11.

Figura 4.11: Diagrama de Blocos do sistema de controle de tensão de saída.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3. Posicionamento dos pólos e zeros dos compensadores.

4.3.1. Ajuste do controlador de corrente

O ajuste dos parâmetros dos compensadores deve ser feito com bastante atenção, uma vez que o funcionamento adequado dos compensadores depende do posicionamento correto dos pólos e zeros dos controladores.

De acordo com a função de transferência obtida para o compensador de corrente, observa-se a presença de dois pólos e um zero.

$$G_c(s) = \frac{1}{R_2} \frac{s + \frac{1}{R_3 C_1}}{s \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} \right)} \quad (4.44)$$

O posicionamento dos pólos e zeros deve garantir o desacoplamento dinâmico entre as malhas de controle de tensão e corrente e os valores escolhidos para os resistores e capacitores determinarão as suas posições. As relações a seguir estabelecem as posições.

$$fz_1 = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (4.45)$$

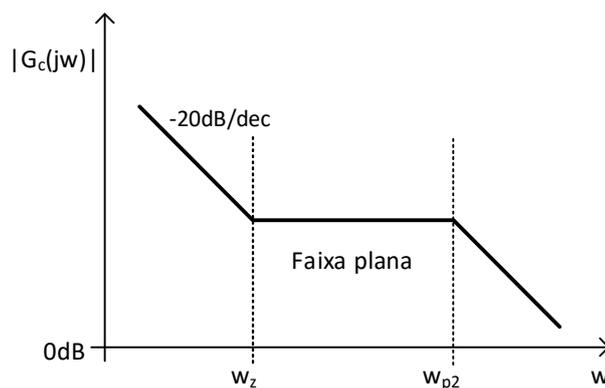
$$fp_1 = 0 \quad (4.46)$$

$$fp_2 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_3 C_1 C_2} \quad (4.47)$$

O ajuste correto dos parâmetros do compensador é imprescindível na estabilidade do sistema. Algumas ferramentas auxiliam na verificação do ajuste, dentre elas estão os diagramas de Bode. Este diagrama expressa as margens de ganho e fase da resposta em frequência da malha de controle [19]. A margem de fase deve ser maximizada e, preferencialmente, não deve ser menor que 45° , para isto, o zero do compensador deve ser posicionado uma década abaixo da frequência de comutação [22].

As posições do zero e do segundo pólo devem garantir que a frequência de cruzamento esteja posicionada na faixa plana da função de transferência do compensador de corrente. Os critérios analisados anteriormente permitem estimar o diagrama de Bode assintótico do compensador de corrente ilustrado na Figura 4.12 [8].

Figura 4.12: Diagrama de Bode do Compensador de Corrente.



Fonte: Elaborada pelo Autor.

A frequência de cruzamento é a frequência em que o diagrama de Bode de módulo cruza 0dB, ou seja, nesta frequência o módulo da função de transferência de malha aberta, $FTMA_C(s)$, é igual a 1.

$$|FTMA_C(s)|_{s \rightarrow j\omega_{CR}} = 1 \quad (4.48)$$

A função de transferência de malha aberta da malha de controle de corrente é dada pela equação (4.49).

$$FTMA_C(s) = G_C(s)G_{PWM}G_{MI}H_i(s) \quad (4.49)$$

Como a frequência de cruzamento deve estar na faixa plana do compensador de corrente, tem-se (4.50).

$$G_{FP} = |G_c(s)|_{s \rightarrow j\omega_{cr}} \quad (4.50)$$

Substituindo as equações (4.49) e (4.50), além dos valores adequados do ganho PWM, ganho do sensor de corrente e a planta do modelo dinâmico de corrente, na equação (4.48) chega-se a (4.51).

$$\left| G_{FP} \frac{1}{V_{pssr}} R_{sh} \frac{aV_o}{\omega_{cr}L} \right| = 1 \quad (4.51)$$

Isolando o ganho de faixa plana obtém-se (4.52).

$$G_{FP} = 20 \log \left| \frac{2\pi f_{cr} V_{pssr} L}{aV_o R_{sh}} \right| \quad (4.52)$$

Sabendo que a frequência do segundo pólo do compensador é muito maior que a frequência do zero, obtendo-se $C_1 \gg C_2$, calcula-se o resistor R_3 por meio do ganho na faixa plana, como mostra a equação (4.53).

$$R_3 = R_2 10^{\frac{G_{FP}}{20}} \quad (4.53)$$

Escolhendo os valores das frequências do zero e do pólo encontra-se os valores de C_1 e C_2 adequados.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_3 f_z} \quad (4.54)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_3 (f_{p2} - f_z)} \quad (4.55)$$

4.3.2. Ajuste do controlador de tensão

O compensador de tensão deve ser ajustado para manter erro estático especificado, na saída do conversor [15]. O erro estático da estrutura de controle representada na Figura 4.11 é calculado de acordo com o teorema do valor final por meio da equação (4.56).

$$\varepsilon_o = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} FTMA_v(s)} \quad (4.56)$$

A função de transferência em malha aberta da Figura 4.11 é dada a seguir

$$FTMA_v(s) = C_v(s)G_{lref}G_{Cl}G_{pk}H_v(s)G_{sv} \quad (4.57)$$

Substituindo (4.57) em (4.56) e considerando $G = G_{lref}G_{Cl}G_{pk}$ chega-se a (4.58).

$$\varepsilon_o = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{R_7}{R_6} \frac{1}{1 + sR_7C_3} G \frac{R_o}{C_oR_o s + 1} G_{sv} \right)} \quad (4.58)$$

Resolvendo o limite e isolando o valor da relação entre as resistências obtém-se a equação (4.59).

$$\frac{R_7}{R_6} = \frac{1 - \varepsilon_o}{\varepsilon_o} \frac{1}{GR_oG_{sv}} \quad (4.59)$$

A malha de tensão é mais lenta que a malha de corrente, logo se deve pensar numa banda passante menor que a metade da frequência fundamental. Essa estratégia diminui as distorções na corrente de entrada, porém pode implicar em respostas lentas a transitórios de carga. Escolhendo o valor para a frequência do pólo, de acordo com o que foi apresentado anteriormente, chega-se ao valor do capacitor C_3 necessário para o funcionamento adequado do compensador. Isolando C_3 em (4.36) obtém-se (4.60).

