

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

JÚLIO CÉSAR SECOLO GANACIM

**ESTUDO DO CONTROLE COM FEEDFORWARD DE POTÊNCIA E
REALIMENTAÇÃO DIRETA APLICADO AO RETIFICADOR BOOST
BRIDGELESS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2015

JÚLIO CÉSAR SECOLO GANACIM

**ESTUDO DO CONTROLE COM FEEDFORWARD DE POTÊNCIA E
REALIMENTAÇÃO DIRETA APLICADO AO RETIFICADOR BOOST
BRIDGELESS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Automação e Sistemas.

Orientador: Alceu André Badin

CURITIBA

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

- G195e Ganacim, Júlio César Secolo
Estudo do controle com feedforward de potência e realimentação direta aplicado ao retificador boost bridgeless com alto fator de potência/ Júlio César Secolo Ganacim. – 2015.
110 f. : il. ; 30 cm
- Orientador: Alceu André Badin.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Curitiba, 2015.
Bibliografia: f. 100-102.
1. Teoria de controle. 2. Retificadores controlados. 3. Retificador *Boost Bridgeless* 4. Realimentação Direta 5. *Feedforward* de potência

CDD (22. ed.) 621.3

Biblioteca xxxxxx

Título da Dissertação Nº.

“Estudo do Controle com *Feedforward* de Potência e Realimentação Direta Aplicado ao Retificador *Boost Bridgeless* com Alto Fator de Potência.”

por

Júlio César Secolo Ganacim

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia De Automação E Sistemas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 9h do dia 04 de dezembro de 2014. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores doutores:

Prof. Dr. Alceu André Badin
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Romeu Hausmann
(FURB)

Prof. Dr. Roger Gules
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Emilio Carlos Gomes Wille, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Programa.

Ao povo brasileiro.

AGRADECIMENTOS

A minha família. Meus pais pelo apoio e incentivo constante e ao meu irmão pelo exemplo.

Ao professor Alceu André Badin, pela orientação, amizade, conhecimentos transmitidos e disposição para encarar em conjunto todas as adversidades deste trabalho. Ao professor Cristiano Quevedo Andrea, por abrir as portas para o desenvolvimento desta pesquisa.

Aos engenheiros Daniel Alvarenga, Martin Breus Meier e Júlio César Moura Faé pela ajuda na implementação do hardware e software do protótipo utilizado. A todos os integrantes do NUPET que contribuem para o desenvolvimento das pesquisas no ramo da eletrônica de potência na Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Aos amigos e colegas que em muito contribuíram durante esta etapa da minha vida.

Ao povo brasileiro que viabilizou economicamente a realização deste trabalho.

A ciência se compõe de erros que, por sua vez, são os passos até a verdade.

Júlio Verne

RESUMO

GANACIM, Júlio César S.. ESTUDO DO CONTROLE COM FEEDFORWARD DE POTÊNCIA E REALIMENTAÇÃO DIRETA APLICADO AO RETIFICADOR BOOST BRIDGELESS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA. 110 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

Neste trabalho é apresentado um estudo de controladores aplicados a retificadores *boost* pré reguladores de alto fator de potência. A estratégia convencional, mais utilizada, é o controle por valores médios instantâneos que apresenta uma malha de corrente rápida e uma malha de tensão lenta. A frequência de corte desta última malha é baixa devido a ondulação de tensão de saída no dobro da frequência da rede que deve existir para apresentar uma corrente de entrada com baixa distorção harmônica. Esses controladores apresentam um sobressinal elevado e transição lenta durante transitórios de carga, levando a elevação da tensão dos capacitores de saída.

A técnica apresentada é um controlador digital com *feedforward* de potência de saída associado a uma malha de realimentação direta, também conhecido como autocontrole. Essa estratégia possibilita melhores resultados nos transitórios de carga possibilitando redução do capacitor de saída com reduzido sobressinal no transitório de carga.

Palavras-chave: Autocontrole, Retificadores controlados, Qualidade de energia, Distúrbios de carga

ABSTRACT

GANACIM, Júlio César S.. STUDY OF THE CONTROL WITH A OUTPUT POWER FEEDFORWARD AND ONE CYCLE CONTROL APPLIED TO A BRIDGELESS BOOST RECTIFIER WITH HIGH POWER FACTOR. 110 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

In this work a study applied in controlled boost rectifiers with high power factor is presented. A most widely used conventional control strategy is the instant average current control, this kind of control have a fast current loop and a slow voltage loop. The cutoff frequency of the voltage loop is low because the output voltage ripple must be twice the frequency of the input network, that need to exist to provide an input current with low harmonic distortion. These controllers feature a high overshoot and a slow transition during the transient load what leads a high voltage in the output capacitors.

The developed technique is a digital controller that operate with a feedforward output power associated with one cycle control. This strategy provides better results in the load transient, reducing the overshoot and allowing a reduction of the output capacitor.

Keywords: One cycle control, Controlled rectifier, Power quality, Load transient

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Retificador monofásico com carga resistiva e capacitor de filtro	20
FIGURA 2	– Retificador <i>Boost</i> clássico	20
FIGURA 3	– Retificador <i>Boost Bridgeless</i>	21
FIGURA 4	– Controle por corrente média	27
FIGURA 5	– Retificador <i>boost</i> com controle por corrente de pico	29
FIGURA 6	– Retificador <i>boost</i> com controle da corrente por histerese	30
FIGURA 7	– Retificador <i>boost</i> monofásico com controle por portadora programada ...	31
FIGURA 8	– Retificador <i>boost</i> monofásico com controle por potência	32
FIGURA 9	– Diagrama do funcionamento do sistema por realimentação direta	33
FIGURA 10	– Circuito <i>Boost PFC</i> monofásico com indutor antes da ponte retificadora ..	34
FIGURA 11	– Circuito equivalente do <i>Boost PFC</i> monofásico com indutor antes da ponte retificadora visto pelo indutor	35
FIGURA 12	– Diagrama de blocos para o modelo do Retificador <i>Boost</i>	35
FIGURA 13	– Diagrama de blocos para o modelo do Retificador <i>Boost</i> com controle clássico por corrente média instantânea	35
FIGURA 14	– Diagrama de blocos para o modelo do Retificador <i>Boost</i> com controle sem referência de corrente	36
FIGURA 15	– Circuito equivalente do <i>Boost PFC</i> monofásico com autocontrole	37
FIGURA 16	– Implementação do autocontrole para um <i>Boost PFC</i> monofásico	37
FIGURA 17	– Diagrama de Bode da corrente, em função da tensão de entrada, usando a estratégia de autocontrole	39
FIGURA 18	– Implementação da realimentação direta junto a malha externa de potência em um retificador <i>Boost PFC</i> monofásico	41
FIGURA 19	– Retificador <i>Boost Bridgeless PFC</i> Monofásico	44
FIGURA 20	– Etapas de operação no ciclo positivo da rede com condução pelo diodo ...	45
FIGURA 21	– Etapas de operação no ciclo negativo da rede com condução pelo diodo ..	45
FIGURA 22	– Etapas de operação no ciclo positivo da rede com condução pelo interruptor	46
FIGURA 23	– Etapas de operação no ciclo negativo da rede com condução pelo interruptor	47
FIGURA 24	– Sinal de chaveamento para os interruptores M1 e M2	47
FIGURA 25	– Formas de onda das correntes no retificador	48
FIGURA 26	– Variação da Razão Cíclica nos interruptores durante um ciclos da rede ...	50
FIGURA 27	– Aplicação da realimentação direta e malha de tensão em um retificador <i>boost bridgeless</i>	55
FIGURA 28	– Aplicação da realimentação direta, malha de tensão e <i>feedforward</i> de potência em um retificador <i>boost bridgeless</i>	56
FIGURA 29	– Circuito de potência	59
FIGURA 30	– Corrente média instantânea para a saída do retificador em um período da rede	65
FIGURA 31	– Circuito equivalente para a saída do retificador	65
FIGURA 32	– Ondulação da tensão de saída do retificador	66
FIGURA 33	– Simulação do retificador	73
FIGURA 34	– Corrente e tensão de entrada em potência nominal	74

FIGURA 35	– Corrente de entrada e tensão de saída em regime permanente	74
FIGURA 36	– Degrau de aumento de carga de 25%	75
FIGURA 37	– Degrau de redução de carga de 25%	76
FIGURA 38	– Degrau de aumento de carga de 50%	76
FIGURA 39	– Degrau de redução de carga de 50%	77
FIGURA 40	– Degrau de aumento de carga de 25% com <i>feedforward</i> de potência	77
FIGURA 41	– Degrau de redução de carga de 25% com <i>feedforward</i> de potência	78
FIGURA 42	– Degrau de aumento de carga de 50% com <i>feedforward</i> de potência	78
FIGURA 43	– Degrau de redução de carga de 50% com <i>feedforward</i> de potência	79
FIGURA 44	– Esquemático dos experimentos realizados	80
FIGURA 45	– Protótipo utilizado	81
FIGURA 46	– Bancada de trabalho com todos os circuitos	82
FIGURA 47	– Circuito auxiliar de pré-carga	83
FIGURA 48	– Circuito auxiliar de comutação de cargas	84
FIGURA 49	– Retificador <i>boost bridgeless</i> com controladores e sinais externos	85
FIGURA 50	– Fluxograma do programa desenvolvido	86
FIGURA 51	– Corrente e tensão de entrada do retificador <i>boost bridgeless</i>	88
FIGURA 52	– Componentes harmônicas relevantes em relação a fundamental	89
FIGURA 53	– Degrau de aumento de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão	90
FIGURA 54	– Degrau de redução de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão	91
FIGURA 55	– Degrau de aumento de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão	91
FIGURA 56	– Degrau de redução de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão	92
FIGURA 57	– Cálculo apresentado via software para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão	93
FIGURA 58	– Degrau de aumento de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e <i>Feedforward</i> de potência	94
FIGURA 59	– Degrau de redução de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e <i>Feedforward</i> de potência	94
FIGURA 60	– Degrau de aumento de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e <i>Feedforward</i> de potência	95
FIGURA 61	– Degrau de redução de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e <i>Feedforward</i> de potência	96
FIGURA 62	– Cálculo apresentado via software para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão	96

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Parâmetros do circuito	67
TABELA 2	– Valores calculados	68
TABELA 3	– Principais componentes do circuito	88
TABELA 4	– Parâmetros do circuito	88
TABELA 5	– Resultados obtidos com os controladores	97

LISTA DE SIGLAS

SCR	<i>Silicon controlled rectifier</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
CC-CC	Conversão de corrente contínua para corrente contínua
CA-CC	Conversão de corrente alternada para corrente contínua
CC	Corrente Contínua
FP	Fator de Potência
UPS	Uninterruptible Power Supply
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVT	<i>Zero Voltage Transition</i>
ZCT	<i>Zero Current Transition</i>
PI	Proporcional integrador
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
CA	Corrente Alternada
PID	Proporcional Integrador Derivativo

LISTA DE SÍMBOLOS

V_i	Tensão de entrada do retificador
V_{puls}	Onda de tensão pulsada
V_p	Valor de pico da tensão senoidal da rede
ω	Frequência em radianos
P	Potência ativa
S	Potência aparente
i	Corrente na entrada do retificador
I_p	Valor de pico da corrente senoidal
α	Ângulo de defasamento entre tensão e corrente
α_1	Ângulo de defasamento entre corrente e tensão fundamental
L	Indutância
i_L	Corrente no indutor
V_L	Tensão no indutor
V_0	Tensão de saída do retificador
D	Razão cíclica
ω_r	Frequência da rede de 60Hz em radianos
s	Variável no domínio da frequência
σ	Ângulo de defasamento entre corrente e tensão de entrada imposto pelo autocontrole
R_{eq}	Resistência equivalente correspondente ao conversor
k_{Auto}	Constante para a malha interna de realimentação direta
D_{M_1}	Razão cíclica na chave M_1
D_{M_2}	Razão cíclica na chave M_2
P_{in}	Potência média de entrada
P_{out}	Potência média de saída
β	Relação entre tensão de saída do retificador e tensão de pico da entrada
I_D	Corrente média nos diodos
$I_{in_{ef}}$	Corrente eficaz de entrada do retificador
η	Rendimento
Δi_{in}	Ondulação da corrente de entrada
f_s	Frequência de chaveamento
T_s	Período de chaveamento
i_b	Corrente do barramento de saída
K_p	Ganho proporcional
K_{int}	Ganho do integrador
T	Relação entre ganhos proporcional e integral, constante de tempo
ω_c	Frequência onde o módulo da função de transferência é igual a um
k_p	Constante para a malha de potência

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1 JUSTIFICATIVA	17
1.2 OBJETIVOS	18
1.2.1 Objetivo Geral	18
1.2.2 Objetivos Específicos	18
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1 RETIFICADOR BOOST	19
2.2 TRANSITÓRIO DE CARGA	23
2.3 FATOR DE POTÊNCIA	24
2.4 MÉTODOS DE CONTROLE OPERANDO EM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA	27
2.4.1 Controle por corrente média instantânea	27
2.4.2 Controle por corrente de pico	29
2.4.3 Controle por histerese	30
2.4.4 Controle por portadora programada	31
2.4.5 Controle por malha externa de potência	31
2.5 CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DIRETA	33
2.6 FEEDFORWARD DE POTÊNCIA E REALIMENTAÇÃO DIRETA	41
2.7 CONCLUSÃO	42
3 RETIFICADOR BOOST BRIDGELESS	43
3.1 CIRCUITO DE POTÊNCIA	43
3.1.1 Etapas de operação Retificador <i>Boost Bridgeless</i>	44
3.1.1.1 Operação com condução pelo diodo intrínseco	45
3.1.1.2 Operação com condução pelo interruptor	46
3.1.2 Formas de onda do Retificador <i>Boost Bridgeless</i>	47
3.2 MALHA EXTERNA DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA	50
3.3 INTEGRAÇÃO ENTRE REALIMENTAÇÃO DIRETA E MALHA EXTERNA DE TENSÃO	53
3.4 INTEGRAÇÃO ENTRE REALIMENTAÇÃO DIRETA E MALHAS EXTERNAS, TENSÃO E <i>FEEDFORWARD</i> DE POTÊNCIA	56
3.5 CONCLUSÃO	58
4 PROJETO DO RETIFICADOR E DOS CONTROLADORES	59
4.1 ESPECIFICAÇÕES DO RETIFICADOR <i>BOOST BRIDGELESS</i>	59
4.1.1 Correntes nas chaves	60
4.1.2 Corrente nos diodos	61
4.1.3 Corrente de entrada	61
4.1.4 Indutância de entrada	62
4.1.5 Capacitância de saída	64
4.1.6 Dimensionamento dos componentes do retificador	67
4.2 PROJETO DOS CONTROLADORES	68

4.2.1 Malha interna de corrente por realimentação direta	68
4.2.2 Malha externa de tensão	69
4.2.3 Malha externa de potência	70
4.3 CONCLUSÃO	70
5 RESULTADOS COMPUTACIONAIS	72
5.1 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO	72
5.2 REALIMENTAÇÃO DIRETA E COMPORTAMENTO EM REGIME	73
5.3 OPERAÇÃO NO TRANSITÓRIO DE CARGA	74
5.3.1 Malha externa de tensão	75
5.3.2 Malha externa de potência	76
5.4 CONCLUSÃO	78
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	80
6.1 PROTÓTIPO DO RETIFICADOR <i>BOOST BRIDGELESS</i> UTILIZADO	81
6.1.1 Circuitos Auxiliares	83
6.2 <i>FIRMWARE</i>	85
6.3 IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA	87
6.3.1 Realimentação direta	88
6.3.2 Realimentação direta e malha externa de tensão	89
6.3.3 Realimentação direta, malha externa e <i>feedforward de potência</i>	93
6.4 CONCLUSÃO	97
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	98
REFERÊNCIAS	100
Anexo A – FORMULAÇÃO ANALÍTICA DO FATOR DE POTÊNCIA	103
A.1 DEFINIÇÃO CLÁSSICA	103
A.2 FORMULAÇÃO COM HARMÔNICOS DE CORRENTE	106
A.3 FORMULAÇÃO GERAL DO FATOR DE POTÊNCIA	108

1 INTRODUÇÃO

No fim do século XVIII com o invento do primeiro protótipo de pilha elétrica os esforços tecnológicos e intelectuais para área elétrica intensificaram-se. No decorrer do século XIX os primeiros centros de geração de energia em corrente contínua foram construídos, abastecendo as primeiras cargas instaladas nos centros urbanos.

No século XX equipamentos atualmente usuais estabeleceram-se como essenciais, como motores elétricos e a iluminação pública. Na indústria o predomínio era por máquinas em corrente contínua, pois, a necessidade de controle de torque e velocidade limitavam o uso de máquinas em corrente alternada.

Conforme a geração foi migrando para o padrão alternado, a necessidade por equipamentos retificadores recrudesciu. Com o advento dos retificadores por válvulas de mercúrio, os grupos de motores geradores para produção de corrente contínua tornaram-se obsoletos.

O desenvolvimento do SCR, introduziu os semicondutores dentro do processamento de energia e caracterizou o início de uma nova área da engenharia elétrica. A eletrônica de potência estuda o controle eficiente do fluxo de energia da fonte à carga com disponibilidade, confiabilidade, tamanho reduzido e baixo custo (WILSON, 2000).

Este novo ramo da engenharia impulsionou o desenvolvimento de novos equipamentos voltados à mudança dos parâmetros da rede. Inversores, conversores, cicloconversores e retificadores gradualmente tornaram-se usuais dentro da indústria. A popularização desses dispositivos foi rápida, atingindo os setores industriais, comerciais e residenciais. Entretanto estes dispositivos tem como característica serem cargas não lineares e podem distorcer a forma de onda da tensão e corrente acarretando na redução da qualidade de energia.

Segundo Ise et al. (2000) a qualidade de energia pode ser categorizada em três aspectos fundamentais; estabilidade da tensão, continuidade no fornecimento de energia e forma de onda da tensão e corrente. Cargas não lineares, como retificadores, podem afetar todos os aspectos mencionados prejudicando outros dispositivos na instalação e afetando parâmetros da

rede como o fator de potência.

Várias normas e legislações foram criadas para manter tanto o nível de distorção harmônica quanto o fator de potência em patamares aceitáveis para a maioria dos equipamentos. Atingir esses índices requer um tratamento externo de sinais mediante filtros ou de sistemas de controle eficientes que mantenham, além do valor de TDH reduzido, a corrente em fase com a tensão.

Um retificador quando não causa distúrbios à rede e mantém corrente em fase com a tensão é qualificado como um retificador PFC. Para atingir este patamar, como citado por Filadelfo e Lucena (2002), é necessário associar a ponte retificadora a um conversor CC-CC, o que permite que seja aplicado um controle adequado ao retificador.

Este trabalho visa contribuir no desenvolvimento de um estratégia conjunta de controladores. Uma baseada na realimentação direta, apresentado por Zafrany e Ben-Yaakov (1995), outra baseada em uma malha externa de potência, apresentado por Ganacim et al. (2013), ambas aplicadas em um retificador *boost bridgeless* monofásico com alto fator de potência.

Esta configuração de controle é derivada dos métodos usuais de controle dentro da indústria, que são os controles baseados em corrente média instantânea. Estes serão revisados destacando os pontos fortes e fracos de cada método o que evidencia as contribuições desta nova configuração. Busca-se, portanto, uma nova topologia capaz de manter a qualidade de energia e melhorar o resposta do sistema em transitórios de carga.

1.1 JUSTIFICATIVA

Dentro da eletrônica de potência, uma forma de aprimorar a confiabilidade de um sistema é utilizar um controle apropriado para a topologia de dispositivo estudado. No ramo de retificadores controlados com alto fator de potência as estratégias de controle permeiam sempre ao controle por corrente média. Este método já está consolidado como principal alternativa industrial, sendo adotado pelos principais fabricantes, entretanto, novas abordagens estão sendo criadas para atingir melhores resultados, tanto no âmbito técnico quanto econômico.

Novas possibilidades podem reduzir custos e paralelamente melhorar a performance dos retificadores, possibilitando atribuir mais robustez aos equipamentos. A viabilidade, destas novas topologias, passa por um estudo teórico e experimental, o que permite levantar as principais características do controlador apresentando sua possível contribuição. Permite, além do mencionado, apontar pontos de melhora em relação aos sistemas atualmente aplicados.

Este trabalho busca contribuir no desenvolvimento de novas tecnologias que envolvem retificadores controlados com alto fator de potência ao aplicar uma técnica de controle que melhora o desempenho dinâmico desses conversores. Sua eficácia será comprovada com uma aplicação em um protótipo real e os resultados serão apresentados e avaliados.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver de forma teórica e experimental um controlador baseado em realimentação direta e *feedforward* de potência para um retificador *boost* monofásico não isolado de alto fator de potência, visando melhorar a resposta do retificador a variações de carga em relação aos controladores usualmente utilizados.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Apresentar os problemas que serão abordados.
- Revisar a bibliografia especializada e as técnicas aplicadas em retificadores *boost*.
- Apresentar a topologia de retificador estudado.
- Desenvolver o estudo teórico do conversor com a estratégia por realimentação direta e *feedforward* de potência.
- Implementar o controlador de forma digital em um protótipo.
- Analisar os resultados experimentais e simulados.
- Fazer o comparativo entre as abordagens.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Todo trabalho intelectual depende de um sistema de comunicação, que compreende canais formais e informais, os quais os cientistas utilizam tanto para comunicar os resultados que obtêm quanto para se informarem dos resultados alcançados por outros pesquisadores (CENDÓN et al., 2000). Portanto a busca por informação e referências é um ponto essencial no desenvolvimento e aplicação de um novo estudo.

As bibliografias utilizadas levantam estudos similares ao que será apresentado neste trabalho, apresentando topologias de controle que são utilizadas e estratégias que abordam a mesma problemática.

Logo este capítulo através da contextualização, dos problemas e das soluções, apresenta os estudos preliminares e os conceitos pelos quais foi desenvolvido o trabalho aqui apresentado. Primeiramente é exposto o conversor e os problemas enfrentados pelos controladores, posteriormente são as topologias de controle que são descritas, permitindo a visualização completa do funcionamento do sistema e dos objetivos que se pretende alcançar.

2.1 RETIFICADOR BOOST

O conversor geralmente utilizado na correção do fator de potência é uma associação entre uma ponte retificadora e um conversor elevador, caracterizando o retificador *boost*.

Segundo Souza (1998) para retificadores, um elevado fator de potência é a capacidade de emular uma resistência pura para a rede. Em retificadores com filtro capacitivo, como o apresentado na figura 1, a corrente de entrada contém um elevado conteúdo harmônico, isto provoca também distorções na tensão de entrada. A qualidade de energia está ligada a potência aparente que circula para o retificador, neste caso o seu valor reativo é alto comprometendo o fator de potência.

Este nível de interferência nos parâmetros da rede, para muitas aplicações, é inaceitável. Para tornar os retificadores equipamentos menos invasivos na tensão e corrente

da instalação busca-se integra-los a conversores CC-CC. O conversor após a ponte retificadora, permite o controle da corrente, o que possibilita obter uma corrente senoidal na entrada do conjunto, retificador-conversor.

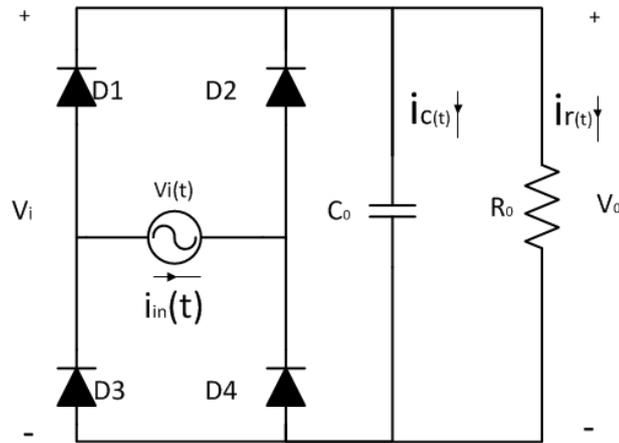


Figura 1: Retificador monofásico com carga resistiva e capacitor de filtro

O retificador *boost* usual é a composição de duas topologias distintas, a primeira é o retificador não controlado e a segunda é o conversor *boost* clássico. A figura 2 apresenta a estrutura simplificada do retificador e a sua divisão. Cada seção pode ser analisada como uma etapa no tratamento do sinal da rede.

A primeira refere-se a ponte retificadora, que passa o sinal senoidal alternada da rede ($V_i(t)$) para uma onda pulsada (V_{pul}), descrita pela equação 1. Após a retificação está o estágio do conversor *boost*, elevador de tensão, que permite controlar a tensão de saída e adequar a corrente de entrada de modo a buscar o fator de potência próximo do unitário. Quando, devidamente controlado, a corrente na entrada do retificador segue a forma da tensão emulando para rede uma carga resistiva.

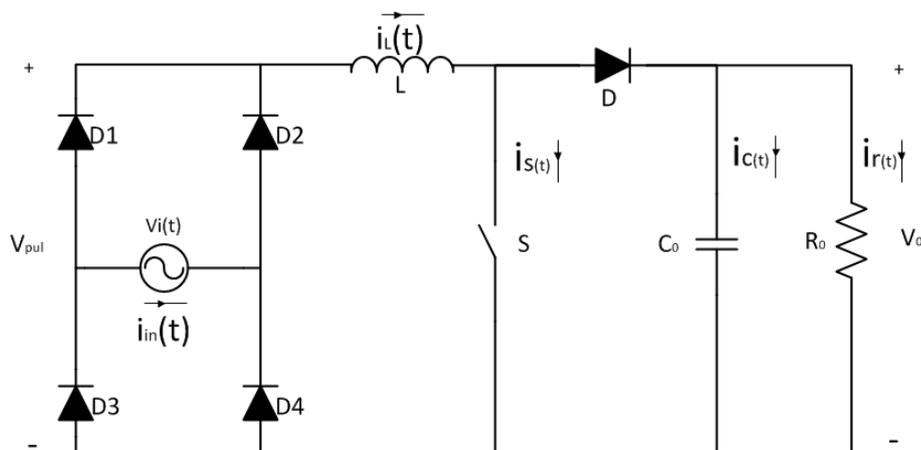


Figura 2: Retificador Boost clássico

$$V_{pul} = |V_i(t)| \quad (1)$$

sendo:

$$v_i(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2)$$

Onde V_p o valor de pico da tensão senoidal da rede e ω sendo a frequência da rede em radianos.

Uma das características dessa topologia, quando se utiliza diodos para a composição da ponte retificadora, é o caráter unidirecional para o fluxo de potência e um aumento nas perdas por condução.

Neste estudo, em específico, será utilizado um retificador *boost* com a topologia apresentada pela figura 3. Segundo Silva et al. (2010) a topologia *bridgeless* constitui-se da utilização de conversores CA-CC que incorporam o estágio de retificação ao estágio de alta frequência, eliminando a ponte de diodos, reduzindo assim as perdas em condução sobre os semicondutores.

É uma configuração simples que contém quatro etapas de operação, sendo duas para o semiciclo positivo da rede e outras duas para o semiciclo negativo da rede. Permite, através do controle dos interruptores, obter fator de potência unitário para o retificador.

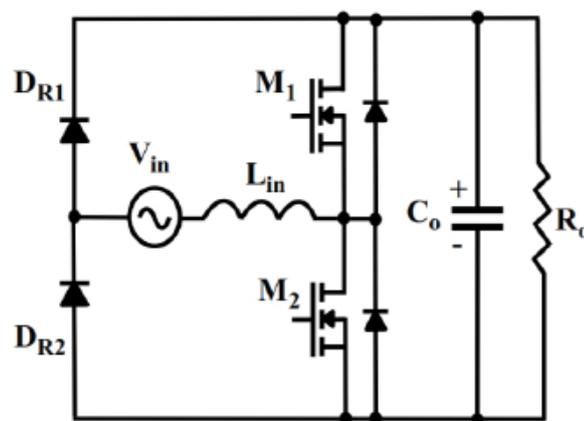


Figura 3: Retificador Boost Bridgeless

Para cada período em um primeiro momento a energia é armazenada no indutor de entrada enquanto o capacitor do barramento CC fornece energia para a carga. No segundo estágio a corrente circula da fonte, rede e indutor, para o capacitor e carga. Para o correto funcionamento do conversor a operação alterna o chaveamento de acordo com o ciclo da rede.

O controlador precisa operar dois interruptores presentes em um mesmo braço de comutação de forma complementar para evitar um curto circuito. A cada ciclo é necessário que os sinais de controle não sobreponham as aberturas das duas chaves, logo, um esforço computacional é demandado para evitar prejuízos ao retificador.

Segundo Larico (2007) existem diversas estratégias de controle possíveis de se obter uma corrente em sincronia com a tensão, como por exemplo, controladores por corrente média instantânea, corrente de pico, histerese e por portadora controlada. Em todas as técnicas o foco central está tanto em adquirir um sinal de corrente proporcional a tensão de entrada quanto a necessidade de manter os patamares de qualidade de energia e transientes em valores aceitáveis.

Para obter uma corrente de entrada em forma e fase com a tensão do retificador estes controladores utilizam malhas capazes de regular e moldar a corrente de entrada do conversor. Entretanto, fator de potência unitário e tensão de saída contínua, em termos de implementação, são características mutuamente restritivas.

Corrente e tensão de entrada sem distorções e em fase são fatores que impossibilitam uma tensão contínua sem ondulações de baixa frequência na saída do retificador. Analiticamente a inexistência de ondulação na tensão de saída leva a uma potência instantânea constante, esta quando refletida a entrada do retificador, cuja tensão é senoidal, faz a corrente assumir valores que tendem ao infinito, quando a tensão passa por zero.

Ao manter o fator de potência perto do unitário, a tensão de saída torna-se oscilatória. Para reduzir essa variação aplica-se componentes armazenadores de energia, no entanto, para eliminar esta oscilação é necessário um elemento de valor infinito. Portanto, impraticável em qualquer implementação real.

Retificadores a diodos são fontes de distorções harmônicas, portanto causadores de baixo fator de potência. O crescimento do uso de fontes chaveadas nos equipamentos usuais fez com que a rede de energia elétrica se tornasse alvo da baixa qualidade de energia. Legislações foram criadas e medidas estão sendo implementadas para manter estes valores em níveis aceitáveis.

Entre estas ações está o uso e desenvolvimento de técnicas de controle capazes de manter a corrente e a tensão de entrada dos retificadores com o menor defasamento e menor distorção harmônica possível, sem privar a carga da tensão contínua.

O objeto de estudo deste trabalho é apresentar uma configuração que simplifica a malha interna de corrente, ao aplicar um controlador que não necessita de uma referência de corrente. E que melhorar a resposta na regulação, ao aplicar uma nova malha externa baseada no cálculo

da potência de saída do retificador *boost*.

Esta topologia, retificador elevador *bridgeless*, é de vasta utilidade e permite a implementação do controlador proposto por este trabalho. Portanto, possibilita além de atingir os objetivos apresentados e uma possível contribuição industrial.

2.2 TRANSITÓRIO DE CARGA

Dispositivos alimentados por conversores produzem transitórios ao variar a sua carga, muitas vezes esta carga é restritiva nas tensões máximas e mínimas de saída, limitando o sobressinal máximo. Independentemente, equipamentos como conversores comerciais devem ter a capacidade de operar sem nenhum prejuízo sob um degrau de saída. Como citado por Huang e Qahouq (2012) pesquisas extensivas estão sendo conduzidas para melhorar a resposta a transitórios em conversores de potência durante mudanças rápidas de carga.

Uma solução usual para atingir a robustez é o superdimensionamento de alguns componentes para que esses sejam capazes de operar, sob variações bruscas existentes nos ciclos de um transitório. No entanto isso acaba elevando o custo dos conversores comprometendo a sua competitividade como produto.

Uma fonte, quando robusta, responde com rapidez aos transitórios ocasionados por uma variação repentina, característica que passa pela necessidade de controladores capazes de atuar com alta velocidade e atenuar tais perturbações.

Várias aplicações necessitam de uma resposta rápida aos transientes cuja oscilação de tensão pode causar problemas de funcionamento (TSAI et al., 2011). Para Ni et al. (2009), especificamente em retificadores, é importante melhorar a resposta aos transientes de forma a reduzir o capacitor do barramento CC atrelado a carga. Controladores que atuam com rapidez atenuam as perturbações e reduzem o tempo que as mesmas permanecem presentes nos circuitos. Melhores técnicas de controle produzem resultados que permitem um investimento menor em componentes, por não trabalharem com faixas de operação extremas.

Retificadores *boost* no meio industrial em sua maioria utilizam controladores baseados no princípio da corrente média instantânea. Proposto inicialmente por Dixon (1988) e desenvolvida por Todd (1999) este método impõe uma corrente de referência ao retificador. É uma linha de controle que apesar de consolidada não atinge resultados totalmente satisfatórios quanto a atenuação de transitórios, neste trabalho busca-se apresentar uma alternativa a esta abordagem aprimorando os resultados.

Oscilações de tensão e corrente em uma variação de carga ocorrem em regime transitório em um conversor. Além de corrigir tais aspectos é importante que o controlador empregado também mantenha, quando operando em regime permanente, a qualidade de energia. As distorções harmônicas, quando reduzidas, aproximam o retificador da característica de fator de potência unitário, conhecido como PFC, *Power Factor Correction*.

2.3 FATOR DE POTÊNCIA

A relação entre potência aparente e potência ativa define o fator de potência, a relação é apresentada na equação 3. Onde FP é o fator de potência e P é a potência ativa, e S.

$$FP = \frac{P}{|S|} \quad (3)$$

Fator de potência é o indicador que apresenta a relação entre potência aparente demanda e potência ativa utilizada por um dispositivo. Compara a quantidade de energia útil ao trabalho com a energia total demandada pelo dispositivo (SHWEDHI; SULTAN, 2000). Um índice baixo indica além de baixa potência ativa a possível existência de distorções harmônicas que causam problemas tanto para a instalação quanto para outras cargas do sistema.

Por ser uma relação entre potências, o fator de potência, está intrinsecamente relacionado com forma, magnitude e defasamento das ondas de tensão e corrente.

O simples defasamento entre corrente e tensão é a forma mais simples de análise. Entretanto é conhecido que as distorções harmônicas, tanto de corrente quanto de tensão, contribuem para a redução deste valor. Em um sistema puramente senoidal, equações 4 e 5, este parâmetro de desempenho toma a sua definição mais usual, apresentada na equação 6.

$$v(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4)$$

$$i(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \alpha) \quad (5)$$

Onde:

- $i(t)$ - É a corrente senoidal.
- I_p - É o valor de pico.

Sabendo que a potência aparente S é o resultado da corrente eficaz pela tensão eficaz e que a potência ativa P é o valor médio da potência em um período da rede obtemos para o fator de potência a relação apresentada em 6.

$$FP = \frac{P}{|S|} = \cos(\alpha) \quad (6)$$

Onde α é o ângulo de defasamento entre tensão e corrente.

Para que seja possível um estudo aprofundado toma-se em consideração as distorções que os equipamento podem produzir, ou seja, é necessário obter um equacionamento que represente de forma mais apurada a dinâmica visualizada em uma aplicação experimental. Para isso é atribuído ao equacionamento uma tensão senoidal e uma corrente composta de infinitas harmônicas, esta representa as distorções que podem existir em equipamentos como retificadores. A equações 7 e 8 apresenta tais grandezas.

$$v(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (7)$$

$$i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} i_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) \quad (8)$$

A presença dos harmônicos de corrente alteram a equação 6 para uma forma analítica mais genérica. Também conhecido como fator de deslocamento a equação 6 sob distorções harmônicas de corrente apresenta-se na forma da equação 9.

O nível de distorção harmônica reduz o valor atribuindo ao simples defasamento entre ondas fundamentais. O ângulo α_1 presente na equação 9 representa o defasamento entre as ondas fundamentais de corrente e tensão, ou seja, o fator $\cos(\alpha_1)$ é provinda da definição anterior de fator de potência.

$$FP = \frac{P}{|S|} = \frac{\cos(\alpha_1)}{\sqrt{1 + TDH_i^2}} \quad (9)$$

Onde:

$$TDH_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{i_n(t)^2}{i_1(t)^2}} \quad (10)$$

Sendo os subíndices 1 e n são relativos as formas de onda fundamentais e as

harmônicas consecutivamente.

Para um equacionamento totalmente genérico sobre o fator de potência é necessário levar em conta as distorções existentes na forma de onda de tensão. Ao definir a corrente e a tensão como o somatório de vários harmônicos, como nas equações 11 e 12, obtém-se a equação genérica para o fator de potência.

$$v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} v_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} v_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) \quad (11)$$

$$i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} i_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) \quad (12)$$

A expressão geral que representa o fator de potência, a equação 13, relaciona os valores de corrente e tensão, seu respectivo deslocamento e a distorção harmônica de cada grandeza. O equacionamento global para todas as definições de fator de potência pode ser visto no anexo A deste trabalho e em um estudo aprofundado feito por Borgonovo et al. (2001) onde é apresentando o equacionamentos e conceitos sobre este índice de desempenho.

$$FP = \frac{TDH_p}{\sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2}} \cdot \cos(\alpha_1) \quad (13)$$

onde:

$$TDH_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{v_n(t)^2}{v_1(t)^2}} \quad (14)$$

e

$$TDH_p = \sum_2^{\infty} \frac{V_{p_n} \cdot I_{p_n} \cdot \cos(\alpha_n)}{V_{p_1} \cdot I_{p_1} \cdot \cos(\alpha_1)} \quad (15)$$

Todos os equacionamentos são relações entre o que se está demandando de potência e o que realmente está sendo consumido. Ao apresentar um valor reduzido a eficiência vista do lado da fonte também se reduz, em equipamentos cuja função é transferir potência é imprescindível a manutenção de valores próximos do unitário.

2.4 MÉTODOS DE CONTROLE OPERANDO EM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA

Usual em conversores CC-CC o controle por valor médio é uma estratégia que utiliza malhas distintas para atuar sobre um circuito. Segundo Wan e Ferdowsi (2008) estes controladores são praticados dentro da indústria baseando-se em um sistema de controle por malhas exclusivas de tensão ou na adição de uma malha adicional de corrente. Esta malha adicional caracteriza o controle por corrente média.

O controlador baseado apenas na realimentação pela tensão contém diversas desvantagens como a falta de estabilidade e robustez. Em contrapartida ao adicionar a malha de corrente, o sistema se torna confiável e mais eficiente para aplicações práticas. Em conversores *boost*, o controlador funciona através da malha externa de tensão que gera o sinal a ser comparado dentro da malha interna de corrente.

2.4.1 CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA

Primeiramente apresentado por Dixon (1988) e desenvolvido por Todd (1999) o controle por corrente média em retificadores, permite obter um sinal senoidal para corrente na entrada do conversor através da convergência deste sinal à um sinal de referência. A figura 4 apresenta de forma genérica o diagrama funcional do controle por corrente média.

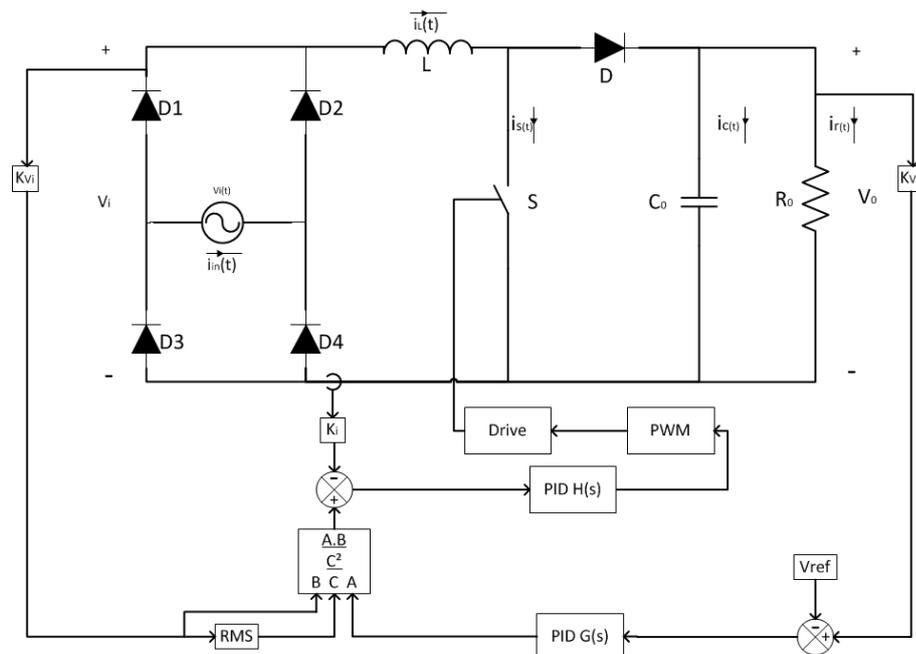


Figura 4: Controle por corrente média

A tensão de saída é confrontada com uma referência externa, posteriormente

normalizada e multiplicada pela onda da tensão de entrada. Gera, desta forma, um sinal referência para a corrente do conversor. Portanto, o sinal de controle do interruptor é resultado da comparação entre a referência de corrente, que por sua vez é gerada através da malha externa de tensão, com a amostra de corrente obtida na entrada do retificador.

É visível que esta malha interna de corrente tem uma referência que traz a forma de onda da tensão de entrada. A malha externa de tensão que regula a saída do conversor mantém a tensão em um valor próximo de uma referência estabelecida.

Na saída do retificador não existe uma tensão contínua perfeita. Uma flutuação de tensão proveniente do carregamento e descarregamento do capacitor de barramento em um chaveamento senoidal se mantém independente do valor deste capacitor. Essa característica faz com que o regulador de tensão tenha que ser lento, amostrando em intervalos constantes, em uma frequência onde não há mudança no valor obtido pelo regulador durante os ciclos da flutuação da tensão de saída. Essa oscilação tem a mesma frequência que a harmônica de segunda ordem da tensão de entrada, no caso $120Hz$.

O controlador tem essa dinâmica, pois, compara a tensão retirada da saída com uma referência que tem um valor estático. Ao aumentar essa frequência, deixando o controlador mais rápido, um sinal de erro em regime passa para a malha interna de corrente, que por sua vez tenta corrigir esse erro que é a flutuação de saída, distorcendo a corrente de entrada e comprometendo o objetivo do retificador PFC.

Apesar de eficiente, tanto Erickson e Maksimovic (2001) quanto Mohan e Undeland (2007) concordam que essa estratégia contém suas desvantagens. Entre elas está a tendência a instabilidade quando a razão cíclica excede a metade do valor total, isto implica no aparecimento de distorções harmônicas de corrente. Outro problema, este focado na implementação, está relacionado a sua complexidade, que por conter várias malhas de controle exige uma capacidade de processamento maior em implementações digitais.

Com um superdimensionamento do barramento de saída o controle por corrente média pode ser considerado robusto e conter uma confiabilidade alta. Portanto o controle por corrente média é largamente utilizado, entretanto não é impeditivo que se busque soluções mais simples com resultados aprimorados. Outras topologias como controle por corrente de pico(CANESIN; BARBI, 1996), controle por histerese(SPANGLER; BEHERA, 1993) e controle por portadora programada(LAI; SMEDLEY, 1998) são exemplos de derivados que buscam aprimorar certos aspectos do controle por corrente média.

2.4.2 CONTROLE POR CORRENTE DE PICO

Também conhecido como controle por corrente programada (MAKSIMOVIC, 1994) o controle por corrente de pico é uma variação do controle por corrente média que utiliza uma referência de corrente variável pela tensão de entrada, a figura 5 mostra o funcionamento deste controlador.