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_p R_7} \quad (4.60)$$

Capítulo 5 – Projeto do Conversor

Neste capítulo mostra-se o projeto do conversor Push-Pull alimentado em corrente. A seguir são descritos os procedimentos tanto para o estágio de potência como para o estágio de controle.

As especificações de projeto são as mesmas utilizadas no capítulo 3 para o cálculo das correntes e tensões nos componentes de potência. Os cálculos detalhados dos dimensionamentos a seguir encontram-se na planilha de cálculos do anexo 1.

5.1. Estágio de Potência

Nesta seção são especificados todos os componentes que compõem o estágio de potência do conversor Push-Pull alimentado em corrente para correção de fator de potência.

5.1.1. Dimensionamento e Projeto do Indutor de Entrada

Substituindo de forma correta os valores na equação (3.46) encontra-se a indutância de entrada. Alguns cálculos preliminares são encontrados na planilha em anexo.

$$L = 5,1 \text{ mH}$$

O valor de indutância calculado anteriormente deve garantir que a ondulação de corrente de entrada fique abaixo da máxima especificada, além do comportamento esperado do controlador de corrente. O projeto do indutor de entrada foi feito baseado em [23] e os cálculos estão disponibilizados na planilha em anexo 3.

Os resultados obtidos no projeto físico são mostrados na tabela

Núcleo	E-55
Número de espiras	155
Comprimento do fio	17,36 m
Condutores em paralelo	2

Tabela 5.1: Resultados obtidos no projeto físico do indutor.

5.1.2. Dimensionamento do Transformador

O transformador utilizado no projeto é do tipo com derivação central. Os cálculos do dimensionamento do transformador são semelhantes aos realizados para o indutor [23].

Os cálculos detalhados encontram-se na planilha descrita no anexo 4. Os resultados do projeto físico do transformador são mostrados na tabela a seguir.

Núcleo	E-55
Número de espiras nos enrolamentos	28
Condutores em paralelo	2
Comprimento total do enrolamento	3,136 m

Tabela 5.2: Resultados obtidos no projeto físico do transformador

5.1.3. Dimensionamento do Capacitor de Saída.

A capacitância de saída é obtida por meio da equação (3.60).

$$C_o = 1,65 \text{ mF}$$

Admitindo que a tensão sobre um capacitor seja 100 V , uma vez que serão utilizados dois capacitores, o componente suporta a corrente eficaz esperada.

Outro fator importante na escolha do componente consiste na máxima corrente eficaz que pode circular pelo capacitor. No capítulo 3, verificou-se que para as especificações adotadas, a corrente eficaz no capacitor é 1,36 A .

Para o valor calculado, uma configuração possível trata-se de uma associação série de dois capacitores de 1 mF tipo 381LQ. Estes capacitores suportam uma tensão de até 450 Volts, a faixa de temperatura de operação pode ir de -40°C à 105°C dependendo da tensão aplicada aos terminais do dispositivo.

O catálogo do fabricante fornece os valores de corrente em condições de baixa e alta frequência [24].

5.1.4. Dimensionamento dos Diodos

No capítulo 3, calcularam-se os valores eficaz e médio da corrente nos diodos.

$$I_{Def} = 1,3 \text{ A}$$

$$I_{Dmed} = 0,625 \text{ A}$$

Para a faixa de potência pretendida no conversor estudado, uma boa opção é o diodo de carboneto de silício. O diodo C3D02060A da CREE opera para uma tensão reversa máxima D até 600V, além de permitir circulação de corrente de até 8A, dependendo da temperatura de operação [25].

A obtenção das perdas no diodo é critério importante para escolha do semicondutor, pois afetam diretamente o rendimento do conversor. A perda total no diodo é a soma das perdas em comutação e em condução.

As perdas em condução ocorrem em virtude da potência que é dissipada e transformada em calor durante o período em que o diodo está polarizado diretamente. A equação (5.1) representa as perdas em condução do diodo.

$$P_{cond} = r_T I_{Def}^2 + V_{To} I_{Dmed} \quad (5.1)$$

O circuito equivalente de um diodo em condução apresenta uma fonte de tensão V_{To} em série com uma resistência r_T . O termo V_{To} representa uma força

contra eletromotriz relacionada à queda de tensão direta do diodo. A resistência r_T representa a resistência interna do diodo. Substituindo os valores encontrados no catálogo do fabricante obtêm-se as perdas em condução.

$$P_{cond} = 1,15 \text{ W}$$

As perdas na comutação dependem da tensão máxima reversa aplicada ao diodo, da frequência em que ocorre a comutação, além da carga armazenada na capacitância de recuperação reversa do diodo enquanto o mesmo está conduzindo. A equação (5.2) expressa as perdas na comutação.

$$P_{com} = Q_{rr} V_{Dmax} f_s \quad (5.2)$$

O valor da carga de recuperação reversa é fornecido no catálogo do componente, a tensão máxima foi obtida no capítulo 3 e a frequência de comutação é uma especificação de projeto. Substituindo esses valores adequadamente na equação (5.2) têm-se as perdas [26].

$$P_{com} = 77 \text{ mW}$$

A perda total, assumindo que as operações de ambos os diodos são iguais, é calculada a seguir. Nota-se um valor muito baixo para as perdas em comutação. Este fato justifica-se pela escolha do diodo de carboneto de silício que praticamente não possui tensão de recuperação reversa.

$$P_{Total} = 2.(1,15 + 0,077) = 2,45 \text{ W}$$

5.1.5. Dimensionamento dos Interruptores.

Os transistores MOSFET são comumente utilizados como interruptores. As suas dimensões físicas, a simplicidade e facilidade de uso, assim como o seu baixo consumo de energia justificam a sua preferencia nos mais variados projetos.