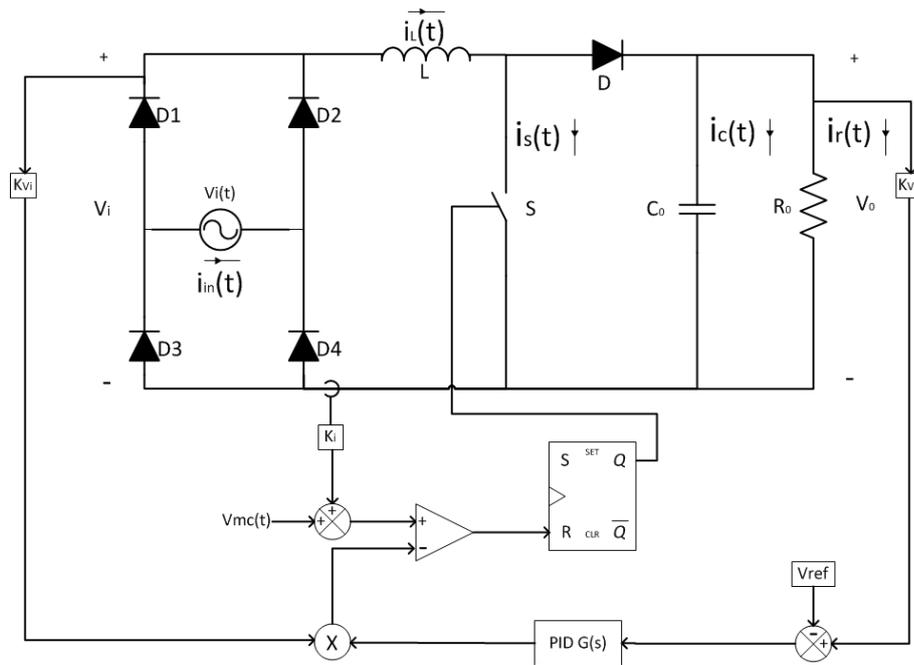


Figura 5: Retificador boost com controle por corrente de pico

A amplitude da corrente de referência é alterada pela malha de tensão externa. Esta fornece a malha interna de corrente um valor provindo da comparação entre tensão de saída do retificador e uma referência de tensão multiplicada pela forma de onda da tensão de entrada. Uma das suas principais vantagens é a atenuação da distorção da corrente na passagem por zero (REDL; ERISMAN, 1994).

Este controlador mantém a corrente em fase com a tensão de entrada sem o uso de um compensador exclusivo para a malha de corrente, entretanto, continua apresentando distorções na passagem por zero e a necessidade de sensorização da tensão de entrada da ponte retificadora.

Como não existe uma mudança na malha de regulação da tensão de saída essa estratégia mantém uma dinâmica lenta, causando transitórios longos nas mudanças de carga.

2.4.3 CONTROLE POR HISTERESE

O controle por histerese é outra alternativa para um controle PFC para retificadores elevadores. Sua diferença essencial está em limitar a corrente em duas regiões, mediante a qual controla-se a comutação do interruptor (LARICO, 2007). A corrente de referência gerada é controlada da mesma forma que no controle por corrente de pico, através de um multiplicador entre tensão de entrada da ponte retificadora e malha externa de tensão. A figura 6 apresenta o controlador por histerese.

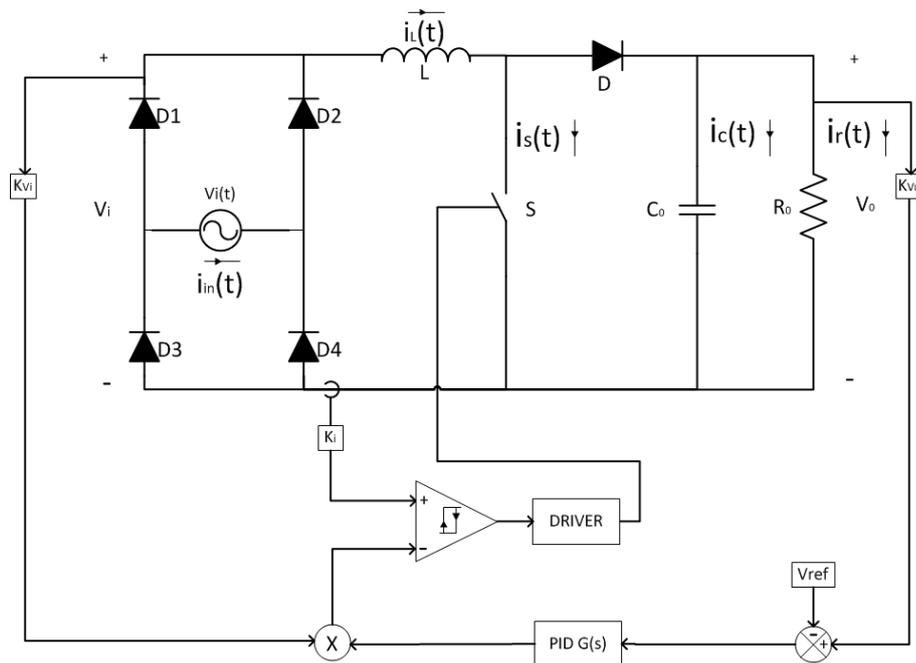


Figura 6: Retificador boost com controle da corrente por histerese

A limitação gerada pela histerese é regulada pelo multiplicador. Para pontos próximos da passagem por zero a ondulação da corrente é mínima, limite inferior praticamente igual ao superior, para pontos próximos do pico a ondulação é máxima, onde o limite inferior está distante do superior na curva de histerese.

Da mesma forma este controlador mantém o fator de potência perto do unitário, não necessita de um compensador para a malha de corrente. Para a malha de tensão ainda mantém a resposta lenta devido as limitações já mencionadas.

Apresenta um circuito simples onde o controle de histerese permite um indutor com dimensões menores. Em contrapartida continua mantendo a distorção pela passagem por zero e utiliza a sensorização da tensão de entrada da ponte sendo ainda mais suscetível a ruídos. Por final o retificador comutando com frequência variável e apresenta uma suscetibilidade maior a ruídos.

2.4.4 CONTROLE POR PORTADORA PROGRAMADA

As diferenças essenciais, do controle por portadora programada, estão na forma de implementação e na ausência de sensorização da tensão de saída da ponte retificadora. A retirada do sensor é possível através do cálculo baseado nas leis de controle para o conversor *boost*, onde a corrente no indutor é proporcional à razão cíclica mantendo a tensão de saída constante. A figura 7 apresenta este modelo de controle.

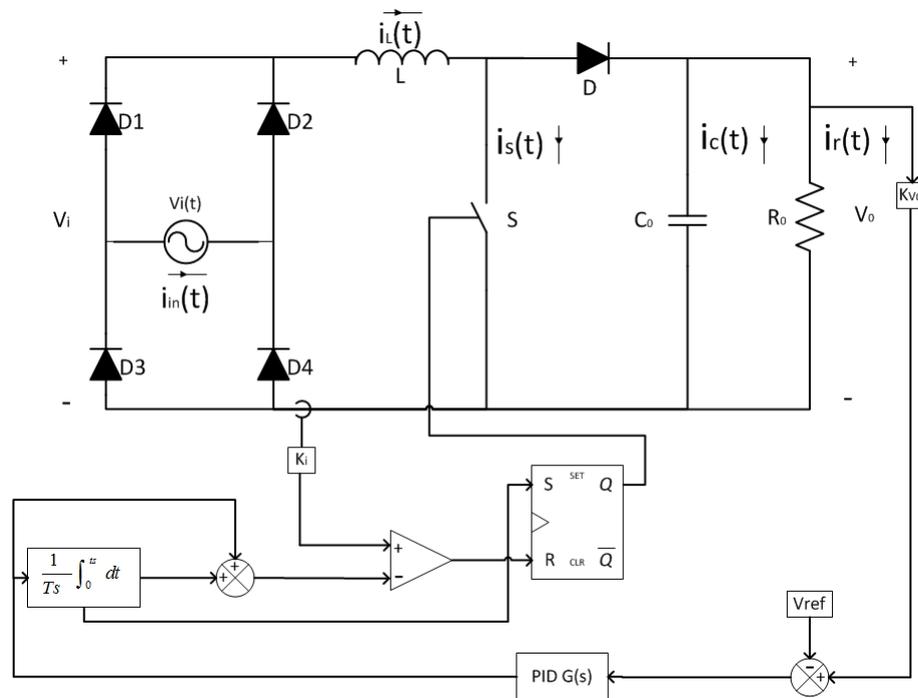


Figura 7: Retificador boost monofásico com controle por portadora programada

Da mesma forma essa configuração apresenta a corrente em proporcionalidade com a tensão de entrada e uma dinâmica lenta para a regulação da tensão. Permite o controle por razão cíclica complementar tendo controle instantâneo da corrente.

Por ser uma implementação que exige maior esforço computacional o custo tende a ser maior que nas outras configurações. Mantém a distorção pela passagem por zero e apresenta ainda um defasamento entre corrente e tensão.

2.4.5 CONTROLE POR MALHA EXTERNA DE POTÊNCIA

A maioria das topologias controle usuais tem uma resposta lenta a alteração nos patamares da tensão de saída durante uma mudança de carga. Entretanto existem alguns trabalhos que atuam diretamente sobre a regulação da tensão. Yang e Paresh (2001) apresentam uma alternativa, onde é utilizada amostra da corrente no diodo para a regulação, eliminando a

medição da tensão de entrada reduzindo dessa forma a complexidade do sistema como um todo.

Outra abordagem é apresentada por Das et al. (2013) onde o foco para a regulação esta no cálculo da variação da energia instantânea durante um transitório de carga. Prodic et al. (2006) e Sebastián et al. (2009) utilizam a mudança da ondulação da tensão de saída como informação para a regulação.

Todas as estratégias apresentam resultados satisfatórios na atenuação dos transitórios de saída, no entanto, os cálculos necessários produzem uma complexidade alta de implementação. Procura-se uma abordagem mais simples visando uma maior viabilidade de implementação ao controlador.

Apresentado por Ganacim et al. (2013) o controle que incorpora uma malha externa de potência aprimora a resposta, à variação de carga, ao reagir instantaneamente a mudança de corrente na saída do retificador *boost*. O diagrama esquemático dessa topologia é apresentado na figura 8.

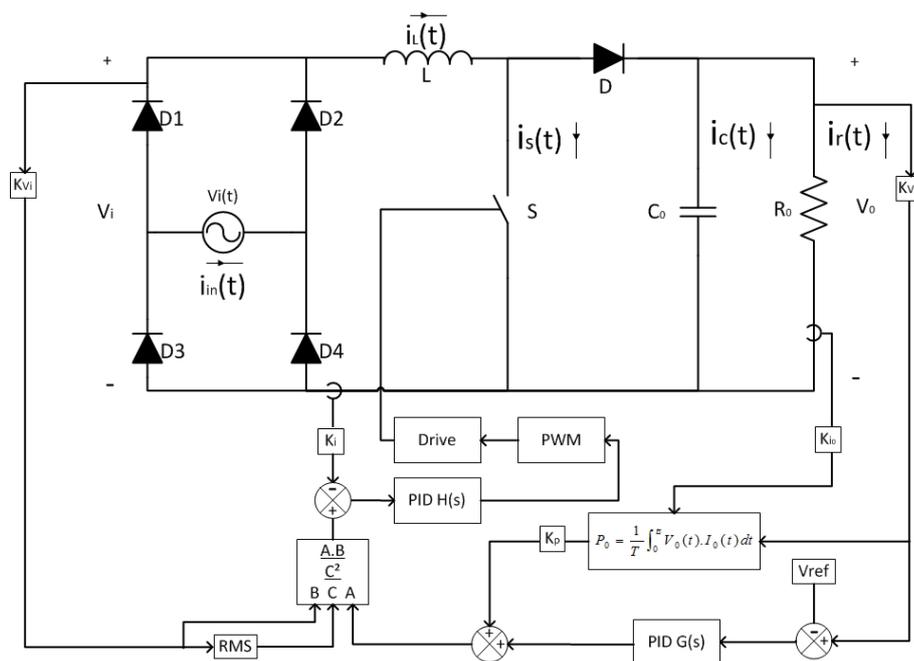


Figura 8: Retificador boost monofásico com controle por potência

Na passagem da tensão por zero a distorção de corrente se mantém para essa configuração. No entanto, a resposta a variações de carga melhora significativamente. Apresenta a necessidade de monitoração da corrente de saída para o cálculo da variação de potência o que pode ocasionar no aumento do valor para implementação devido ao sensor adicional. Entretanto, em algumas aplicações onde essa medição já é feita, como em *UPS's* onde o estágio de inversão conectado ao retificador já necessita desta medição, o sensor pode

operar para as duas funções, viabilizando o controle.

O objetivo deste trabalho é desenvolver uma aplicação mista, que utiliza uma malha externa de potência, como apresentado neste item, e uma malha interna por realimentação direta que será desenvolvida na sequência.

2.5 CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DIRETA

Os controladores baseados em corrente média instantânea, como os controladores anteriormente apresentados, reduzem as distorções de circuitos chaveados. Entretanto, como citado por Qian et al. (2000), estes modelos ainda produzem harmônicos indesejáveis.

Comumente conhecido como autocontrole, o controle por realimentação direta é uma alternativa para obter resultados equivalentes ou melhores na qualidade de energia com menor esforço computacional. A figura 9 apresenta o diagrama básico de um retificador *boost* clássico com o controle por realimentação direta aplicado.

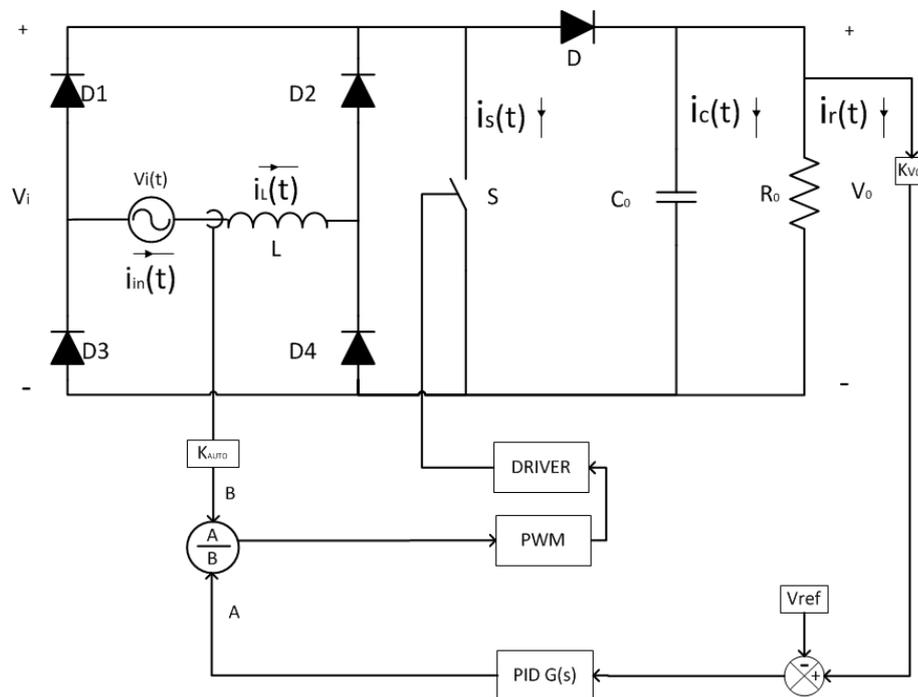


Figura 9: Diagrama do funcionamento do sistema por realimentação direta

Nesta técnica não existe uma referência para a malha de corrente, como no controlador por corrente média instantânea, e sim uma realimentação direta de corrente. O único valor externo de controle é a referência para a malha externa de tensão. Trata-se de uma configuração de baixa complexidade e como cita Borgonovo et al. (2001) além de um modelo mais preciso, a utilização de um controlador simples torna o sistema mais robusto.

Por ser uma estratégia derivada do controle por realimentação direta o seu entendimento passa pela descrição do controle por corrente média e pelas mudanças que levam de uma topologia a outra.

Ao considerar o retificador *boost* apresentado pela figura 10, onde o indutor está deslocado para antes da ponte retificadora em série com a fonte, reduz-se o circuito a um equivalente simplificado, mostrado na figura 11. Facilita, portanto, a análise do circuito visto pelo indutor *boost*.

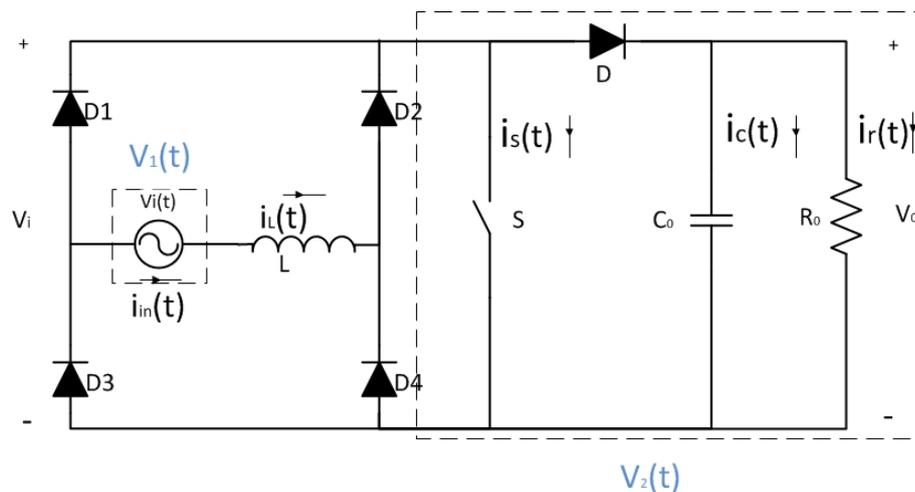


Figura 10: Circuito Boost PFC monofásico com indutor antes da ponte retificadora

Pela análise do circuito obtemos para a tensão e corrente no indutor as equações 16 e 17 respectivamente.

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (16)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int V_L(t) dt \quad (17)$$

onde L é o valor da indutância, $i_L(t)$ é a corrente no indutor e $V_L(t)$ é a tensão no indutor. Pela análise do circuito leva a equação 18.

$$V_L(t) = V_1(t) - V_2(t) \quad (18)$$

Com as equações 16, 17 e 18 constrói-se um diagrama de blocos que modela o retificador quanto a tensão de entrada, tensão de saída e parâmetros do indutor. Este diagrama está representado na figura 12.

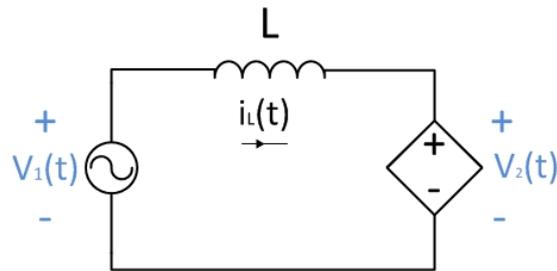


Figura 11: Circuito equivalente do Boost PFC monofásico com indutor antes da ponte retificadora visto pelo indutor

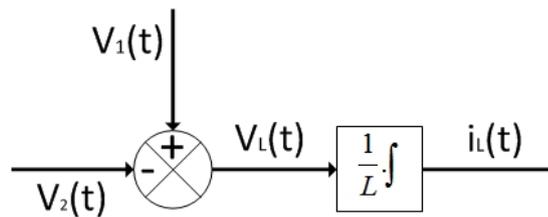


Figura 12: Diagrama de blocos para o modelo do Retificador Boost

O objetivo é manter o fator de potência unitário. A metodologia clássica atua sobre a corrente do indutor através de um comparativo, ou seja, uma referência. Esta referência é criada através do processamento da tensão de entrada e controle da malha externa da tensão de saída. A diferença entre amostra e referência cria o erro utilizado pelo controlador de corrente para gerar a razão cíclica aplicada no interruptor. Resulta na tensão prevista sobre o indutor para atingir a corrente desejada. Essa dinâmica pode ser observada na figura 13.

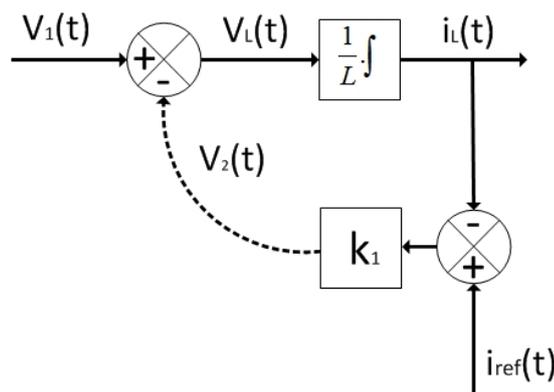


Figura 13: Diagrama de blocos para o modelo do Retificador Boost com controle clássico por corrente média instantânea

A figura 13 mostra que a corrente no indutor é a resultante da integração da tensão sobre o próprio indutor. Essa tensão, por sua vez, é resultado da diferença entre a tensão de entrada e tensão gerada pelo controlador para a saída do conversor. A análise do diagrama apresenta a tensão V_1 como uma perturbação permanente na dinâmica do sistema, onde a tensão

V_2 , gerada pelo controlador, faz uma compensação para gerar a saída necessária.

Portanto para o funcionamento coerente do controlador é necessário que $V_2(t)$ seja composto de duas parcelas, uma contendo o valor da entrada $V_1(t)$, para anular o seu efeito, e outra com o valor desejado para a tensão no indutor $V_L(t)$. A segunda parcela em relação a primeira tem uma amplitude reduzida, como será apresentado na sequência essa lógica pode ser alterada.

Manter a corrente como uma imagem da tensão de entrada depende de uma análise da forma de onda dessa entrada. Nos controladores convencionais utiliza-se uma referência de corrente que contém a forma da tensão. Para o autocontrole a própria tensão $V_1(t)$ é usada para este fim, eliminando a referência de corrente. A figura 14 apresenta o diagrama sem a referência de corrente.

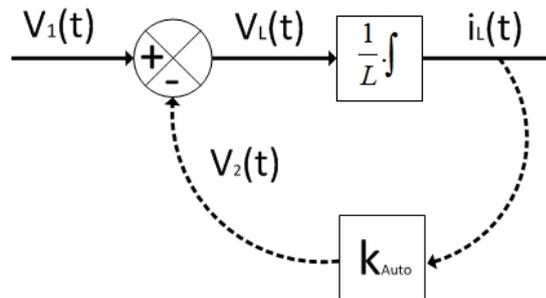


Figura 14: Diagrama de blocos para o modelo do Retificador Boost com controle sem referência de corrente

O próprio conversor já contém a referência necessária para a corrente e a estratégia de realimentação direta se beneficia deste aspecto. A tensão de entrada, tratada anteriormente como uma perturbação, agora é utilizada como referência natural para o circuito de controle reduzindo a complexidade do mesmo.

Ao utilizar a corrente $I_L(t)$ para gerar o sinal $V_2(t)$ o uso de um controlador proporcional já garante bons resultados. A figura 15 apresenta o modelo do retificador *boost*, apresentado na figura 11, com o autocontrole.

Através do uso de uma amostra da corrente obtém-se a modulação PWM onde utiliza-se a razão cíclica complementar para o chaveamento do interruptor. A figura 16 apresenta a aplicação do autocontrole no retificador *boost* clássico.

Sabendo que a tensão no capacitor de saída V_0 é o resultado do chaveamento da tensão V_2 , obtemos a equação 19, onde $D(t)$ é a razão cíclica.

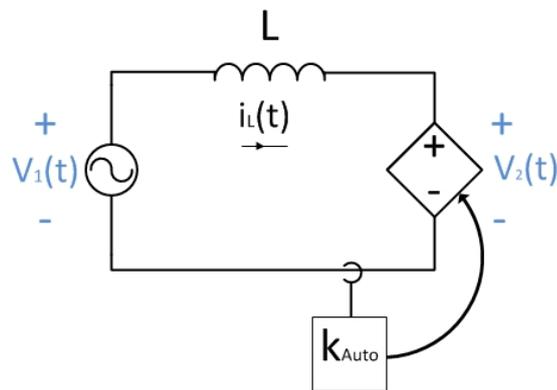


Figura 15: Circuito equivalente do *Boost* PFC monofásico com autocontrole

$$V_2(t) = (1 - D(t)) \cdot V_0 \quad (19)$$

Como demonstrado na figura 16, a segunda parcela da equação 19 assume o valor de uma proporção da corrente no indutor, como demonstrado na equação 20.

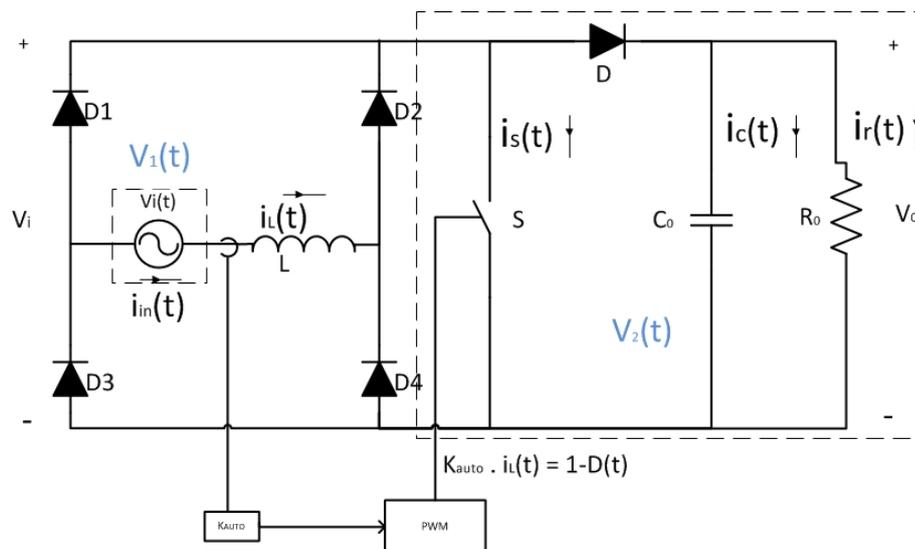


Figura 16: Implementação do autocontrole para um *Boost* PFC monofásico

$$k_{Auto} \cdot i_L(t) = (1 - D(t)) \quad (20)$$

Portanto, temos entre a tensão $V_2(t)$ da saída da ponte retificadora com a corrente no indutor *boost*, a equação apresentada em 21.

$$V_2(t) = k_{Auto} \cdot i_L(t) \cdot V_0 \quad (21)$$

Fazendo a análise de circuito da figura 14 obtemos a igualdade apresentada em 22

$$V_1(t) - V_2(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (22)$$

Substituindo a equação 21 em 22 obtemos a equação diferencial que rege a atuação desta malha de controle sobre o conversor, essa relação é apresentada em 23.

$$V_1(t) - k_{Auto} \cdot i_L(t) \cdot V_0 = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (23)$$

Ao atribuir a nulidade a derivada da equação 23 tem-se o ponto de equilíbrio. O ponto de equilíbrio é a região onde as soluções para a equação diferencial são constantes, ou seja, representa uma região onde é inexistente tensão no indutor. Isto faz da relação tensão e corrente de entrada uma simples proporcionalidade, uma característica de circuitos resistivos. A equação 24 apresenta essa proporcionalidade.

$$V_1(t) - k_{Auto} \cdot i_L(t) \cdot V_0 = 0 \rightarrow i_L(t) = \frac{V_1(t)}{k_{Auto} \cdot V_0} \quad (24)$$

Para visualizar a resposta na frequência aplica-se a transformada de Laplace na equação 23. Obtém-se a relação 25 que permite visualizar o modelo equivalente do sistema em malha fechada, este relaciona a corrente de entrada com a tensão de entrada. A equação 26 apresenta o sistema no domínio da frequência.

$$V_1(s) - k_{Auto} \cdot I_L(s) \cdot V_0 = sL \cdot I_L(s) \quad (25)$$

Obtendo

$$\frac{I_L(s)}{V_1(s)} = \frac{\frac{1}{k_{Auto} \cdot V_0}}{s \cdot \frac{1}{k_{Auto} \cdot V_0} + 1} \quad (26)$$

Em um modelo ideal a tensão de entrada é puramente senoidal, portanto, temos a relação 27 para a tensão de entrada.

$$V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (27)$$

Podemos visualizar as variações da relação entre corrente e tensão de entrada com a mudança da frequência pela figura 17. Para frequências baixas o defasamento é nulo, ao se

aproximar de 60Hz (ω_r) um defasamento indutivo natural ao circuito fica evidente.

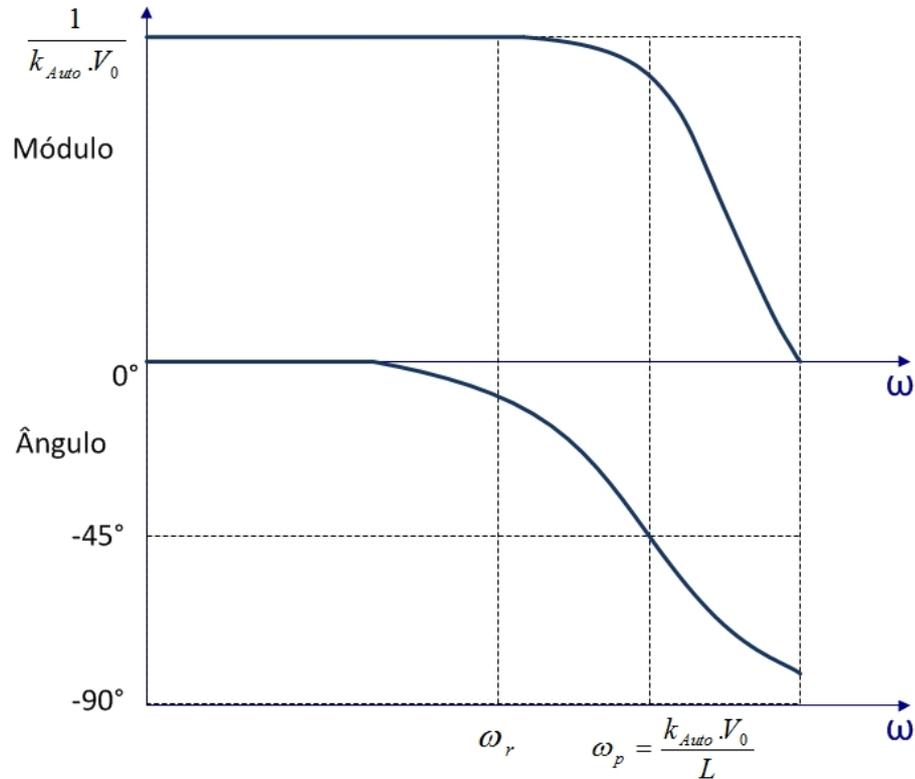


Figura 17: Diagrama de Bode da corrente, em função da tensão de entrada, usando a estratégia de autocontrole

É visível que em frequências baixas, como a frequência da rede ω_r , o retificador se comporta praticamente como uma resistência equivalente. Apenas em altas frequências é que o conversor perde a sua linearidade ampliando o defasamento. Substituindo a variável s por $j \cdot \omega$, na equação 26, observa-se a fase da relação entre tensão e corrente de entrada. Isto corresponde ao defasamento entre as duas grandezas. A equação 28 apresenta o cálculo para esse defasamento.

$$\text{sen}(\sigma) = \frac{\omega \cdot L}{k_{Auto} \cdot V_0} \quad (28)$$

Pela equação 21 sabemos que a tensão, $V_2(t)$, após a ponte retificadora se relaciona com a corrente no indutor. Quando a tensão de saída é constante tem-se a seguinte forma:

$$V_2(t) = k_{Auto} \cdot i_L(t) \cdot V_0 \therefore \frac{V_2(t)}{i_L(t)} = k_{Auto} \cdot V_0 \rightarrow \frac{V_2(t)}{i_L(t)} = R_{eq} \quad (29)$$

Onde:

$$\text{sen}(\sigma) = \frac{\omega \cdot L}{R_{eq}} \quad (30)$$

Conclui-se, portanto, que a diferença de fase entre corrente e tensão é o ângulo, σ formado pela reatância indutiva do indutor *boost* junto à resistência R_{eq} que corresponde ao conversor.

Com as informações obtidas pelas equações 30, quanto ao defasamento, 27, quanto a forma de onda da tensão de entrada e 26, quanto ao valor do módulo em baixa frequência, tem-se a equação para a corrente no indutor.

$$i_L(t) = \frac{V_1(t)}{k_{Auto} \cdot V_0} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \sigma) \quad (31)$$

Pela equação 31 é visível que a corrente de entrada é definida pelas tensões de entrada e de saída e pela constante k_{Auto} . Pressupondo que a tensão de saída e a amplitude da entrada não variem, isto leva a uma corrente inversamente proporcional a constante k_{Auto} . Obtém-se a equação 31 ao buscar o valor máximo para a corrente no indutor e tensão de saída.

$$i_{Lp} = \frac{V_p}{k_{Auto} \cdot V_0} \quad (32)$$

Isolando k_{Auto} na equação 32 obtemos a relação 33. Permite, desta forma, que seja calculada a constante para a realimentação direta, quando conhecida a corrente de pico máxima para a entrada do retificador.

$$k_{Auto} = \frac{V_p}{i_{Lp} \cdot V_0} \quad (33)$$

Por k_{Auto} ser um valor constante durante uma variação de carga, cujo o distúrbio implica em um transitório com alteração na tensão e corrente de saída, impossibilita qualquer tipo de regulação. A figura 9 apresenta uma malha externa de tensão, assim como nos controladores por corrente média, essa malha atua na regulação da tensão. Como anteriormente mencionado, apesar do autocontrole, esta malha deve manter a sua dinâmica limitada a fim de não deformar a corrente de entrada.

A realimentação direta permite emular a forma de onda da tensão de entrada atingindo o fator de potência próximo do unitário. O compensador de tensão externo permite ao controlador reagir a mudanças na tensão de saída devido a variação de carga. Essas características tornam a realimentação direta uma alternativa aos controladores convencionais,

no entanto, é possível melhorar o desempenho deste conjunto ao adicionar uma nova malha de controle.

2.6 FEEDFORWARD DE POTÊNCIA E REALIMENTAÇÃO DIRETA

Nas seções 2.6 e 2.4.5 foram apresentadas duas novas estratégias de controle para o retificador elevador de tensão. A realimentação direta é uma malha interna que garante a semelhança entre as formas de onda de corrente e tensão na entrada do retificador. O controlador por malha externa de potência permite uma resposta mais rápida na regulação da tensão de saída frente a transitórios de carga.

O objetivo deste trabalho é desenvolver a integração destes controladores. Esta integração faz o retificador *boost* mais robusto, através do autocontrole, e rápido, pela malha externa de potência. Os ganhos previstos estão na manutenção da qualidade de energia e na regulação mais rápida que as topologias convencionais requerendo uma menor capacidade computacional. A figura 18 apresenta essa estratégia de controle em um retificador *boost* clássico.

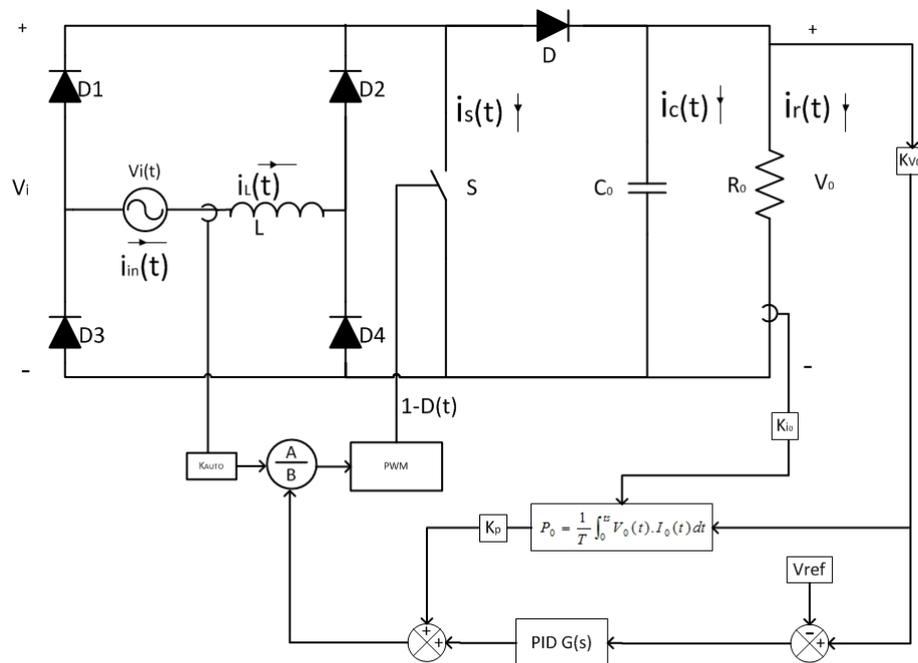


Figura 18: Implementação da realimentação direta junto a malha externa de potência em um retificador *Boost* PFC monofásico

Na figura 18 estão presentes além das malhas mencionadas a continuidade do controlador externo de tensão. O controlador pela potência, apesar de reagir rápido, é incapaz de fazer todo o ajuste até a tensão de referência. Além da sua sensibilidade estar na variação

de corrente, é inexistente uma referência neste controlador, portanto, sozinho pode não atingir o valor desejado para a regulação da tensão de saída.

Essa abordagem possui além dos benefícios de cada estratégia, as suas desvantagens, como a necessidade de um sensor adicional de corrente na saída. No entanto para algumas aplicações, como por exemplo em UPS's o inversor conectado ao retificador já necessita desta medição o que facilita a utilização do controlador.

A implementação será desenvolvida em uma topologia ligeiramente diferente do retificador *boost* clássico, será aplicado em um retificador *boost bridgeless*. Este conversor será explicado em detalhes no capítulo 3, assim como, a dinâmica dos controladores e o funcionamento integrado com o retificador.

2.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram abordados os conceitos sobre retificadores de alto fator de potência. A necessidade de associar um conversor CC-CC a topologia das pontes retificadoras para poder fazer o controle adequado da corrente de entrada.

Em um primeiro momento foi apresentado o retificador *boost* e a topologia que será utilizada. Na sequência foram os aspectos dos retificadores que podem ser aprimorados por esse trabalho é que foram abordados. Os transitórios de carga e o fator de potência foram os pontos de possível contribuição ao apresentar os conceitos destes e a necessidade de melhorar os resultados com os controladores adequados.

Posteriormente o foco foi nas topologias de controle. Apresentou-se as configurações clássicas normalmente utilizadas, ao levantar os pontos fortes e fracos de cada estratégia. A parte final centralizou-se nas técnicas que serão utilizadas neste trabalho, realimentação direta e *feedforward* de potência.

Na sequência será a integração entre esses controladores e a planta a ser controlada, retificador *boost bridgeless*, que será abordada.

3 RETIFICADOR *BOOST BRIDGELESS*

Neste capítulo será desenvolvida toda a análise matemática do conversor estudado e das estratégias de controle utilizadas no item 2.6 do capítulo 2. Em um primeiro momento será apresentado o retificador elevador *bridgeless*, com suas etapas de operação e os equacionamentos que o descrevem.

Posteriormente os controladores que serão o foco, explorado o funcionamento, dinâmica e ganho para cada malha. Em um momento final será a integração do controlador com o retificador que será descrita apresentando a sua dinâmica conjunta.

3.1 CIRCUITO DE POTÊNCIA

Na busca por eficiência os equipamentos voltados ao processamento eletrônico de energia adotaram novas topologias e metodologias de controle. Em específico para retificadores um dos passos foi passar de uma carga poluidora, no sentido de qualidade de energia, para uma carga 'resistiva'. Como já mencionado no capítulo 2 obtém-se esta característica integrando a ponte retificadora a um conversor CC-CC devidamente controlando.

A eficiência está relacionada com as perdas ocasionadas pelo retificador ao transmitir potência à carga. A configuração clássica do retificador *boost*, figura 2, apresentada no capítulo 2, a corrente circula através de três semicondutores, dois diodos e um interruptor. Como mencionado por Shin et al. (2011) as perdas por condução podem ser minimizadas reduzindo o número de diodos no caminho de condução, muitas pesquisas e implementações estão sendo feitas apresentando significativo aumento de eficiência.

Segundo Huber et al. (2007) no esforço de melhorar a eficiência dos retificadores PFC muitas empresas de fontes chaveadas e de semicondutores estão focando nos circuitos PFC baseados nas topologias *bridgeless*. O retificador *boost bridgeless* é uma alternativa, pois, conduz por apenas dois semicondutores reduzindo as perdas, e sua configuração é apresentada na figura 19.

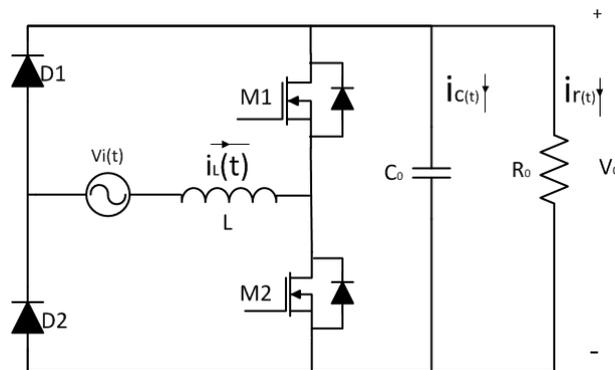


Figura 19: Retificador *Boost Bridgeless* PFC Monofásico

As perdas, em conversores, também passam pela comutação dos elementos semicondutores. Essas perdas estão relacionadas as características não ideais desses elementos no início da condução e no momento de bloqueio. Para qualquer configuração as perdas por comutação podem ser melhoradas através de técnicas de comutação suave, como ZVS (*Zero Voltage Switching*), ZCS (*Zero Current Switching*), ZVT (*Zero Voltage Transition*) e ZCT (*Zero Current Transition*) (BODUR; BAKAN, 2004).

Como mencionado por Souza (1998) para se obter um aumento do rendimento deve-se buscar técnicas que conciliem reduzidas perdas de condução e reduzidas perdas de comutação. Portanto melhorar o rendimento permite reduzir o tamanho de dissipadores e consequentemente trabalhar com volumes mais reduzidos para uma mesma potência.

A escolha desta configuração foi realizada levando-se em conta a simplicidade construtiva desta topologia atrelada a sua inserção em fontes comerciais. Apesar do uso de mais interruptores, que causam aumento no custo, este retificador tem menos limitação pelas perdas. É uma configuração passível da aplicação do controle que este trabalho se propõem a desenvolver e a sua forma construtiva é a base de topologias mais complexas o que pode ser um fator positivo na aplicação de controladores similares em trabalhos futuros.

3.1.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO RETIFICADOR *BOOST BRIDGELESS*

O retificador elevador *bridgeless* é a síntese de dois retificadores elevadores convencionais, cada um atuando para um ciclo da rede. É um conversor simétrico cujo chaveamento é invertido para cada interruptor durante o ciclo da rede. Este chaveamento pode ser realizado de duas formas distintas. Estas serão explicitadas nos itens 3.1.1.1 e 3.1.1.2.

Por ser derivado de uma topologia meia ponte, as chaves semicondutoras *M1* e *M2*, do retificador *bridgeless*, ficam dispostas no mesmo braço de comutação, portanto, deve-se ter um

cuidado adicional quanto ao chaveamento desses interruptores. Ao conduzir simultaneamente um curto circuito no braço de comutação ocorre comprometendo o equipamento. Por causa desse aspecto o controlador deve trabalhar com uma lógica de tempo morto, mantendo a sincronia entre as chaves.

Independentemente de como é feito o chaveamento existem quatro etapas de operação básicas para o conversor, sendo duas de armazenamento de energia no indutor e as outras duas de transferência de energia à carga. A análise pode ser feita apenas em duas etapas, já que a única distinção esta em qual ciclo se encontra a rede e portanto qual interruptor está operando no momento.

3.1.1.1 OPERAÇÃO COM CONDUÇÃO PELO DIODO INTRÍNSECO

Como mencionado no item 3.1.1 existem dois modos de operação possíveis para este conversor. O primeiro que será aqui apresentado utiliza os diodos intrínsecos para condução da corrente durante a fase de transferência de energia a carga. Estas etapas de operação podem ser vistas nas figuras 20 e 21.