No dimensionamento do transistor é observado, a corrente eficaz e a máxima tensão de bloqueio nos terminais do dispositivo, como parâmetros imprescindíveis na escolha do semiconductor, posteriormente verifica-se as suas características estáticas, bem como as dinâmicas.

Os valores de, corrente eficaz e tensão máxima de bloqueio, calculados foram os seguintes.

$$I_{Sef} = 1,46 \text{ A}$$

$$V_{S\max} = 400 \text{ V}$$

Baseado nesses valores, um dos MOSFETs que pode ser utilizado trata-se do SiHP30N60E da fabricante VISHAY.

De modo semelhante aos diodos, o cálculo das perdas nos interruptores é um fator determinante na escolha de um transistor MOSFET. Analogamente, serão calculada as perdas em condução e na comutação [27].

As perdas em condução podem ser expressas pela equação (5.3)

$$P_{cond} = R_{ds(on)(100^\circ)} \cdot I_{Sef}^2 \quad (5.3)$$

O termo $R_{ds(on)}$ é a resistência de condução do interruptor. O manual do fabricante fornece uma resistência de condução a 25° Celsius, para que se obtenha a resistência de condução à 100° Celsius, necessita-se multiplicar $R_{ds(25^\circ)}$ por um fator de correção. Substituindo os valores corretamente em (5.3) chega-se as perdas em condução.

$$P_{cond} = 1,51 \text{ W}$$

As perdas em comutação são calculadas de acordo com a equação (5.4).

$$P_{com} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{f}{2} \cdot (t_r + t_f) i_{d(on)}(\theta) V_{S\max} d\theta \quad (5.4)$$

Nota-se que as perdas em comutação variam com o valor instantâneo da corrente em seus terminais. Os termos t_r e t_f correspondem ao tempo de subida e descida da corrente do transistor. Substituindo os valores em (5.4) encontra-se as perdas em comutação.

$$P_{com} = 0,559 \text{ W}$$

Assumindo que ambos os interruptores serão iguais, tem-se que,

$$P_T = 2(P_{cond} + P_{com}) \quad (5.5)$$

Logo,

$$P_T = 4,15 \text{ W}$$

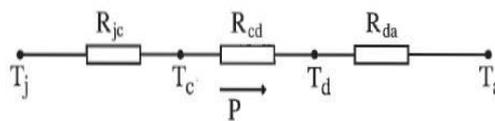
É importante lembrar que no circuito real as indutâncias de dispersão do transformador não teriam para onde desmagnetizar quando os interruptores bloqueiam. Se nenhuma providência for tomada isso poderia ocasionar sobretensões excessivas e levar a falha dos interruptores. Em virtude disso, seria necessária a inclusão de um circuito grampeador de tensão para limitar a tensão sobre o interruptor abaixo dos limites estabelecidos pelo fabricante. Detalhes sobre circuitos grampeadores de tensão para este conversor podem ser encontrados em [28].

5.1.6. Dimensionamento do Dissipador.

A corrente que circula pelos semicondutores gera calor, tanto em condução quanto na comutação. Para evitar prejuízos aos componentes, o calor gerado deve ser dissipado para o ambiente, caso contrário haverá um aumento na temperatura da junção acima do limite máximo permitido. A corrente máxima e, portanto a potência máxima que um diodo de potência pode processar é limitada apenas pela temperatura de junção.

A escolha do dissipador e o cálculo das perdas em um componente são de importância prática fundamental.

Figura 5.1: Circuito Térmico Equivalente dos Semicondutores [26].



As grandezas representadas na Figura 5.2 são definidas da maneira a seguir:

T_j – Temperatura da junção (°C): 100°C

T_c – Temperatura da cápsula (°C)

T_d – Temperatura do dissipador (°C)

T_a – Temperatura ambiente (°C): 50°C

P – perdas nos componentes (W)

R_{jc} - resistência térmica entre a junção e a cápsula (°C/W)

R_{cd} - resistência térmica entre a cápsula e o dissipador (°C/W)

R_{da} - resistência térmica entre o dissipador e o ambiente (°C/W)

R_{ja} - resistência térmica entre a junção e o ambiente (°C/W)

O somatório das resistências expostas na Figura 5.1 representa a resistência térmica entre a junção e o ambiente, ou simplesmente a resistência total do dissipador.

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \quad (5.6)$$

A expressão (5.6) é utilizada para determinar a resistência térmica total em função da diferença de temperatura entre a junção e o ambiente e a potência dissipada no componente.

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (5.7)$$

Com a expressão (5.7) calcula-se a resistência térmica entre a cápsula e o ambiente

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{dc} \quad (5.8)$$

As resistências térmicas R_{jc} e R_{dc} são fornecidas pelo fabricante do componente.

O dissipador adequado para o circuito pode ser encontrado com o auxílio de um catálogo. Caso o valor encontrado não seja comercial, deve ser escolhido um dissipador com resistência térmica menor que a calculada.