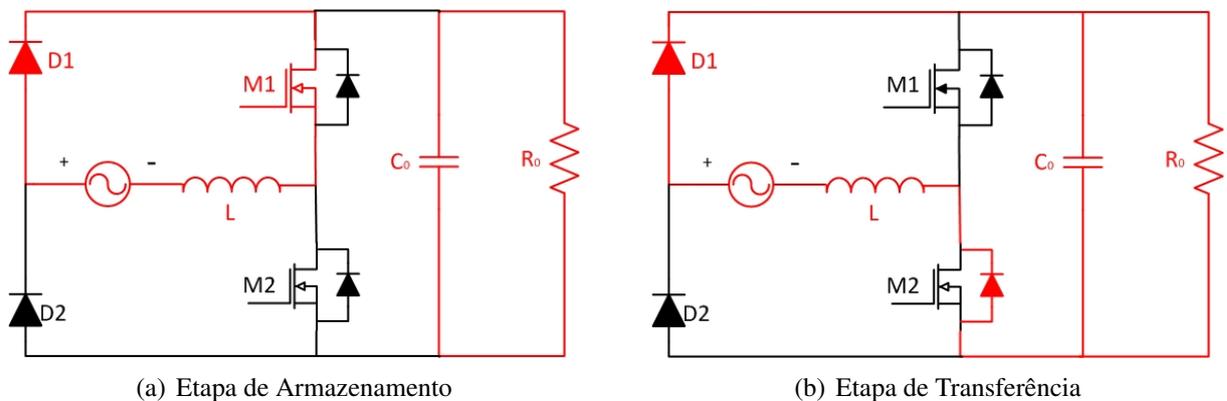


Figura 20: Etapas de operação no ciclo positivo da rede com condução pelo diodo

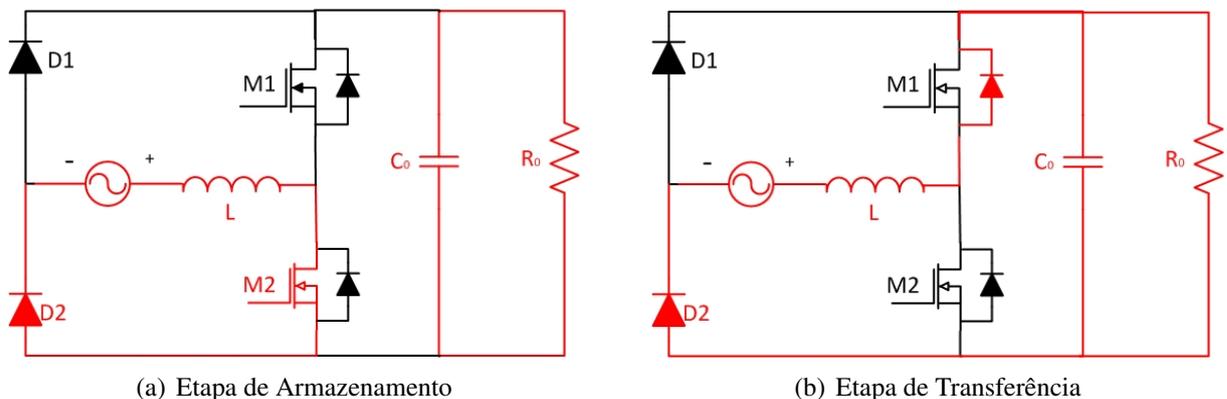


Figura 21: Etapas de operação no ciclo negativo da rede com condução pelo diodo

Durante o semiciclo positivo, para esse modo de operação, apenas a chave $M1$ conduz. Em um primeiro momento armazena-se energia no indutor *boost*, ao conduzir por $M1$, e na etapa seguinte, com o abertura de $M1$, a energia é transferida à carga através do diodo intrínseco da chave $M2$.

Este método, apesar de simples, acarreta em maiores perdas por condução, pois o diodo é um semiconductor que causa uma queda de tensão adicional no circuito. O objetivo principal deste trabalho é aplicar o controlador e melhorar o funcionamento dinâmico do retificador, no entanto, isso não limita a atuação do controlador em reduzir as perdas. Na seção 3.1.1.2 serão apresentadas as etapas de operação com o chaveamento complementar pelos interruptores cuja as perdas por condução são reduzidas, esta forma de operação é preferível na busca por maior eficiência.

3.1.1.2 OPERAÇÃO COM CONDUÇÃO PELO INTERRUPTOR

O segundo modo utiliza as chaves para condução da corrente durante a fase de transferência de energia à carga. Este aspecto melhora o rendimento do retificador, reduzindo as perdas por condução, pois, não haverá queda de tensão adicional causada pelos diodos. As figuras 22 e 23 apresentam as etapas para este modo de operação.

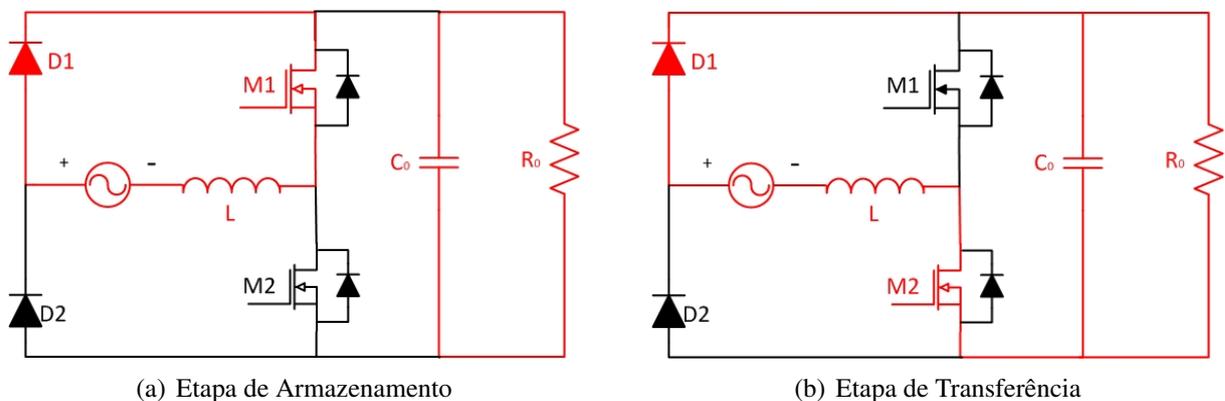


Figura 22: Etapas de operação no ciclo positivo da rede com condução pelo interruptor

Como já mencionado a condução da corrente será feita pela chave durante a transferência de energia entre indutor *boost* e carga. Os sinais para os pulsos de comando dos interruptores trabalhará de forma complementar entre os interruptores. Por se tratar de uma configuração de maior inserção em conversores usuais este modo de chaveamento foi escolhido para este trabalho.

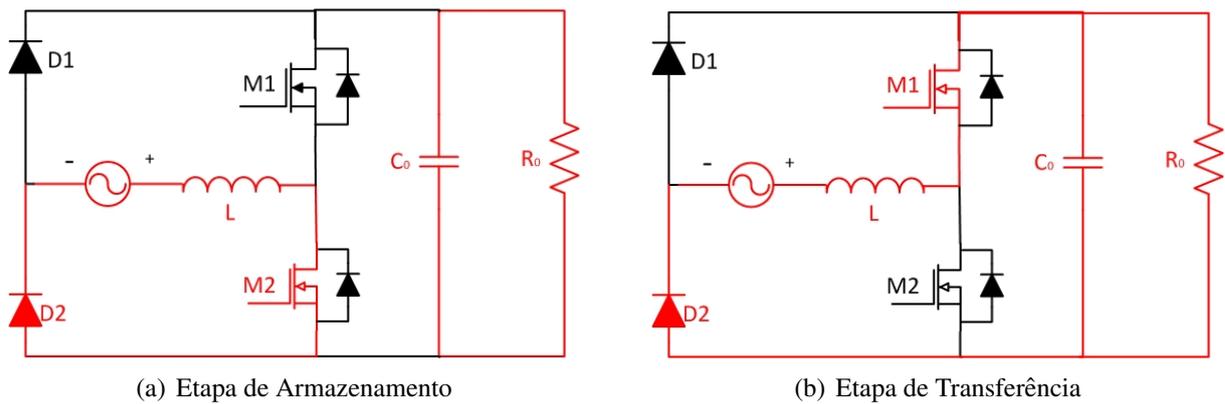


Figura 23: Etapas de operação no ciclo negativo da rede com condução pelo interruptor

3.1.2 FORMAS DE ONDA DO RETIFICADOR *BOOST BRIDGELESS*

Apesar de serem quatro etapas de operação a análise deste circuito pode ser feita apenas em duas etapas, pois as mesmas são complementares para cada ciclo da rede. Na primeira etapa a rede injeta energia no indutor e o capacitor de barramento fornece energia à carga. Na segunda etapa o indutor fornece energia à carga ao capacitor de barramento.

A primeira análise será feita sobre o chaveamento do conversor, como já mencionado os interruptores trabalham de forma complementar permitindo a passagem da corrente à carga com reduzidas perdas por condução. A figura 24 apresenta o chaveamento em um ciclo de trabalho.

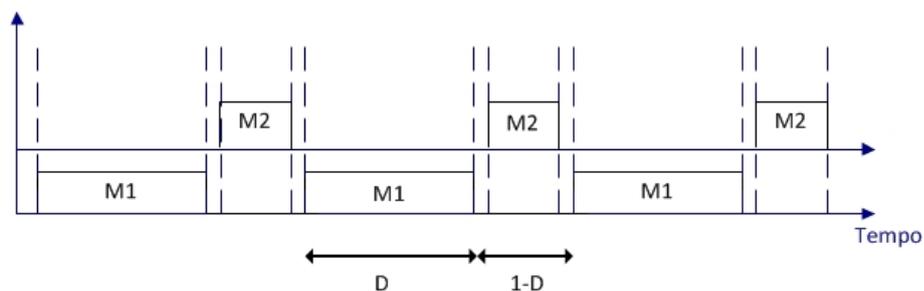


Figura 24: Sinal de chaveamento para os interruptores M1 e M2

Como mencionado no item 3.1.1.2 o interruptor $M2$ opera de forma complementar a $M1$, no semiciclo positivo da rede.

Durante o ciclo da rede essa razão cíclica é variável, com o intuito de criar os valores senoidais para a corrente de entrada. A figura 25 apresenta a dinâmica das correntes dentro do retificador *boost bridgeless*.

As correntes são representativas do semiciclo positivo onde o carregamento do indutor é feito pelo fechamento de $M1$. Portanto quando $M1$ está conduzindo a corrente i_L cresce

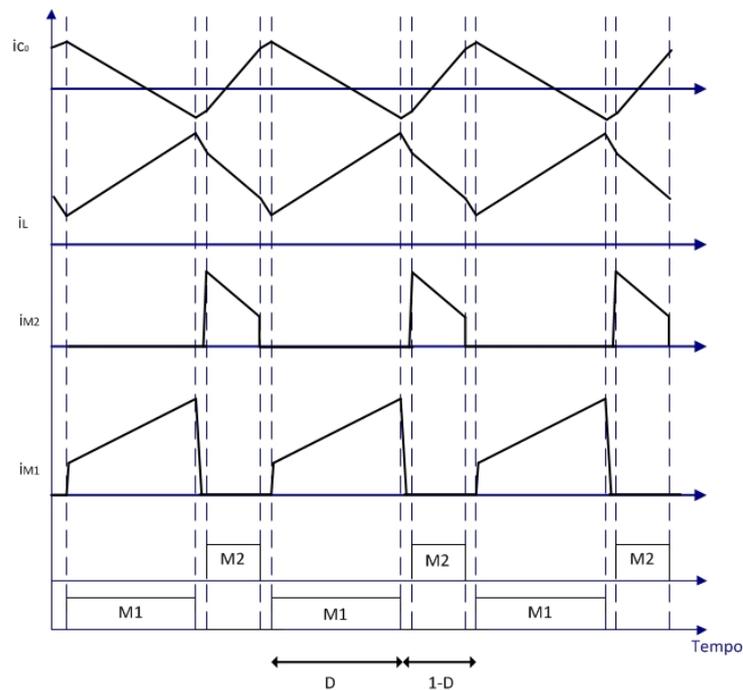


Figura 25: Formas de onda das correntes no retificador

armazenando energia no indutor. O capacitor do barramento, por sua vez, possui a mesma corrente, i_{C_0} , da carga.

Durante a transição de $M1$ para $M2$ a corrente passa através do diodo intrínseco da chave $M2$, tornando, nesse intervalo a condução mais dissipativa. Esta poderia ser considerada uma etapa de operação intermediária para a condução da corrente no circuito, as figuras 21 e 20 mostram o caminho percorrido pela corrente.

Apesar de já estar transferindo energia à carga na etapa anterior é no fechamento de $M2$ que a energia é majoritariamente transferida. A corrente no indutor reduz e enquanto carrega o capacitor C_0 e alimenta a carga.

As correntes apresentadas são representativas de uma razão cíclica genérica para algum momento de chaveamento. Como já mencionado o valor para a razão cíclica será variável durante o semiciclo com o intuito de formar a onda senoidal de corrente. O tempo que cada interruptor estará conduzido determinará o crescimento ou decrescimento no valor médio da forma de onda geral de corrente.

Durante o ciclo da rede necessita-se que a razão cíclica acompanhe a forma de onda da tensão de entrada para que seja obtida uma corrente senoidal. Tomando a tensão de entrada descrita pela equação 34 podemos determinar como deverá ser a relação que descreve a variação da razão cíclica ao longo do ciclo da rede.

$$V_{in}(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (34)$$

Pela relação tradicional que define a razão cíclica em um conversor *boost*, apresentada pela equação 35, e com a equação 34 que define a tensão da rede podemos redefinir a razão cíclica para representar a dinâmica necessária para atingir a corrente senoidal de entrada e fator de potência unitário.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_0} \quad (35)$$

Na chave M_1 a razão cíclica D_{M_1} é aplicada.

$$D_{M_1}(t) = 1 - \left| \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{V_0} \right| \quad (36)$$

Para o interruptor complementar, M_2 , é aplicada a razão cíclica D_{M_2} .

$$D_{M_2}(t) = \left| \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{V_0} \right| \quad (37)$$

Estas igualdades, relações 36 e 37, apresentam a variação de $D(t)$ para um retificador PFC. A figura 26 apresenta a variação da razão cíclica $D(t)$ ao longo de um ciclo da rede.

Existe um ponto de descontinuidade em cada ciclo, este acontece durante a passagem da tensão de entrada por zero. O valor da razão cíclica varia do valor máximo ao mínimo, ou vice versa, o que pela ótica do controlador é um ponto de inconsistência, pois, é impossível impor o valor de tensão necessário no indutor o que causa distorções na corrente de entrada por não conseguir atingir a referência necessária. Esse fenômeno foi citado ao longo da seção 2.4.1 deste trabalho.

O controle para esse conversor além de manter a forma de onda da corrente deve regular a tensão. Para isso a amplitude do chaveamento, apresentado na figura 26, deve variar para manter a tensão de saída no referencial desejado. A título de exemplo, quando há um aumento de carga, ou seja, redução da resistência, uma elevação da corrente deve ocorrer para manter a tensão de saída no mesmo patamar o que conseqüentemente eleva a corrente de entrada. Para que resulte em um aumento nos valores médios de $D(t)$ ao longo do ciclo deve apresentar um aumento na amplitude da onda que representa a razão cíclica.

A malha usual para esse tipo de regulação em retificadores *boost* é o controlador

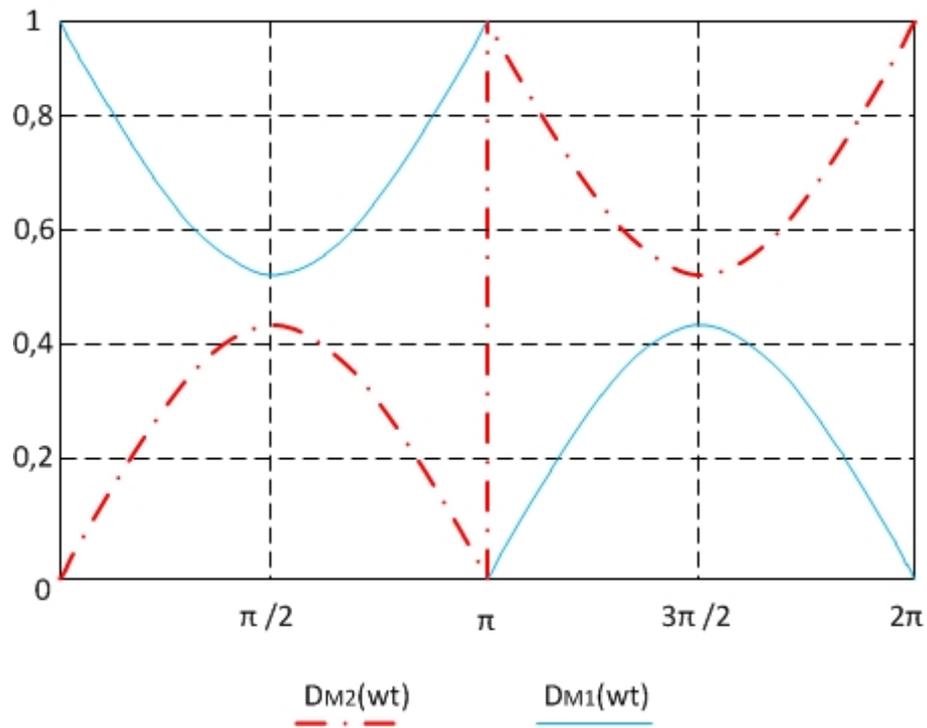


Figura 26: Variação da Razão Cíclica nos interruptores durante um ciclo da rede

externo de tensão. É uma estratégia utilizada nos retificadores que será explicada na próxima seção.

3.2 MALHA EXTERNA DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

O retificador *boost* PFC monofásico regula a tensão de saída ao controlar a amplitude da corrente de entrada. Para isso impõem uma tensão sobre o indutor, que desprezando as componentes de alta frequência, apresenta para a corrente um espectro senoidal.

Essa forma de onda apresenta duas parcelas, quando esta associado a um controlador interno com referência. A primeira anula o efeito da entrada e outra que é exclusivamente a tensão imposta ao indutor que gerará a corrente desejada. Essa corrente em sua amplitude regula a tensão de saída do conversor. Como a tensão de saída é uma relação entre impedância de saída e corrente de saída, a corrente de entrada, é utilizada na regulação da tensão de saída, pois, estima-se que a potência de entrada seja igual a potência de saída, como apresentado na equação 38.

A malha de tensão atua exatamente nesse aspecto alterando o valor de pico, amplitude, da corrente senoidal de entrada para regular a tensão de saída.

Para associar as gradezas a serem controladas tomamos como critério inicial a relação

entre potência média de entrada, P_{in} , e potência média de saída do conversor, P_{out} , estas devem ser iguais para um modelo ideal sem perdas. A equação 38 apresenta essa igualdade.

$$P_{in} = P_{out} \quad (38)$$

Quando o fator de potência é unitário obtemos para P_{in} a relação 39.

$$P_{in} = S_{in} = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (39)$$

A equação 39 está deduzida no anexo A deste trabalho. Para a potência de saída obtemos a igualdade apresentada em 40.

$$P_{out} = V_o \cdot I_o \quad (40)$$

Utilizando as equações 40 e 39 obtemos a igualdade 41.

$$V_o \cdot I_o = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \rightarrow I_o = \frac{V_p \cdot I_p}{2 \cdot V_o} \quad (41)$$

A carga pode ser representada por uma relação entre potência média de saída e tensão média de saída. Essa equação é apresentada em 42

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (42)$$

Através da associação do capacitor C_0 e carga resistiva R_0 é possível encontrar uma impedância equivalente para a saída do conversor. Passando para frequência obtemos a equação 43.

$$Z_0 = \frac{\frac{1}{s \cdot C} \cdot R}{\frac{1}{s \cdot C} + R} \quad (43)$$

O que leva a equação 44.

$$Z_0 = \frac{R}{1 + s \cdot C \cdot R} \quad (44)$$

Utilizando a equação 42 tem-se a equação 45.

$$Z_0 = \frac{\frac{V_0^2}{P_0}}{1 + s \cdot C \frac{V_0^2}{P_0}} \quad (45)$$

Sem considerar a resistência série do capacitor de barramento obtemos uma impedância equivalente para a saída do conversor, apresentada em 46.

$$Z_0 = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{P_0}{V_0^2 \cdot C}} \quad (46)$$

onde:

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{P_0}{V_0^2 \cdot C}} \quad (47)$$

A malha de tensão deve ter uma dinâmica lenta para não repassar uma necessidade de regulação inexistente para as malhas internas de corrente alterando a corrente de entrada distorcendo-a.

Considera-se que a corrente de saída é proporcional ao valor de pico da corrente de entrada, esta por sua vez, é utilizada como a variável de controle para a malha de tensão. Portanto podemos reescrever a equação 41 em termos da corrente de pico, esta igualdade é apresentada em 48.

$$I_o(s) = \frac{V_p \cdot I_p(s)}{2 \cdot V_o} \quad (48)$$

Utilizando a equação 48 em 47 obtém-se a função de transferência para a malha de tensão, mostrada em 49.

$$\frac{V_0(s)}{I_p(s)} = \frac{\frac{V_p}{2 \cdot V_o \cdot C}}{s + \frac{P_0}{V_0^2 \cdot C}} \quad (49)$$

Esta função associa as variáveis de controle desejadas que são a tensão de saída com a corrente de pico da entrada do retificador *boost*.

Como já mencionado este controlador é limitado em sua dinâmica, no entanto, nas próximas seções será apresentada como a malha auxiliar de potência pode melhorar essa dinâmica.

3.3 INTEGRAÇÃO ENTRE REALIMENTAÇÃO DIRETA E MALHA EXTERNA DE TENSÃO

As malhas externas não podem atuar na forma da corrente de entrada para que a mesma busque o fator de potência unitário. Isto se deve ao fato da inexistência de uma referência senoidal para a forma de corrente desejada aplicada nessas malhas. Para este fim, utiliza-se um controlador interno que atua na modulação do PWM, moldando uma corrente senoidal para o retificador. Dentre as configurações apresentadas neste trabalho o autocontrole será a alternativa utilizada.