Em uma tabela de dissipadores encontrada em [26], a resistência térmica relacionada ao dissipador é a soma da resistência térmica entre o dissipador e o ambiente e a resistência de contato cápsula – dissipador. Manipulando a equação (5.8), temos que:

$$R_{da} + R_{cd} = R_{ja} - R_{jc} \quad (5.9)$$

Dissipador para o diodo

Utilizando a equação (5.7), temos que,

$$R_{ja} = \frac{100 - 50}{2,45} = 20,4081 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

A resistência térmica entre a junção e cápsula é fornecida pelo fabricante do componente. Para o diodo selecionado, $R_{jc} = 3,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, substituindo os valores encontrados em (5.9) chega-se ao seguinte valor.

$$R_{da} + R_{cd} = R_{ja} - R_{jc} = 20,4081 - 3,8 = 16,6081 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Dissipador para o MOSFET

O método utilizado para o MOSFET é semelhante ao utilizado para o diodo, assim utilizando a equação (5.7), tem-se que,

$$R_{ja} = \frac{100 - 50}{4,15} = 12,0481 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Utilizando $R_{jc} = 0,5 \text{ } \Omega$, dado pelo fabricante do componente temos que:

$$R_{da} + R_{cd} = R_{ja} - R_{jc} = 12,0481 - 0,5 = 11,56 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Com os valores dos somatórios obtidos acima e utilizando o catálogo de dissipadores da SEMIKRON, concluiu-se que o melhor dissipador para o diodo e para o MOSFET é o K9-M4 que possui uma massa aproximada de 50g, o qual não necessita de ventilação forçada [26].

5.2. Estágio de Controle

O dimensionamento do estágio de controle consiste na escolha dos valores de resistência e capacitância dos compensadores de tensão e corrente, de acordo com as posições dos pólos e zeros.

A especificação do projeto assume uma frequência de comutação de 40kHz . No compensador de corrente um pólo está localizado invariavelmente na origem.

O segundo pólo pode estar posicionado na metade da frequência de comutação para garantir que a frequência de cruzamento esteja na faixa plana da função de transferência do compensador de corrente.

$$f_{p2} = 20 \text{ kHz}$$

O zero da função de transferência do compensador deve estar uma década abaixo da frequência de comutação para maximizar a margem de fase.

$$f_z = 2 \text{ kHz}$$

Para dimensionar os componentes físicos do compensador é necessário conhecer o ganho em faixa plana do circuito, dado por (4.52).

$$G_{FP} = 17,7$$

Com o valor do ganho calculado e atribuindo um valor a R_2 igual a $10 \text{ k}\Omega$ utiliza-se a equação (4.53) para dimensionar o valor de R_3 .

$$R_3 = 77 \text{ k}\Omega$$

Substituindo os valores de frequência especificados nas expressões (4.54) e (4.55) e do resistor R_3 chega-se aos capacitores adequados para o projeto.

$$C_1 = 1 \text{ nF}$$

$$C_2 = 115 \text{ pF}$$

No compensador de tensão, os resistores R_6 e R_7 estão relacionados ao ganho estático desejado para tensão de saída como mostra a equação (4.59). Assumindo R_6 igual a $10 \text{ k}\Omega$ tem-se o seguinte valor para R_7 .