Na seção 2.5, a base da teoria que envolve o controle por realimentação direta foi descrita. O foco agora é apresentar a dinâmica conjunta deste controlador com a malha externa de tensão. Sabendo que a variável de controle é a corrente no indutor, utiliza-se a equação 50 para observar a dinâmica dessa variável.

$$i_L(t) = \frac{V_1(t)}{k_{Auto} \cdot V_0} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \sigma) \quad (50)$$

Observando equação 50, que foi desenvolvida na seção 2.5, é perceptível que será o valor de pico da tensão junto da tensão de saída e ganho k_{Auto} que definirão a corrente no indutor. Sendo a corrente inversamente proporcional ao ganho.

Como espera-se que a tensão de saída V_0 e a amplitude da tensão da rede V_p permaneçam constantes, será o ganho k_{Auto} que deixará de ser apenas uma constante para agregar a capacidade de alterar a amplitude da corrente no indutor e conseqüentemente controlar a potência drenada da rede regulando a tensão de saída. Portanto tem-se um k_{Auto} variável no tempo, ou seja, $k_{Auto}(t)$

No item anterior foi apresentado a função de transferência, equação 49 para a malha de tensão, No capítulo 2 foi apresentada a equação 32, está será agora reescrita como um k_{Auto} variável, obtém-se desta forma a equação 51.

$$i_{Lp} = \frac{V_p}{k_{Auto}(t) \cdot V_0} \quad (51)$$

A equação 51 apresenta uma relação não linear entre as variáveis. Necessita portanto que seja linearizada a igualdade (51) prevendo que o controlador opere em uma faixa onde a corrente i_{Lp} não assuma valores inconsistentes. Linearizar uma equação consiste em manter a função operando em uma região de equilíbrio.

As variáveis podem ser reescritas portanto com a soma de uma parcela fixa e outra variável, sendo a primeira muito maior que a segunda. Com isso temos para a corrente e ganho as equações 52 e 53.

$$i_p(t) = i_p + \Delta i_p(t) \quad (52)$$

$$k_{Auto}(t) = k_{Auto} + \Delta k_{Auto}(t) \quad (53)$$

Onde, para limitar a dinâmica temos:

$$\Delta i_p(t) \ll i_p \quad (54)$$

$$\Delta k_{Auto}(t) \ll k_{Auto} \quad (55)$$

Ao expandir a equação 51, obtém-se:

$$i_{Lp} + \Delta i_p(t) = \frac{V_p}{(k_{Auto} + \Delta k_{Auto}(t)) \cdot V_0} \quad (56)$$

$$i_{Lp} + \Delta i_p(t) = \frac{V_p}{(k_{Auto} + \Delta k_{Auto}(t)) \cdot V_0} \cdot \frac{(k_{Auto} - \Delta k_{Auto}(t))}{(k_{Auto} - \Delta k_{Auto}(t))} \quad (57)$$

$$i_{Lp} + \Delta i_p(t) = \frac{V_p}{V_0} \cdot \frac{(k_{Auto} - \Delta k_{Auto}(t))}{(k_{Auto}^2 - \Delta k_{Auto}(t)^2)} \quad (58)$$

Como:

$$k_{Auto}^2 - \Delta k_{Auto}(t)^2 \approx k_{Auto}^2 \quad (59)$$

Tem-se:

$$i_{Lp} + \Delta i_p(t) = \frac{V_p}{V_0} \cdot \frac{(k_{Auto} - \Delta k_{Auto}(t))}{k^2} \quad (60)$$

$$i_{Lp} + \Delta i_p(t) = \frac{V_p}{k_{Auto} \cdot V_0} - \Delta k_{Auto}(t) \cdot \frac{V_p}{k_{Auto}^2 \cdot V_0} \quad (61)$$

Como:

$$i_{Lp} = \frac{V_p}{k_{Auto} \cdot V_0} \quad (62)$$

Reduzindo os termos na igualdade o valor da variação de corrente fica em evidência.

$$\Delta i_p(t) = -\Delta k_{Auto}(t) \cdot \frac{V_p}{k_{Auto}^2 \cdot V_0} \quad (63)$$

A equação 63 é a linearização da função 51. Com a equação 49 apresentada na seção anterior obtém-se uma relação entre tensão de saída e a variação k_{Auto} .

$$\frac{V_0(s)}{\Delta k_{Auto}(s)} = - \left(\frac{\frac{V_p^2}{2 \cdot V_0^2 \cdot k_{Auto}^2 \cdot C}}{s + \frac{P_0}{V_0^2 \cdot C}} \right) = - \left(\frac{\frac{V_p^2}{2 \cdot k_{Auto}^2 \cdot P_0}}{s \cdot \frac{V_0^2 \cdot C}{P_0} + 1} \right) \quad (64)$$

Com a equação 64 é possível desenvolver um controlador que seja capaz de manter a forma de corrente similar a forma da tensão de entrada e regular a tensão de saída diante de um referencial. A figura 27 apresenta este controlador operando para o retificador *boost bridgeless*.

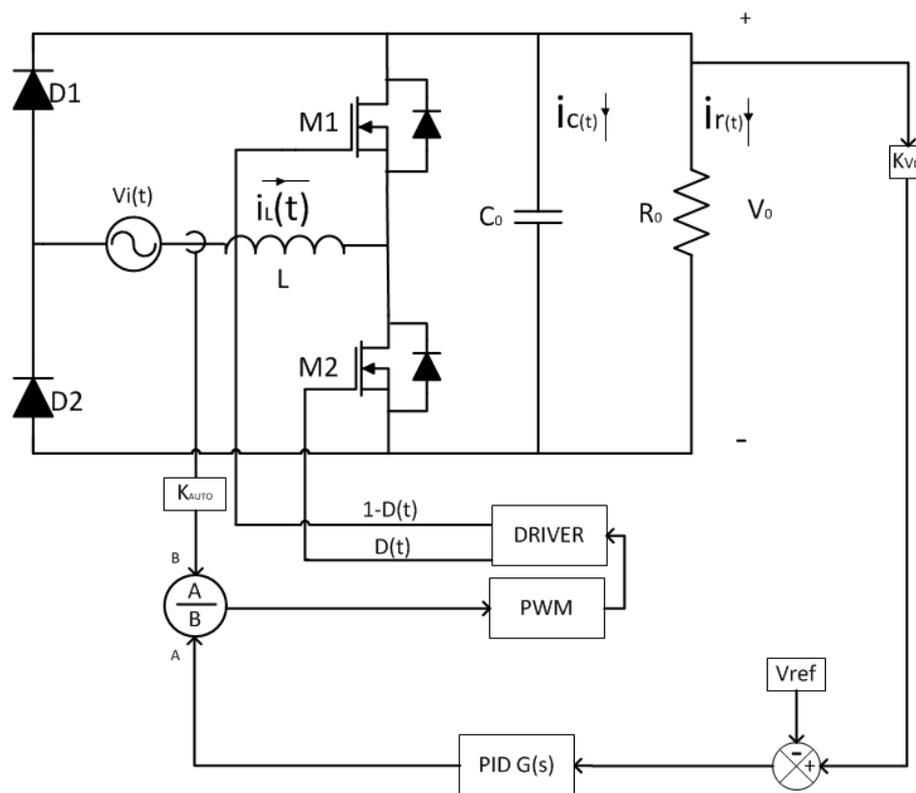


Figura 27: Aplicação da realimentação direta e malha de tensão em um retificador *boost bridgeless*

3.4 INTEGRAÇÃO ENTRE REALIMENTAÇÃO DIRETA E MALHAS EXTERNAS, TENSÃO E *FEEDFORWARD* DE POTÊNCIA

No intuito de evitar distorções na corrente é necessário manter a ondulação de baixa frequência da tensão na saída do conversor. Consequentemente, o controlador de tensão no sistema de controle convencional deve ter uma frequência de corte baixa, na faixa de 120Hz, de forma a não tentar corrigir essa distorção e por sua vez não deformar a corrente de entrada.

Junto com a necessidade de ter um ganho reduzido, estes aspectos levam o regulador de tensão a uma resposta lenta a transitórios de carga. Essa dinâmica lenta em retificadores PFC provocou uma busca por soluções para melhorar essa resposta. A maioria das soluções apresentadas sempre acabam aumentando a complexabilidade do sistema.

O controle aqui proposto usa uma malha externa adicional. Esta é baseada na variação de potência do retificador. Esta configuração aplicada ao retificador *boost bridgeless* é mostrada na figura 28.

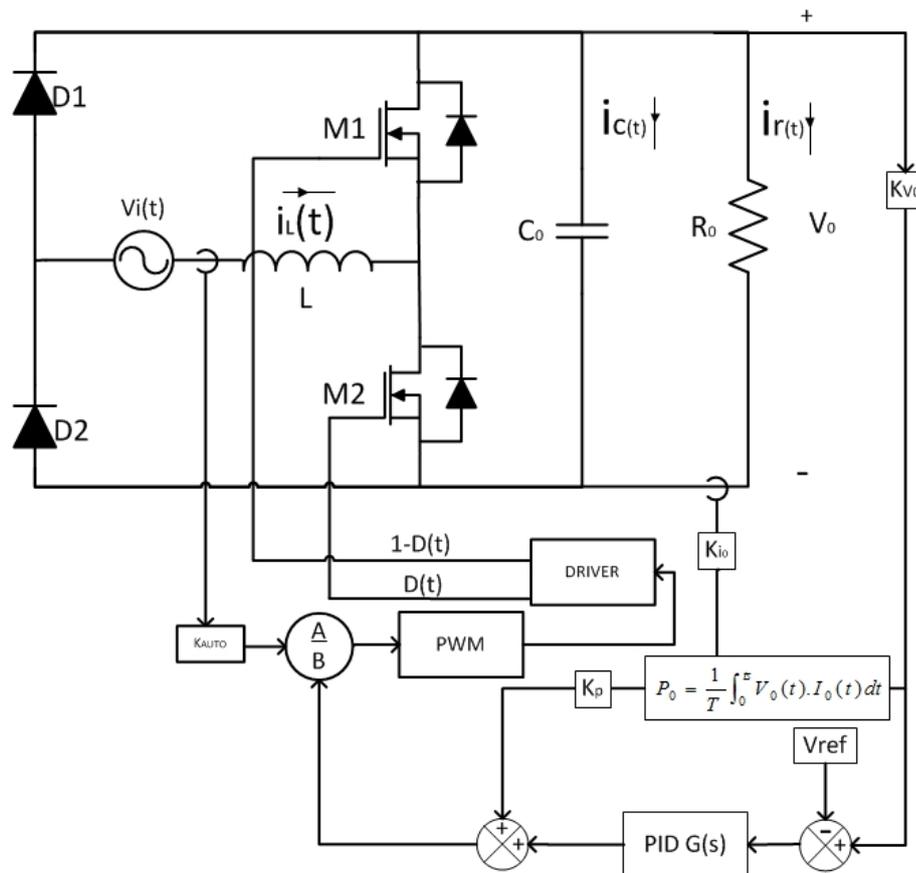


Figura 28: Aplicação da realimentação direta, malha de tensão e *feedforward* de potência em um retificador *boost bridgeless*

O *feedforward* de potência atribui um valor ao controlador através da integral da

potência instantânea. Calcula-se normalmente no tempo de um ciclo da rede a potência de saída, ou seja, o valor da tensão pela corrente de saída ponto a ponto. A equação 65 apresenta essa integração.

$$P_0(t) = \frac{1}{T} \int_0^T V_0(t) \cdot I_0(t) \cdot dt \quad (65)$$

Sendo T um período da rede.

O limites de integração podem ser ajustados para que o cálculo seja feito em meio ou um ciclo completo rede, de forma que o valor da potência média, durante o cálculo móvel não mude. O cálculo para meio ciclo faz do controlador mais sensível a mudança nos valores de potência de saída.

Diferentemente da tensão, a corrente de saída varia instantaneamente quando há uma alteração de carga. É neste ponto que se baseia o controlador pela potência. Enquanto o controlador de tensão, além de precisar amostrar uma variável com mudança lenta. A tensão de saída devido ao capacitor de barramento, necessita também ter uma dinâmica reduzida para não corrigir a ondulação natural na saída do retificador. O controlador pela potência não tem nenhuma dessas limitações e pode corrigir de forma mais ágil as variações de carga.

A variável calculada pelo controlador é somada ao valor calculado pela malha de tensão. Logo, o sinal que vai para malha interna permanece o mesmo em valor, apenas é composto por duas componentes, o que não altera os equacionamentos realizado nas seções anteriores.

Durante uma variação de carga, o valor de correção para alterar a amplitude da corrente de entrada é enviado a malha interna rapidamente, ou seja, no menor tempo de cálculo para o controlador em uma implementação digital. Portanto a referência é atualizada rapidamente com o valor da potência de saída. Este controlador reduz significativamente os valores de sobressinal e subsinal aprimorando também o tempo de estabelecimento.

Para se implementar esse controlador é necessário utilizar um informação adicional para o cálculo que é a corrente de saída do retificador para o cálculo da potência. Portanto fisicamente é necessário adicionar um sensor de corrente para fazer essa medição. Isto pode ser levantado como uma desvantagem, no entanto, existem aplicações onde já existe essa medição. Quando o retificador é o estágio de entrada para um inversor, a corrente de entrada deste inversor já contém uma medição podendo ser compartilhada.

3.5 CONCLUSÃO

A dinâmica conjunta da planta, retificador elevador *bridgeless*, com a configuração formada pela associação de três malhas de controle, uma interna e duas externas foi o foco deste capítulo.

Apresentou-se o retificador e a topologia *bridgeless* com suas etapas de operação, chaveamento e as possíveis formas de operação. Isto permitiu a visualização global do funcionamento deste conversor e como os controladores podem atuar para atenuar os transientes e manter a qualidade de energia.

O controlador proposto foi explicado a cada estágio durante as seções. Em um primeiro momento a malha externa de tensão foi explicitada apresentando a sua dinâmica lenta e o que isso causa na resposta na regulação da tensão de saída em um transitório de carga.

O autocontrole quando aplicado a planta mantém o fator de potência próximo do unitário sob baixa distorção harmônica e defasamento mínimo. Como estratégia a realimentação direta é muito válida devido ao esforço computacional reduzido em relação a malha interna de corrente normalmente empregada.

A configuração total do controlador se dá com a junção da malha externa de potência ao conjunto. Este controlador propicia uma melhora considerável na regulação da tensão de saída. Por ser atrelado à variação de corrente, sua dinâmica é rápida, o que melhora o desempenho geral do retificador.

4 PROJETO DO RETIFICADOR E DOS CONTROLADORES

É necessário para a etapa de implementação que os conceitos anteriormente apresentados sejam especificados em projeto, tanto da planta quanto para os controladores que se deseja implementar.

Em um primeiro momento é o circuito de potência que será especificado, apresentando as necessidades mínimas de projeto para cada componente. Mais adiante são os controladores o foco, evidenciando seus ganhos e lógica de funcionamento.

4.1 ESPECIFICAÇÕES DO RETIFICADOR *BOOST BRIDGELESS*

O conversor estudado, retificador *boost bridgeless*, precisa ser projetado para o desenvolvimento dos testes que se pretende executar. O objetivo é aproximar ao máximo de padrões que possam ser utilizados em aplicações industriais, portanto valores como a tensão de entrada, tensão de saída e potência processada serão valores de aplicação.

Parte-se de um conversor capaz de processar $1600W$ com tensão senoidal de entrada de $127V_{rms}$ e tensão retificada de saída de $400V_{cc}$. Para isso é necessário especificar cada componente e os esforços de corrente e tensão necessários para cada elemento do circuito da figura 29.

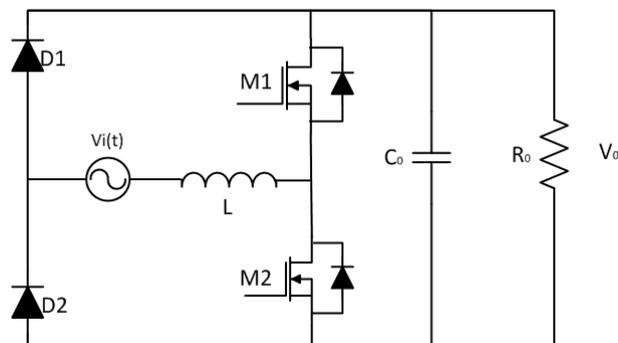


Figura 29: Circuito de potência

4.1.1 CORRENTES NAS CHAVES

É necessário que as chaves, quando abertas, suportem a tensão nominal de saída com a sua ondulação, $400V_{cc} \pm \Delta V_0$. Ao se tratar de corrente é preciso uma análise mais aprofundada.

Sabendo que a razão cíclica tem o comportamento apresentado pela equação 35, e que a corrente de entrada é um valor senoidal (equação 66) pode-se obter uma relação para a corrente média que percorre as chaves em um semiciclo.

$$i_{in}(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (66)$$

Para a corrente que percorre as chaves $M1$ e $M2$ têm-se as seguintes relações apresentadas em 67 e 68.

$$i_{M1}(t) = D_{M1}(t) \cdot i_{in}(t) \quad (67)$$

$$i_{M2}(t) = D_{M2}(t) \cdot i_{in}(t) \quad (68)$$

A corrente média é dada pela integração da função da corrente em um período da rede. Obtemos como equacionamento a relação apresentada em 69.

$$i_{M1} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left(1 - \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{V_0} \right) \cdot (I_p(t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \cdot d\omega t \quad (69)$$

Desenvolvendo a equação 69 obtém-se a função 70.

$$i_{M1} = \frac{1}{4} \cdot P_{in} \cdot \frac{4 \cdot \beta - \pi}{\beta \cdot \pi} \quad (70)$$

Onde β é a relação entre tensão de saída V_0 do retificador e a tensão de pico da entrada V_p como mostra a relação 71.

$$\beta = \frac{V_0}{V_p} \quad (71)$$

A corrente eficaz nas chaves para um período de comutação é dada pela relação apresentada em 72.

$$i_{M1_{RMS}} = I_p \cdot \sqrt{D_{M1}(t)} \quad (72)$$

Para um ciclo da rede obtemos a relação dada na equação 74.

$$i_{M1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi (I_p \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot \left(1 - \left|\frac{V_{in}}{V_0}\right| \cdot \text{sen}(\omega t)\right) \cdot d\omega t} \quad (73)$$

$$i_{M1_{ef}} = \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot I_p \cdot \sqrt{3 - \frac{8 \cdot V_p}{\pi \cdot V_0}} \quad (74)$$

As funções 70 e 74 apresentam as relações entre os valores de corrente, tensões e potência estimada de processamento para um retificador genérico.

4.1.2 CORRENTE NOS DIODOS

A corrente média nos diodos, I_D para um período da rede é calculada de forma simples, como cada diodo conduz apenas por um semiciclo temos a relação 75.

$$I_D = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{I_p}{\pi} \quad (75)$$

4.1.3 CORRENTE DE ENTRADA

Para o dimensionamento da corrente de entrada leva-se em conta a potência desejada, o rendimento esperado para o retificador e a tensão eficaz de entrada. A equação que descreve a corrente de entrada, $I_{in_{ef}}$ é apresentada em 76

$$I_{in_{ef}} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{in_{ef}}} \quad (76)$$

Logo:

$$I_p = \sqrt{2} \cdot I_{in_{ef}} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_0}{\eta \cdot V_{in_{ef}}} \quad (77)$$

Onde η representa o rendimento em valor percentual. E para a corrente de pico temos a igualdade apresentada em 77.

4.1.4 INDUTÂNCIA DE ENTRADA

Para a indutância de entrada é necessário especificar o tipo de operação do retificador e a ondulação da corrente de entrada. Como se trata de um retificador com uma corrente de entrada senoidal a ondulação da corrente de entrada, Δi_{in} , varia durante o ciclo da rede. Sendo a operação do retificador em condução contínua.

Para um conversor *boost* convencional, entrada CC, obtemos a equação 78 para o dimensionamento da indutância sob uma ondulação fixa na corrente de entrada. No entanto para a aplicação deste trabalho teremos uma razão cíclica variável o que acarreta, ao longo do período da rede, em uma ondulação variável na corrente de entrada.

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_{in}} \quad (78)$$

Transcrevendo a equação 78, com as variáveis do sistema obtemos a equação apresentada em 79.

$$L = \frac{V_{in}(\omega.t) \cdot D_{M1}(\omega.t)}{f_s \cdot \Delta i_{in}(\omega.t)} \quad (79)$$

Resolvendo a equação para Δi_{in} pode-se encontrar os valores máximos e mínimos de ondulação ao longo do período. Esta igualdade está apresentada na equação 80.

$$\Delta i_{in}(\omega.t) = \frac{D_{M1}(\omega.t) \cdot V_{in}(\omega.t)}{L \cdot f_s} \quad (80)$$

Substituindo na 80 os termos definidos nas equações 35, 34 e 71 obtém-se a igualdade apresentada em 81.

$$\Delta i_{in}(\omega.t) = \frac{V_{in_p}}{f_s \cdot L} \cdot \text{sen}(\omega.t) \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega.t) \right) \quad (81)$$

Está equação, 81, pode ser normalizada e a sua derivada quando igualada a zero apresenta os pontos de máximo e mínimos da função. A função normalizada é mostrada em 82. O termo referente a frequência de chaveamento, f_s é substituído pelo período de chaveamento, T_s .

$$\Delta i_{in}(\omega.t) \cdot \frac{L}{V_{in_p} \cdot T_s} = \text{sen}(\omega.t) \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega.t) \right) = \overline{\Delta i_{in}}(\omega.t) \quad (82)$$

logo:

$$\overline{\Delta i_{in}}(\omega.t) = \text{sen}(\omega.t) \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega.t)\right) \quad (83)$$

Ao derivar a segunda parte da igualdade apresentada em 83 e igualando a zero obtém-se uma equação de segundo grau que leva a dois resultados para $\omega.t$, como apresentado em 84 e 85.

$$\omega.t_1 = \arccos(0) = \frac{\pi}{2} \quad (84)$$

e

$$\omega.t_2 = \arcsen\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (85)$$

Observa-se pelos resultados que para valores de β maiores ou iguais a 2 o resultado para a maior ondulação sempre será em $\frac{\pi}{2}$ tendo a sua expressão definida em 86. Para valores menores que 2 a expressão que descreve é apresentada em 87.

$$\overline{\Delta i_{inmax \geq 2}} = \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) - \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2}{\beta} = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (86)$$

e

$$\overline{\Delta i_{inmax < 2}} = \frac{\beta}{2} - \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2}{\beta} = \frac{\beta}{4} \quad (87)$$

Portanto fica evidente a importância da relação entre a tensão de saída e amplitude da tensão de entrada (β) com a ondulação máxima de corrente na entrada do retificador.