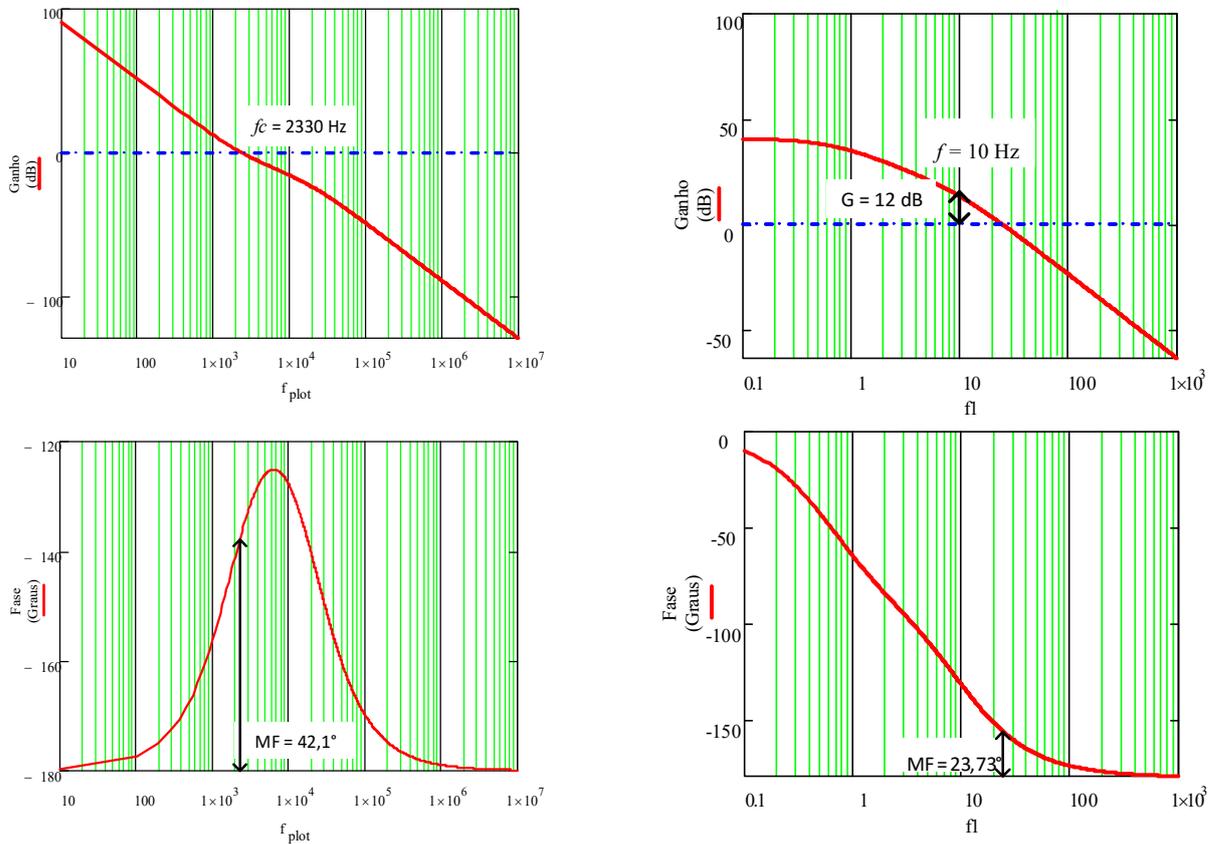
$$R_7 = 167,9 \text{ k}\Omega$$

O pólo do compensador de tensão deve estar posicionado em algumas dezenas de Hertz para atenuar as distorções da corrente de entrada, uma vez que a malha de tensão possui baixa velocidade. Arbitrando f_p igual a 10 Hz pode-se dimensionar o capacitor C_6 por meio da expressão (4.60).

$$C_6 = 94,8 \text{ nF}$$

Os diagramas de Bode das malhas de corrente e tensão compensadas são mostradas na Figura 5.2.

Figura 5.2: Diagramas de Bode:(a) Malha de Corrente, (b) Malha de Tensão

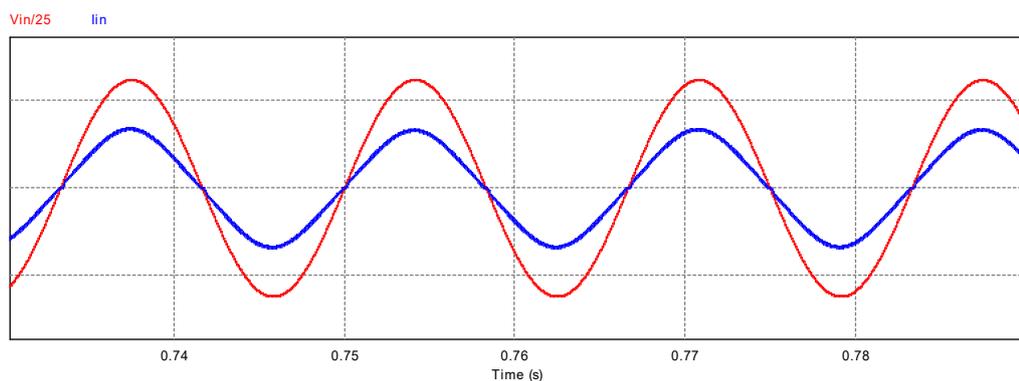


Capítulo 6 – Resultados e Simulações

A Figura 6.1 mostra a tensão e a corrente de entrada. Dividiu-se a tensão de entrada por 10 para melhor visualização do comportamento de entrada do conversor. A corrente de entrada possui baixa distorção harmônica está em fase com a tensão de alimentação do sistema, o que reflete num elevado fator de potência.

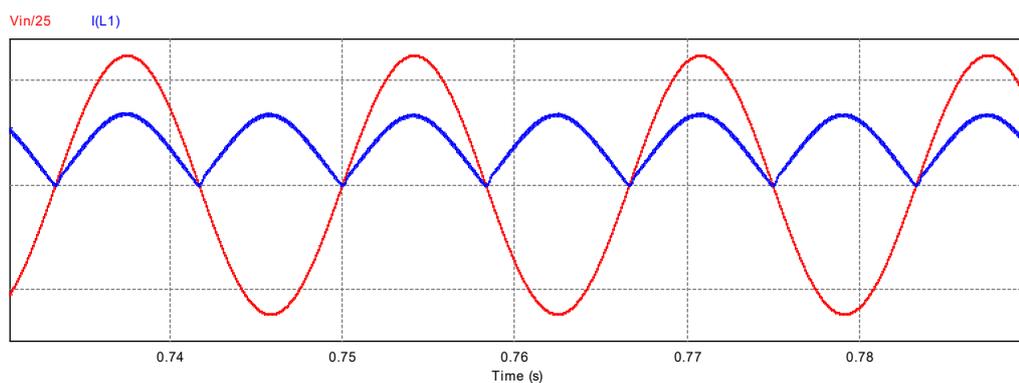
O fator de potência visto na simulação foi de 0,9993, o qual está acima do limite especificado pela Agência Brasileira de Energia Elétrica que é de 0,92. O conversor projetado também está acima do limite imposto por algumas empresas de serviço publico norte-americanas que é de 0,95.

Figura 6.1: Tensão e Corrente de entrada



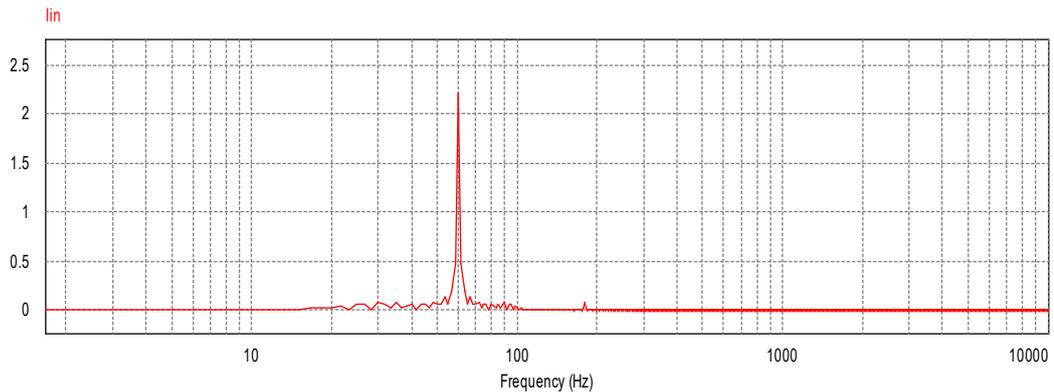
Para garantir um elevado fator de potência, o controlador de corrente atua no sistema fazendo com que a corrente no indutor possua formato retificado e em fase com a tensão de entrada como mostra a Figura 6.2.

Figura 6.2: Tensão de Entrada e Corrente no Indutor de Entrada.



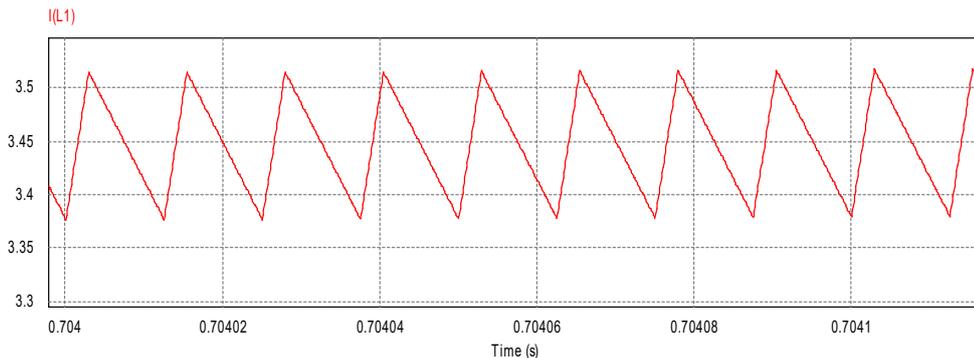
Com o elevado fator de potência alcançado nota-se que no espectro harmônico da corrente de entrada a componente fundamental é muito maior que as demais componentes como ilustrado na Figura 6.3. A taxa de distorção harmônica observada foi de 4,47% , abaixo do valor recomendado pela IEEE 519 -1992.

Figura 6.3: FFT da corrente de entrada.



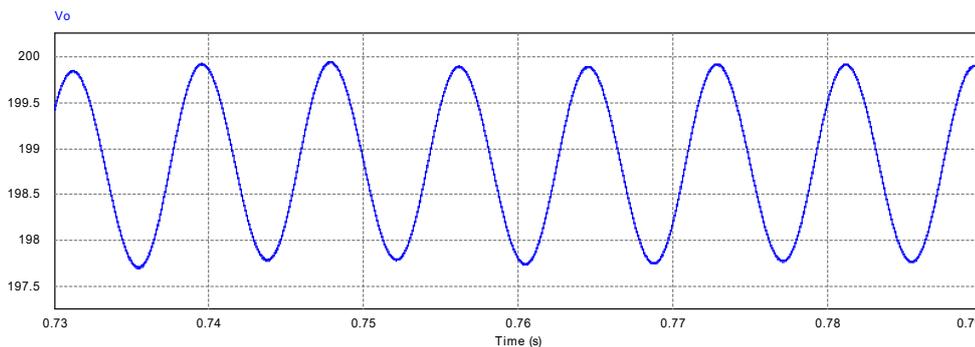
O detalhe da ondulação em alta frequência da corrente no indutor é mostrado na Figura 6.4. Verificou-se em simulação uma ondulação de corrente no indutor de 0,12 A . O valor simulado representa 5,8% da corrente média no indutor, logo está dentro do valor de projeto especificado.

Figura 6.4: Detalhe da ondulação da corrente de entrada.



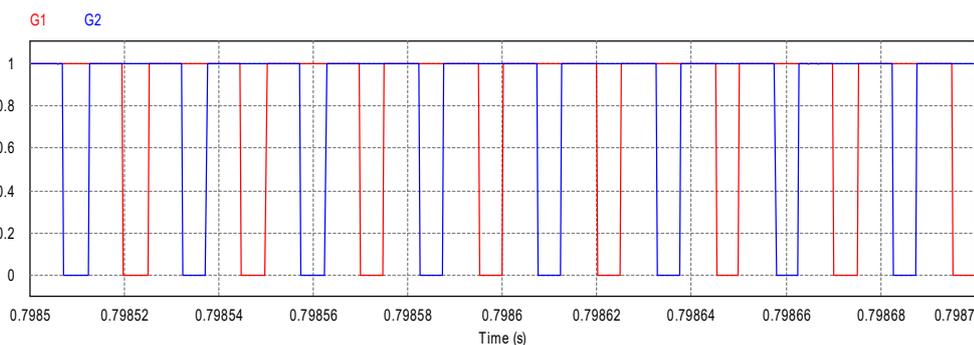
A Figura 6.5 mostra a ondulação na tensão de saída. Encontrou-se em simulação uma ondulação de tensão igual a 1% e o erro estático ficou em torno de 0,7% , abaixo de 2% , que foi o valor especificado.

Figura 6.5: Detalhe da ondulação da tensão de saída.



Os sinais de comando na Figura 6.6 devem manter pelo menos um interruptor em condução durante todo período de operação para que não haja sobretensões destrutivas nos componentes.

Figura 6.6: Sinais de Comando.



A Figura 6.7 mostra o comportamento da tensão de saída ao aplicar-se um degrau de carga de 50% e após um período o acréscimo de carga é retirado. Percebe-se a presença de um transitório, porém após esse período a tensão de saída do conversor retorna o valor de referência salvo o erro estático especificado. A operação em carga nominal possui máxima ondulação de tensão e menor tensão de saída.

A corrente de entrada possui comportamento contrário ao da tensão de saída quando aplicado o degrau de carga. Observa-se na Figura 6.8 que ao aumentar-se a carga, a corrente de entrada também aumenta, sendo assim mantém-se a conservação de potência.

Figura 6.7: Tensão de saída com aplicação de degrau de carga.