Desta forma pode-se agora encontrar um valor para a indutância L ao isolar o termo na equação 82. Está igualdade é apresentada em 88.

$$L = \frac{\overline{\Delta i_{in}}(\omega.t) \cdot V_p}{\Delta i_{in}(\omega.t) \cdot f_s} \quad (88)$$

4.1.5 CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

A especificação da capacitância de saída necessita principalmente da amplitude da ondulação da tensão de saída esperada e corrente de saída. O foco da utilização destes controladores e topologia é manter o fator de potência unitário, ou seja, ter a corrente de entrada em fase com a tensão de entrada. Isto acarreta em uma potência instantânea na estrada do retificador regida pela equação 89.

$$P_{in}(\omega.t) = V_{in}(\omega.t) \cdot i_{in}(\omega.t) \quad (89)$$

Sendo, tanto corrente como tensão, funções senoidais que variam na mesma frequência, obtém-se para a potência de entrada a função apresentada na igualdade 90.

$$P_{in}(\omega.t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega.t) \quad (90)$$

Portanto percebe-se que a potência instantânea entregue a carga, quando simplificamos para um rendimento unitário, varia ao longo de meio período da rede. Atingindo seu ponto máximo no pico da tensão de entrada. O valor médio de $P_{in}(\omega.t)$ é a potência entregue à carga.

A corrente que vai ao capacitor de barramento e carga, i_b é descrita pela equação 91. Esta expressão é levantada através do circuito clássico do retificador *boost* onde o barramento de saída conduz de forma complementar a chave do retificador.

$$i_b(\omega.t) = I_p \cdot \text{sen}(D(\omega.t)) \cdot (1 - D(\omega.t)) \quad (91)$$

Pode-se reescrever a equação 91 em termos de β e corrente de pico obtendo a equação 92. A forma desta corrente pode ser vista na figura 30.

$$i_b(\omega.t) = \frac{1}{\beta} \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega.t) \quad (92)$$

Logo a corrente que compõe as correntes que circulam no barramento do capacitor C_0 e no barramento da carga pode ser estimada. Permite, desta forma, montar um circuito equivalente para a saída do retificador *boost*, como mostrado na figura 31.

Utilizando o circuito equivalente e resolvendo o mesmo em regime permanente encontramos a expressão geral para a tensão no capacitor e carga. Essa expressão é apresentada em 94. Percebe-se que existe duas componentes uma contínua e outra alternada que representam

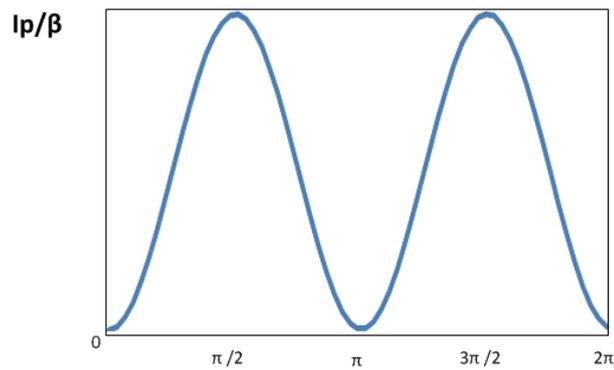


Figura 30: Corrente média instantânea para a saída do retificador em um período da rede

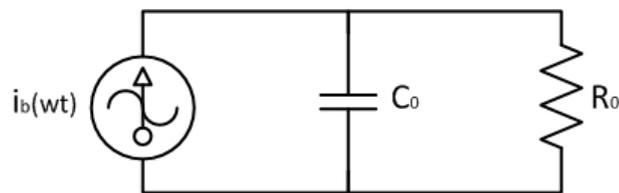


Figura 31: Circuito equivalente para a saída do retificador

o valor médio de tensão de saída e a sua ondulação.

$$V_0(\omega.t) = V_{0_{med}} \pm V_{0_{\Delta V}}(\omega.t) \quad (93)$$

$$V_0(\omega.t) = R_0 \cdot I_p \cdot \left(\frac{1}{2\beta} - \frac{1}{2\beta + 8\beta \cdot R_0^2 \cdot C_0^2 \cdot \omega^2} \cdot (2 \cdot \omega \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot \text{sen}(2\omega.t) + \text{cos}(2 \cdot \omega.t)) \right) \quad (94)$$

A componente contínua é apresentada na equação 95 e a parte alternada que representa a ondulação de tensão na saída do retificador está apresentada na igualdade 96.

$$V_{0_{med}} = \frac{R_0 \cdot I_p}{2 \cdot \beta} \quad (95)$$

$$V_{0_{\Delta V}}(\omega.t) = R_0 \cdot I_p \cdot \left(-\frac{1}{2\beta + 8\beta \cdot R_0^2 \cdot C_0^2 \cdot \omega^2} \cdot (2 \cdot \omega \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot \text{sen}(2\omega.t) + \text{cos}(2 \cdot \omega.t)) \right) \quad (96)$$

O módulo da componente alternada é definido na equação 97.

$$|V_{0\Delta V}(\omega.t)| = R_0 \cdot I_p \cdot \frac{\sqrt{1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot R_0^2 \cdot C_0^2}}{2\beta \cdot (1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot R_0^2 \cdot C_0^2)} = \frac{R_0 \cdot I_p}{2\beta \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \omega^2 \cdot R_0^2 \cdot C_0^2}} \quad (97)$$

Como o segundo termo dentro da raiz, $4 \cdot \omega^2 \cdot R_0^2 \cdot C_0^2$, tem-se para o valor do módulo a relação apresentada em 98.

$$|V_{0\Delta V}(\omega.t)| = \frac{I_p}{4 \cdot \beta \cdot \omega \cdot C_0^2} \quad (98)$$

Pode-se reescrever a equação apresentada em 98 utilizando a definição de β e a equação 39 obtendo a equação 99.

$$|V_{0\Delta V}(\omega.t)| = \frac{P_0}{2 \cdot \omega \cdot C_0 \cdot V_0} \quad (99)$$

A figura 32 apresenta a tensão de saída com o seu valor médio dado pela função 95 variando entre os valores máximo e mínimo da ondulação. Estes valores são regidos pela equação 99.

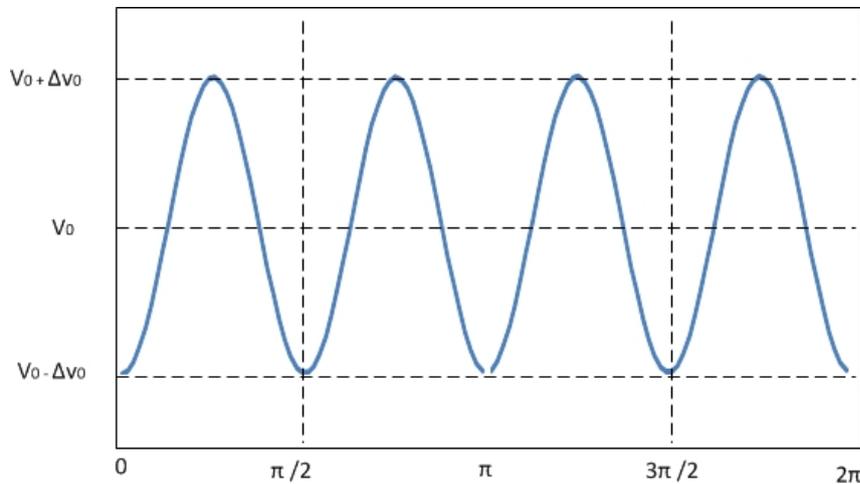


Figura 32: Ondulação da tensão de saída do retificador

Como anteriormente mencionado a ondulação da tensão de saída terá a frequência dobrada em relação a rede. Como a potência instantânea de entrada não é contante, a potência entregue a saída também deve variar o que impede que a tensão de saída seja um sinal puramente contínuo.

Para o dimensionamento do capacitor de saída, portanto, pode-se utilizar a equação 99 resolvendo-a para a variável C_0 , como é mostrado em 100.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada eficaz	$V_{in_{ef}}$	$127V_{rms}$
Tensão de saída	V_0	$400V_{cc}$
Potência de saída	P_0	$1600W$
Frequência da rede	f	$60Hz$
Frequência de chaveamento	f_s	$44kHz$
Rendimento previsto	η	95%
Ondulação de corrente de entrada prevista	Δi_{in}	35%
Ondulação de tensão de saída prevista	ΔV_0	2%

Tabela 1: Parâmetros do circuito

$$C_0 = \frac{P_0}{2 \cdot \omega \cdot \Delta V_0 \cdot V_0} \quad (100)$$

4.1.6 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO RETIFICADOR

A tabela 1 apresenta as especificações para o dimensionamento dos componentes do circuito que constituirão o circuito de potência.

Primeiro ponto é encontrar a corrente eficaz de entrada do retificador. Este valor é encontrado com a resolução da equação 76 para os parâmetros apresentados.

$$I_{in_{ef}} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{in_{ef}}} = \frac{1600}{0,95 \cdot 127} = 13,26A \quad (101)$$

O valor de pico da corrente é encontrado pela resolução da equação 77.

$$I_p = \sqrt{2} \cdot I_{in_{ef}} = \sqrt{2} \cdot 13,26 = 18,75A \quad (102)$$

A corrente eficaz nas chaves em um ciclo da rede é encontrada através da resolução da equação 74

$$i_{M1_{ef}} = \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot I_p \cdot \sqrt{3 - \frac{8 \cdot V_p}{\pi \cdot V_0}} = \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot 18,75 \cdot \sqrt{3 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 127}{\pi \cdot 400}} = 7,36A \quad (103)$$

A corrente média nos diodos se da pela resolução de 75.

$$I_D = \frac{I_p}{\pi} = \frac{18,75}{\pi} = 5,97A \quad (104)$$

A indutância de entrada é dada pela resolução da igualdade 88. Como a tensão de saída

é superior a 2 vezes a tensão de pico da entrada o fator $\overline{\Delta i_{inmax}}$ é calculado utilizando a equação 86.

$$\overline{\Delta i_{in}} = 1 - \frac{1}{\beta} = 1 - \frac{1}{\frac{400}{\sqrt{2} \cdot 127}} = 0,55 \quad (105)$$

$$L = \frac{\overline{\Delta i_{in}} \cdot V_p}{\Delta i_{in} \cdot f_s} = \frac{0,55 \cdot \sqrt{2} \cdot 127}{(13,26 \cdot 0,01) \cdot 44 \cdot 10^3} = 484 \mu H \quad (106)$$

A capacitância de saída é dimensionada através da igualdade 100.

$$C_0 = \frac{P_0}{2 \cdot \omega \cdot \Delta V_0 \cdot V_0} = \frac{1600}{2 \cdot (2\pi \cdot 60) \cdot 400 \cdot (400 \cdot 0,02)} = 663 \mu F \quad (107)$$

A tabela 2 apresenta os valores calculados. Estes serão utilizados na especificação dos componentes utilizados no protótipo para os experimentos.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente eficaz de entrada	$I_{in_{ef}}$	13,26A
Amplitude da corrente de entrada	I_p	18,75A
Corrente eficaz nas chaves	$i_{M1_{ef}}$	7,36A
Corrente média nos diodos	I_D	5,97A
Indutância de entrada	L	484 μH
Capacitância de saída	C_0	663 μF

Tabela 2: Valores calculados

4.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

Utilizando o desenvolvimento realizado nos capítulos anteriores para os controladores é possível estipular valores aos ganhos e dimensionar as malhas de controle. Como já apresentado, os controladores serão compostos da associação de uma malha interna de corrente e de outras duas externa, uma de tensão e outra de potência.

Em um primeiro momento será a malha interna de corrente baseada na realimentação direta que será dimensionada e posteriormente serão os controladores de tensão externa e potência de saída que serão configurados.

4.2.1 MALHA INTERNA DE CORRENTE POR REALIMENTAÇÃO DIRETA

Como apresentado no capítulo 2 a realimentação direta é um controlador que independe de referência externa para atuar sobre o circuito. Sem qualquer malha externa o

ganho k_{auto} é fixo sendo calculado pela equação 33.

Com os parâmetros de circuito calculados e apresentados na tabela 2 pode-se encontrar o valor para k_{auto} para as especificações estipuladas na tabela 1. O valor para k_{auto} é calculado na igualdade 108.

$$k_{Auto} = \frac{V_p}{i_{Lp} \cdot V_0} = \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{18,75 \cdot 400} = 2,4 \cdot 10^{-2} \quad (108)$$

A adição das malhas externas torna k_{auto} variável, no entanto, o seu valor em regime aqui calculado será útil para o dimensionamento do controlador de tensão que será especificado na sequência.

4.2.2 MALHA EXTERNA DE TENSÃO

O ganho da realimentação direta, quando associado a uma malha externa, é definido pela variação que a malha externa provoca na constante de autocontrole. Portanto são os limites dessa variação que devem ser determinados.

A função 64 agora com os valores especificados é apresentada em 109. O ganho k_{auto} multiplicado pela corrente define a razão cíclica complementar, onde o resultado deste produto determina a tensão de saída.

$$\frac{V_0(s)}{\Delta k_{Auto}(s)} = - \left(\frac{\frac{V_p^2}{2 \cdot k_{Auto}^2 \cdot P_0}}{s \cdot \frac{V_0^2 \cdot C}{P_0} + 1} \right) = - \left(\frac{\frac{(\sqrt{2} \cdot 127)^2}{2 \cdot (2,4 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 1600}}{s \cdot \frac{400^2 \cdot 663 \cdot 10^{-6}}{1600} + 1} \right) = \frac{17501}{0,663 \cdot s + 1} \quad (109)$$

Para a malha de tensão em específico pode ser utilizado apenas um controlador PI. A função de transferência para este controlador é apresentado em 110. Onde K_p é o ganho proporcional e K_{int} é o ganho do integrador.

$$C(s) = - \left(K_p + \frac{K_{int}}{s} \right) = -K_{int} \cdot \frac{K_p \cdot s + 1}{s} = -\frac{K_p}{s} \cdot \left(s + \frac{1}{T} \right) \quad (110)$$

Onde T é a relação entre os ganhos. Conhecida como constante de tempo, T é descrita na equação 111.

$$T = \frac{k_{int}}{k_p} \quad (111)$$

Quando utiliza-se a frequência de cruzamento ω_c igual à um quarto do valor da rede, $\omega_c = 94 \text{ rad/s}$ com o reposicionamento do zero uma década abaixo da frequência de cruzamento obtém-se os seguintes valores para os ganhos.

$$K_{int} = 3,79 \cdot 10^{-6} \dots K_p = 4,03 \cdot 10^{-7} \quad (112)$$

4.2.3 MALHA EXTERNA DE POTÊNCIA

Este sistema de controle integra o produto da corrente e tensão de saída, aplica um ganho k_p que posteriormente é levado ao controlador interno de corrente. Pode-se atribuir o valor que vai ao controlador de corrente A como a soma dos valores das malhas externas. A figura 18 permite visualizar essa dinâmica, que é descrita pela equação 113.

$$A = P \cdot I_{vo} + P_0 \cdot k_p \quad (113)$$

Onde $P \cdot I_{vo}$ é o valor proveniente do regulador de tensão clássico. Como a dinâmica para a malha de potência é muito mais rápida que a da malha de tensão pode-se considerar seu valor nulo durante uma variação de carga. Portanto a equação 113 pode ser reescrita, como é apresentado na equação 114.

$$A = P_0 \cdot k_p \quad (114)$$

Onde a constante k_p é um valor específico para compensar qualquer perdas do circuito. Levando em conta um rendimento unitário essa constante é apenas uma proporcionalidade.

Conclui que uma mudança de potência na saída do retificador irá causar uma alteração proporcional para o sinal que vai à malha de corrente que por sua vez corrige o padrão de corrente na entrada regulando a tensão de saída.

4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os projetos e dimensionamentos das principais partes integrantes deste trabalho. Os valores referentes ao circuito de potência foram levantados tornando possível a especificação dos componentes para o retificador na sua topologia *bridgeless*.

Em um segundo momento os projetos de cada controlador foram realizados calculando

seus principais ganhos e ainda descrevendo suas dinâmicas.

Realizada a etapa de projeto os próximos capítulos abordarão as implementações, comparando as configurações de controle aqui projetadas.

5 RESULTADOS COMPUTACIONAIS

No presente capítulo, serão apresentados os resultados de simulação para o retificador *boost bridgeless* introduzido e projetado nos capítulos anteriores.

Antes de partir para a etapa de implementação física dos retificadores é importante validar o projeto do retificador em ambiente computacional. Para este trabalho foi utilizado o ambiente computacional PSim.

Uma análise em regime dos padrões de corrente e tensão do retificador em regime é realizada visualizando as grandezas anteriormente projetadas. Na sequência é feito os distúrbios de carga no circuito, sendo estes de 25% e 50% da carga nominal.

Inicialmente será apresentado o modelo do conversor no ambiente de simulação e posteriormente os resultados obtidos. A análise será feita sobre o sobressinal causado pelo distúrbio e atenuado por cada estratégia de controle. Outro aspecto avaliado é a capacidade do autocontrole em manter a corrente na forma senoidal mantendo o alto fator de potência.

5.1 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

A figura 33 apresenta o circuito simulado. Mostra a topologia de potência e de controle com as suas partes constituintes. A parte de potência é composta pelo circuito já conhecido com as duas chaves, indutor *boost* e capacitor de saída. A carga é composta de duas resistências, entrando e saído do circuito para simular o degrau de carga.

O circuito de controle está constituído das três malhas mencionadas. Interna de autocontrole que contém uma lógica de inversão dos sinais para obter a onda pulsada para o comparador. A malha de tensão que adquire a amostra de tensão e aplica o controlador PI e a malha externa de potência que faz o cálculo através da amostra da corrente de saída.

Para os testes foram utilizados os parâmetro projetados e as malhas necessárias para cada teste. Foram realizados degraus de 25% e 50% de aumento e redução de carga retirando a malha de potência nos testes iniciais para visualizar a sua contribuição.

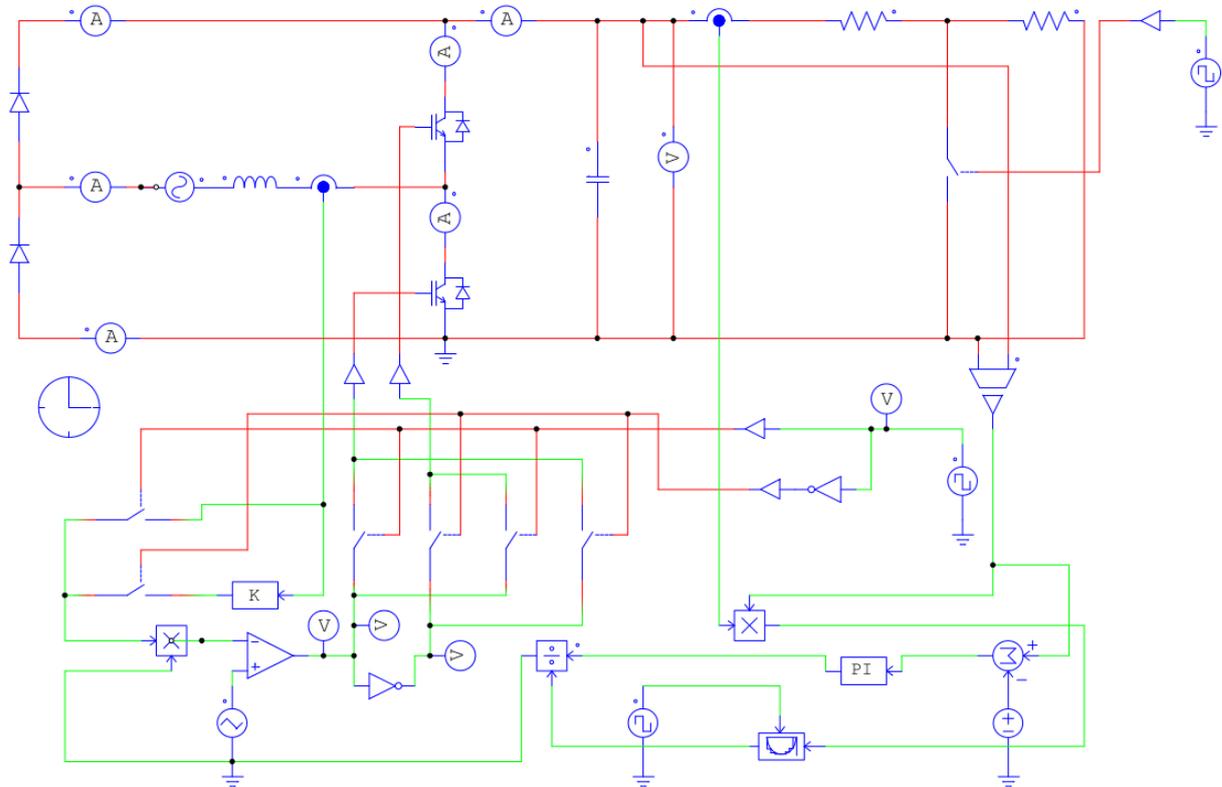


Figura 33: Simulação do retificador

5.2 REALIMENTAÇÃO DIRETA E COMPORTAMENTO EM REGIME

O retificador trabalhando em regime permanente deve manter a corrente de entrada em fase com a tensão de entrada mantendo desta forma o fator de potência próximo ao unitário. Este comportamento é visto na figura 34, onde a corrente de entrada está em fase com a tensão proveniente da rede.

Para a corrente de entrada era previsto uma ondulação máxima de 35%, a figura 35 apresenta a ondulação simulada. Os valores se aproximam do esperado. A realimentação direta, portanto, manteve a forma senoidal da corrente sem uma referência externa de corrente.