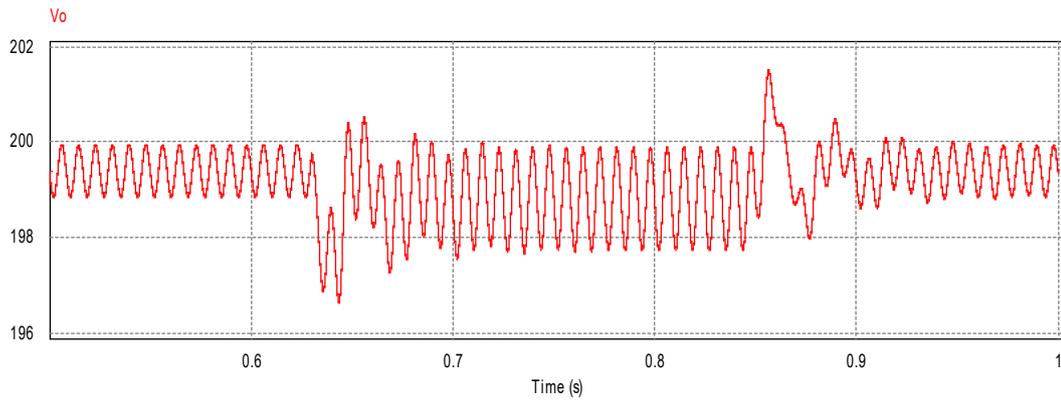
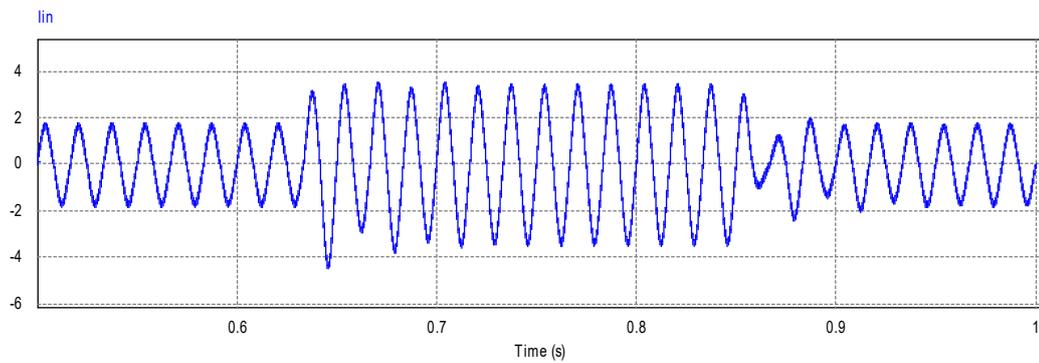
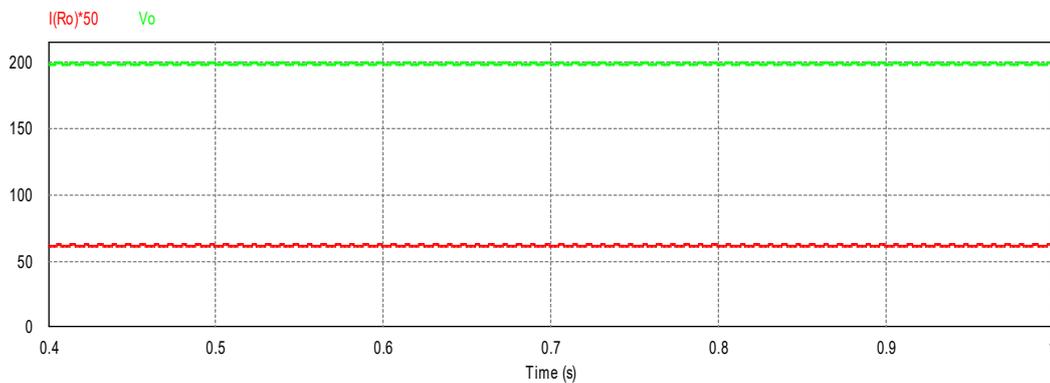


Figura 6.8: Corrente de entrada com aplicação do degrau de carga.



Na Figura 6.9 observa-se a tensão e a corrente de saída. Na simulação a potência processada na saída foi de 247 W. Notou-se um erro de aproximadamente 1% em relação ao especificado. Para melhor visualização multiplicou-se a corrente de saída por 50.

Figura 6.9: Tensão e Corrente de Saída



Conclusão

Com o objetivo de corrigir o fator de potência de cargas com alto conteúdo harmônico na corrente de entrada, apresentou-se nesse trabalho o projeto do conversor *Push-Pull* alimentado em corrente. Além da correção do fator de potência, o conversor estudado permite a regulação da tensão de saída independentemente da carga conectada na saída do conversor.

Primeiramente, analisou-se teoricamente o estágio de potência do conversor *Push-Pull* alimentado em corrente convencional, bem como o comportamento do conversor, as etapas de operação e o ganho estático. A partir desta topologia, adicionou-se um retificador monofásico.

O conversor *Push-Pull* alimentado em corrente para correção do fator de potência é alimentado por uma fonte de tensão senoidal em conjunto à um retificador monofásico de onda completa. Observa-se que para esta topologia a razão cíclica varia com o ângulo de fase da tensão de entrada, porém a frequência de comutação permanece constante. Esta particularidade afeta diretamente as formas de onda dos componentes de potência e conseqüentemente o dimensionamento dos componentes de potência, uma vez que existem uma componente de baixa frequência devido à fonte de alimentação e outra de alta frequência, nos semicondutores e no capacitor, devido a frequência de comutação.

O estágio de controle é composto por uma malha de tensão e outra de corrente. A modelagem dinâmica das malhas de controle baseou-se no teorema dos valores médios.

Vale salientar a importância da escolha adequada dos sensores de corrente e tensão a utilizar-se no projeto. Recomenda-se, por simplicidade, que um dos dispositivos seja do tipo isolado. No projeto proposto, escolheu-se um sensor de tensão isolado, proporcionando a possibilidade de conexão do circuito de comando e da fonte de entrada na mesma referência.

Finalmente, apresentou-se por meio de simulação o comportamento em operação do conversor proposto. Percebe-se que as formas de onda expostas

corroboram o estudo teórico realizado anteriormente e confirmam o benefício do conversor *Push-Pull* alimentado em corrente na correção do fator de potência, uma vez que obteve-se um fator de potência bem acima do exigido pela norma brasileira da ANEEL.

Para continuidade do trabalho desenvolvido sugere-se a obtenção de resultados por meio de um protótipo desenvolvido em laboratório e a implementação de grampeamento ativo.

Referências Bibliográficas

- [1] Manual para Correção do Fator de Potência, Disponível em: <<http://www.weg.net>>
- [2] Postiglione, C. “*Fonte de Alimentação de Estágio Único com Correção do Fator de Potência*”, Tese de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. Santa Catarina. 2009 2 posição.
- [3] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. ANSI/IEEE Std 519-1992: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. New York, 1992. 3 posição
- [4] Marius, M. ; Serban, L. ; Ovidiu, P. “*Modern education methods in extracting power factor preregulator's parameters*”, Electronics Technology: Meeting the Challenges of Electronics Technology Progress, 2004. 27th International Spring Seminar on, 2004 , Page(s): 393 - 397 vol.3. 4 posição
- [5] Jintakosonwit, P. ; Fabrinet Co., Ltd., Pathumthani ; Srianthumrong, S. “*Implementation and Performance of an Anti-Resonance Hybrid Delta-Connected Capacitor Bank for Power Factor Correction*”, Power Electronics, IEEE Transactions on , 2007, Page(s): 2543-2551, Vol 22., Iss 6.
- [6] de Aragao Filho, W.C.P. ; Barbi, I. “*A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation*” Telecommunications Energy Conference, 1996, Page(s): 313-320 7 posição
- [7] Lin, Weiming ; Cui, Hong ; Zhang, Qiang “*A High Efficiency Single-stage PFC by Integrating Boost and Buck with Two Switches*”, Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), 2013 , Page(s): 1 – 4.

- [8] Bastos, G. “*Retificador Monofásico com Alto Fator de Potência com Conexão Comum entre Entrada e Saída*”, Fortaleza, Universidade Federal do Ceará, 2006.
- [9] Krishna, S.A; Abraham, L. ; “*Boost Converter based Power Factor Correction for single phase rectifier using fuzzy logic control*”, Computational Systems and Communiactions (ICCSC), 2014 First International Conference on; 2014, Page(s): 122-126.
- [10] Fei Zhang ; Jianping Xu ; “*A Novel PCCM Boost PFC Converter With Fast Dynamic Response*”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010, Page(s): 4207-4216, Vol 58., Iss 9.
- [11] R. -T. Chen ; Y. -Y. Chen. “*Single-Stage Push-Pull Boost Converter With Integrated Magnetics and Input Current Shaping Technique*” IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, Page(s): 1193 - 1203.
- [12] Yu-Kang Lo ; Huang-Jen Chiu ; Yu-Chen Liu. “*Analysis and Design of a Push-Pull Single-Stage Flyback Power Factor Corrector*”, Power Electronics Conference, 2014, Page(s): 2593-2597.
- [13] Yu-Kang Lo ; Huang-Jen Chiu. “*Analysis and Design of a Push-Pull Quase Ressonant Boost Power Factor Corrector*”, IEEE on Transactions Power Electronics, 2013, Page(s): 347-356.
- [14] de Aragão Filho, W.C.P ; Barbi I; “*A Comparison Between Two Current-Fed Push-Pull DC-DC Converters-Analysis, Design and Experimentation*”, Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International, Page(s): 313 – 320.
- [15] Retificador Monofásico com Correção Ativa de Fator de Potência Empregando o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente, Material disponível em <<http://ivobarbi.com/downloads>>.
- [16] Peraça, M. T. “*Conversores CC-CC para Aplicação em Equipamentos de Refrigeração*”, Florianópolis, 2002.
- [17] Barbi, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Florianópolis. Edição do Autor. 2001
- [18] Erickson, R. W. “*Fundamentals of Power Electronics*”. 1 ed. New York: Chapman and Hall, 1997.
- [19] Nise, N. *Engenharia de Sistemas de Controle*. LTC, 3 ed. 2002

- [20] Matthew, N. O. Sadiku, Charles K. *Análise de Circuitos Elétricos*. Porto Alegre. AMGH Editora. 2014. Pag 187.
- [21] Datasheet Voltage Transducer LV-25P, LEM, <<http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>>, em 24 de Maio de 2016.
- [22] Silva. E, T, “*Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost*“, Florianópolis, 1994.
- [23] Projeto Físico de Indutores e Transformadores, Ivo Barbi, Carlos Henrique Illa Font, Ricardo Luiz Alves, Universidade Federal de Santa Catarina, Março/2002
- [24] Datasheet Type 381LQ, <<http://www.farnell.com/datasheets/1747039.pdf>>, em 24 de Maio de 2016.
- [25] Datasheet C3D02060A, *Z-Rec Rectifier*, <<http://www.farnell.com/datasheets/2048823.pdf>>, em 24 de Maio de 2016.
- [26] Barbi, I. *Eletrônica de Potência*. 7ª ed. Florianópolis. 2012. Edição do Autor. 498 p
- [27] Datasheet SiHP30N60E, Vishay, <<http://www.vishay.com/docs/91456/sihp30n60e.pdf>>, em 24 de Maio de 2016.
- [28] Faruk, J. N. *Estudo de um conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Ggrampeamento Ativo*. Florianópolis, 1998.