Para a tensão de saída é esperado uma ondulação máxima de amplitude igual a 8V, ou seja, uma variação de 392V à 408V. A figura 35 apresenta exatamente esse comportamento onde a ondulação está na frequência esperada de 120Hz.

Com o conversor operando adequadamente em regime permanente passa-se para a etapa dos reguladores de tensão. O primeiro teste é feito com o retificador com apenas duas

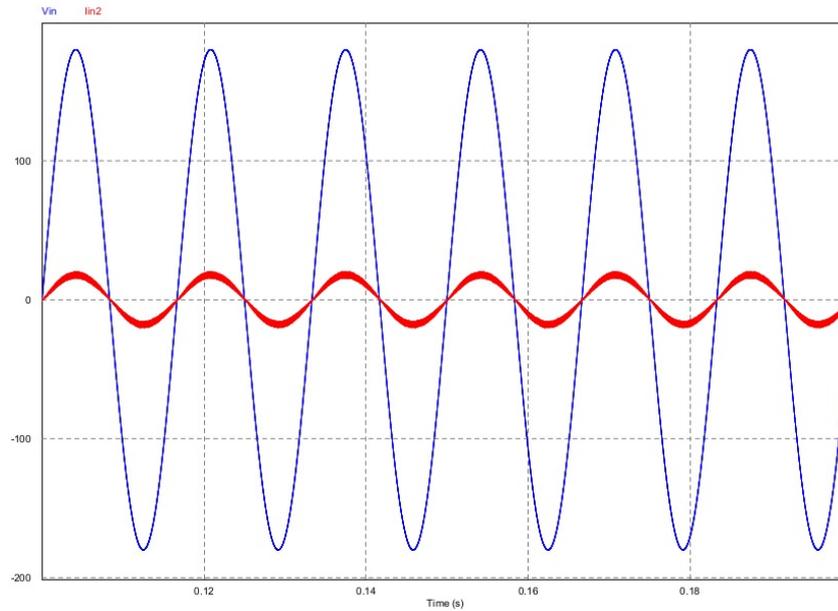
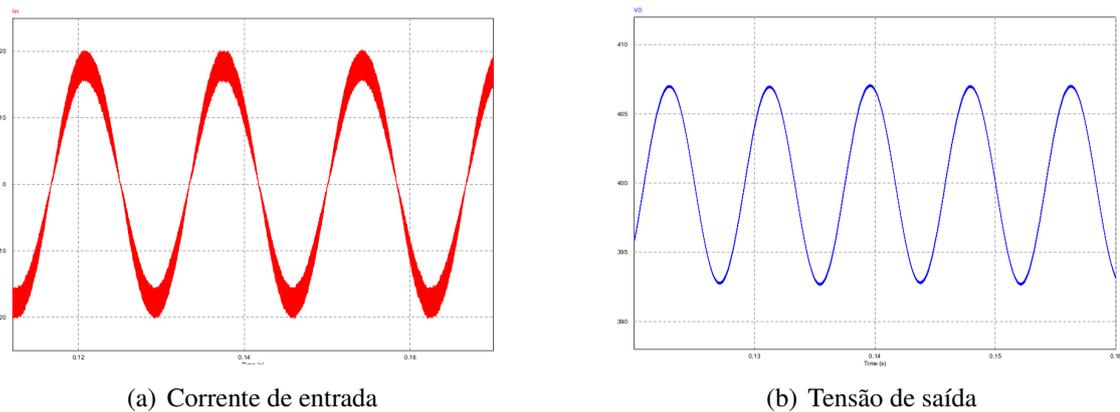


Figura 34: Corrente e tensão de entrada em potência nominal



(a) Corrente de entrada

(b) Tensão de saída

Figura 35: Corrente de entrada e tensão de saída em regime permanente

malhas a interna de autocontrole e externa de tensão.

5.3 OPERAÇÃO NO TRANSITÓRIO DE CARGA

Como anteriormente mencionado foram realizados testes com degraus de carga distintos. A comparação entre a topologia com a malha de potência e o controle com apenas o regulador de tensão de saída é realizada visualizando o comportamento da tensão de saída e corrente de entrada no retificador durante os transitórios.

5.3.1 MALHA EXTERNA DE TENSÃO

Os primeiros resultados apresentados nesta seção são da realimentação direta junto com a malha externa de tensão. Para o controlador da malha externa foi utilizado apenas um controlador PI que atua sobre o sinal proveniente da saída do retificador.

Como mencionado em outros capítulos esse controlador deve ser lento para não causar distorções de corrente na entrada do conversor comprometendo a qualidade de energia e o fator de potência.

A figura 36 apresenta a primeira variação, esta de 25% de aumento de carga, para o sistema com apenas o regulador de tensão. O comportamento da tensão é oscilante com sobressinal chegando a 10V. É visível que para esse sistema a mudança de corrente é lenta causando uma propagação maior do distúrbio.

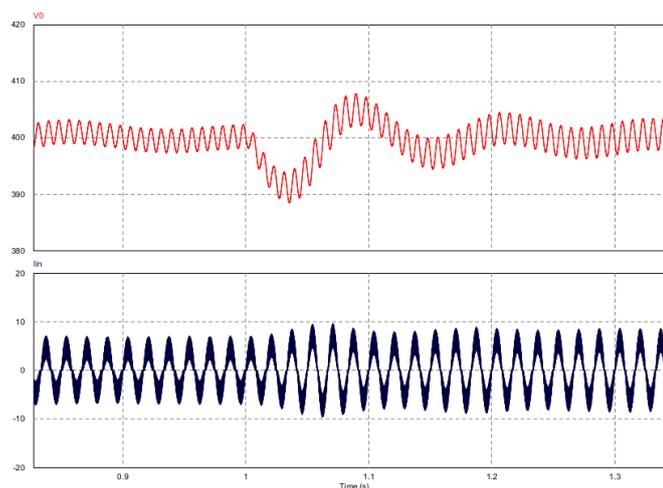


Figura 36: Degrau de aumento de carga de 25%

O mesmo degrau é feito agora com uma redução de carga, esta aquisição pode ser vista na figura 37. Da mesma forma o valor de sobressinal do sistema chegou em 10V. Para variações pequenas como estas o regulador tem um comportamento satisfatório, no entanto para mudanças maiores o sistema pode tomar valores altos que podem comprometer os componentes do circuito, como o capacitor de saída.

A figura 38 apresenta o degrau de aumento de carga de 50%, variando o sistema de 800W à 1600W. Um transitório maior causa um valor de *undershoot* acima de 25V afundando a tensão de saída ao patamar 375V.

Agora é a redução de 50% de carga que é apresentada na figura 39. O *overshoot* passa do 20V atingindo um limite de tensão perto de 430V o que é um ponto de fragilidade em um sistema de regulação lento. Isto pode levar o retificador a trabalhar em faixas de operação que

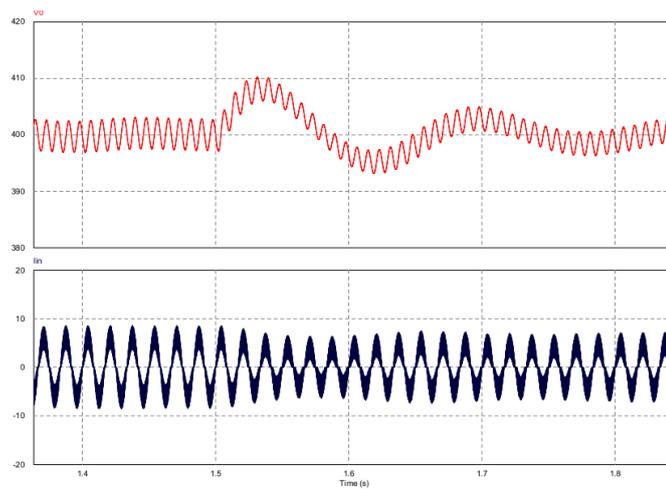


Figura 37: Degrau de redução de carga de 25%

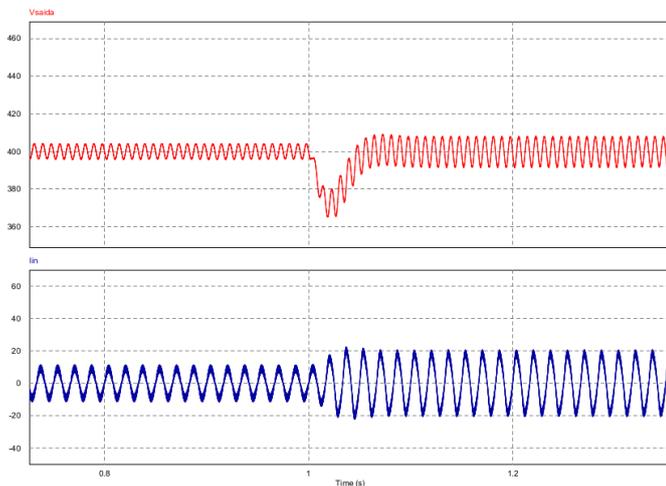


Figura 38: Degrau de aumento de carga de 50%

pode prejudicar a sua vida útil.

Para melhorar essa dinâmica foi proposto a malha auxiliar de potência, que atuará de forma instantânea à variação. Seus resultados são apresentados na seção subsequente.

5.3.2 MALHA EXTERNA DE POTÊNCIA

Nesta seção será apresentado os resultados de simulação para regulador de potência para transitórios de carga no retificador. Os mesmos degraus utilizados na seção anterior foram feito de forma a viabilizar a comparação entre as duas estratégias.

Se prevê para esse regulador maior rapidez em atenuar a variação da tensão de saída, tornando o retificador menos suscetível a tensões destrutivas.

A figura 40 apresenta o degrau 25% de aumento de carga nas mesmas condições do

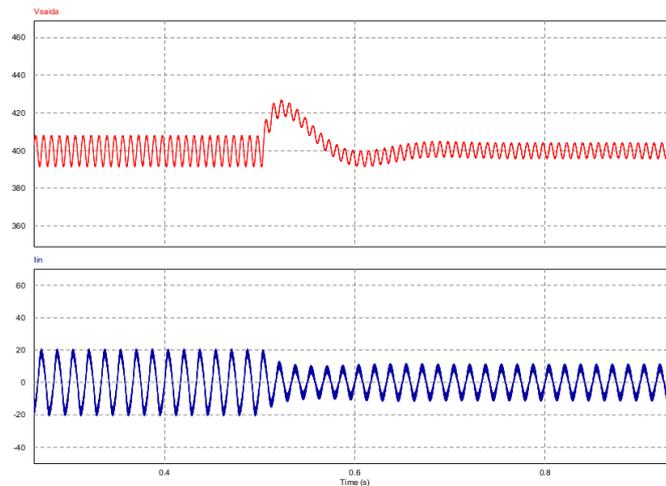


Figura 39: Degrau de redução de carga de 50%

teste feito com apenas a malha de tensão. Agora com o *feedforward* de potência fica visível a contribuição onde o valor de sobressinal é menor que 5V.

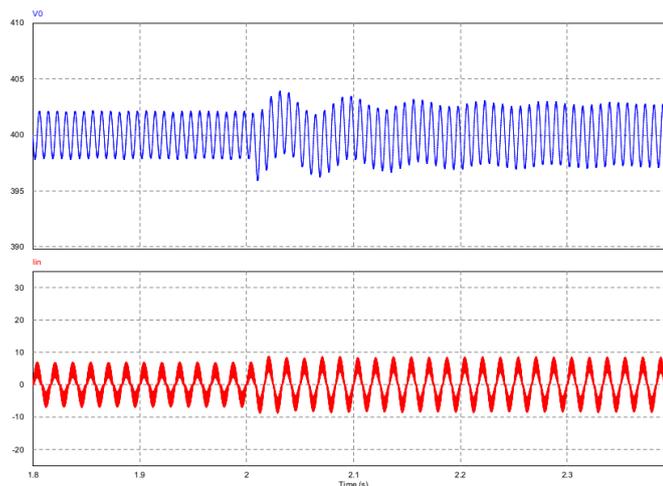


Figura 40: Degrau de aumento de carga de 25% com *feedforward* de potência

Na sequência é apresentado o mesmo de grau agora para uma redução de carga, está aquisição é apresentada na figura 41. Da mesma forma a alteração na tensão de saída fica abaixo de 5V. A mudança na corrente de entrada é rápida o que torna a resposta praticamente instantânea.

Agora são utilizados os degraus de 50% para redução e aumento de carga como para o controlador anterior. Estes resultados são apresentados nas figuras 42 e 43. Ambos os transitórios são atenuados em torno de 10V de sobressinal.

O controlador com a malha auxiliar de potência, nesta simulação, apresenta um ganho considerável no intuito de reduzir os transitórios de carga e permitir que o retificador trabalhe

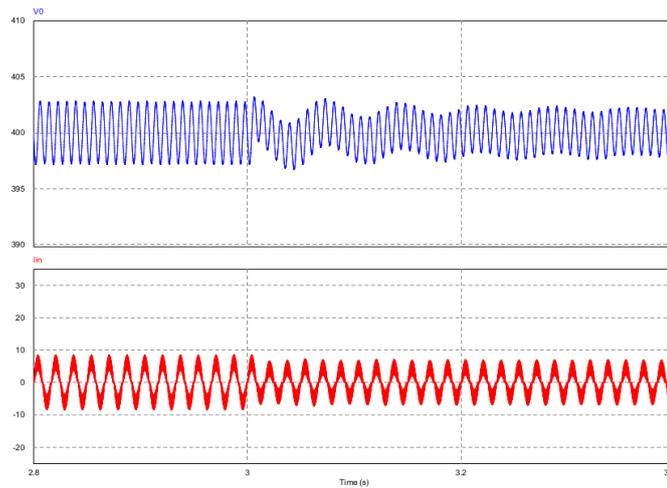


Figura 41: Degrau de redução de carga de 25% com *feedforward* de potência

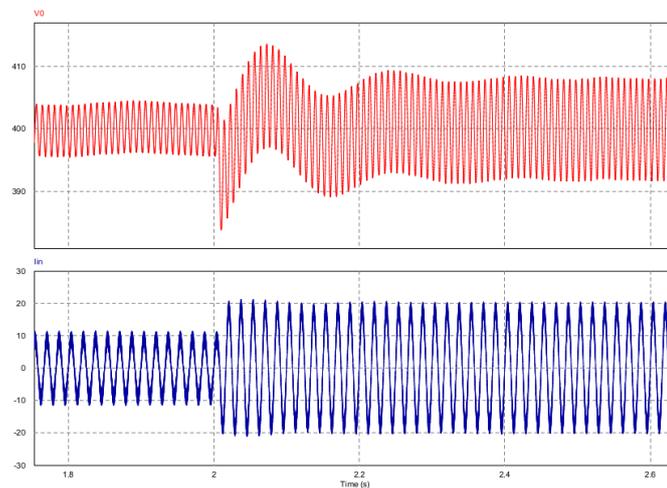


Figura 42: Degrau de aumento de carga de 50% com *feedforward* de potência

em faixas não destrutivas de trabalho.

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação para os controladores propostos nos capítulos anteriores. Uma análise do funcionamento do retificador em regime foi abordada, apresentando a corrente de entrada com a sua ondulação de alta frequência e o seu funcionamento em fase com a tensão de entrada o que dá a característica de um retificador de alto fator de potência.

Mostrou-se também a tensão de saída em regime com a sua ondulação no dobro da frequência da rede. Esta, posteriormente, junto com a corrente de entrada foram analisadas em todos os transitórios testados, apresentando o seus comportamentos.

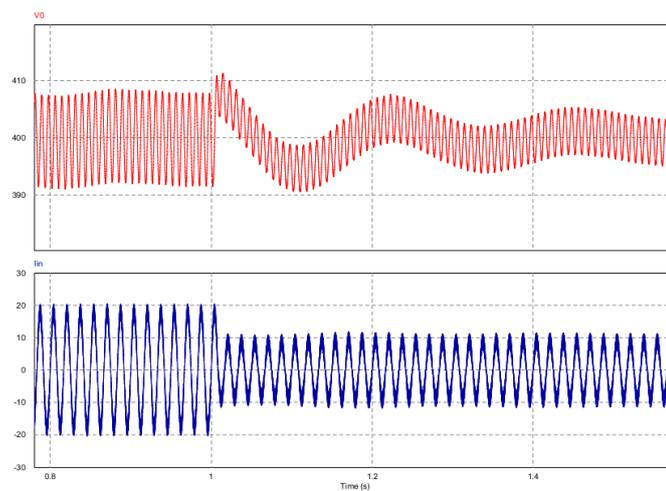


Figura 43: Degrau de redução de carga de 50% com *feedforward* de potência

Foram realizados testes com variação de carga de 25% e 50% para ambas as estratégias, autocontrole e PI de tensão e autocontrole com PI de tensão acrescentado do *feedforward* de potência.

Os resultados mostraram a possível contribuição dessa malha auxiliar e que a mesma pode assegurar níveis menores de sobressinal para retificadores que alteram bruscamente a sua carga.

A próxima etapa é a implementação real dos controladores em um protótipo e a validação física dessa estratégia de controle.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos com o protótipo utilizado. Os experimentos foram realizados ao associar três circuitos distintos. O primeiro é um protótipo de placa de potência do retificador, modelo para processamento de 10kVA cujo esquemático permite a adaptação para a topologia de retificador estudada. O segundo é um circuito auxiliar de pré-carga, necessário para limitar a corrente da entrada da rede no retificador durante a partida do mesmo. E o ultimo existe uma associação de reostatos que simulam os degraus de carga necessários para visualizar a dinâmica do controlador.

Além dos circuitos principais, outros equipamentos foram utilizados nesta implementação. Como a rede que no local onde estava sendo feito o experimento continha uma distorção grande de harmônicos de tensão optou-se por utilizar uma fonte de tensão alternada controlável para a entrada do protótipo, para se obter uma tensão senoidal perfeita na entrada do retificador.

O controle do sistema é digital. Os controladores foram desenvolvidos em ambiente computacional em linguagem 'C' através de *software* desenvolvido pela Freescale©, onde é implementado o *firmware* que é posteriormente gravado no processador da placa do retificador (inversor) utilizada. A figura 44 apresenta o esquemático do experimento.

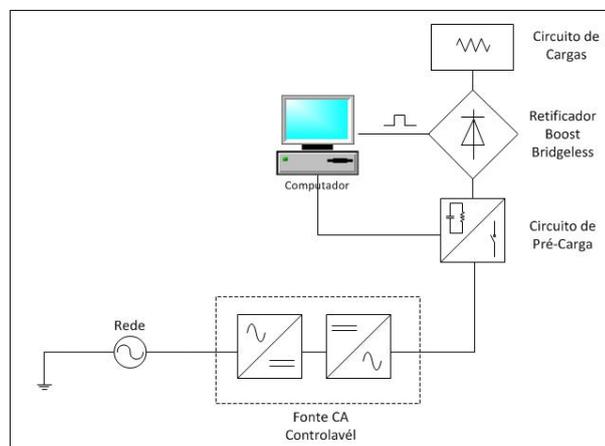


Figura 44: Esquemático dos experimentos realizados

Cada aspecto aqui citado será explicado em detalhes nas próximas seções. Passando pelos passos construtivos, de implementação e de testes.

6.1 PROTÓTIPO DO RETIFICADOR *BOOST BRIDGELESS* UTILIZADO

O retificador *boost bridgeless* utilizado é uma adaptação da placa de potência de um inversor de frequência trifásico didático. Este protótipo contém quatro braços de comutação cada um contendo dois interruptores IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Para cada braço de comutação existem dois sensores, um para a tensão e outro para corrente, que são utilizados para amostrar sinais pertinentes aos controladores. A figura 45 apresenta o posto de trabalho e o protótipo utilizado.

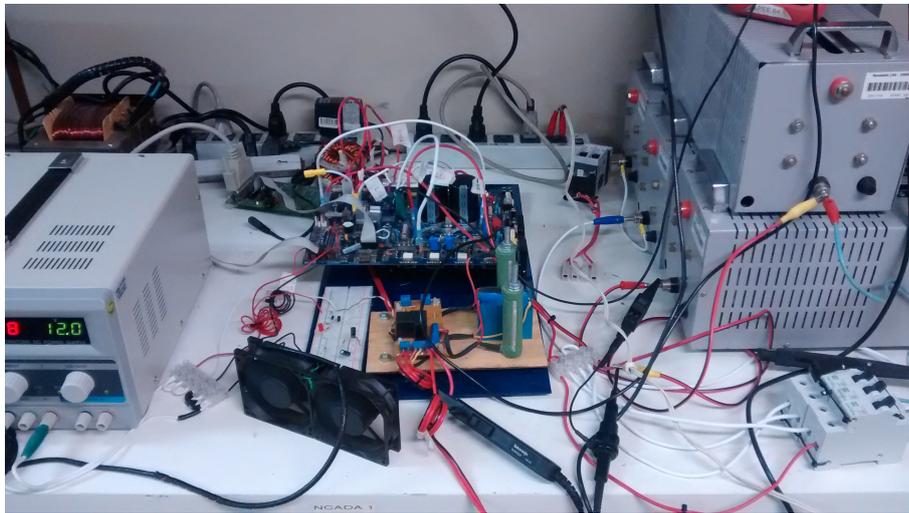


Figura 45: Protótipo utilizado

Como cada braço possui dois interruptores, é utilizado um braço do protótipo para a implementação do retificador *boost bridgeless*. O controle com a malha de potência utiliza quatro sensores, dois de corrente e dois de tensão, cada conjunto pertencente a um braço de comutação. O controlador sem a malha de potência utiliza três controladores, sendo dois controles de tensão e um para a corrente.

Cada braço tem o seu conjunto de *drivers* que amplificam o sinal PWM produzido pelo processador. O processador utilizado é o MC56F8247. Este é um DSC, um componente que combina em um encapsulamento a funcionalidade de um microcontrolador e o processamento de um DSP.

O protótipo se comunica com um computador através de dois *softwares*. O primeiro é capaz de gerar o arquivo de gravação nesta placa, o outro é usado para enviar sinais para o processador durante o funcionamento do retificador e visualizar o seu funcionamento.

O *Codewarrior*, *software* utilizado para *interface* com o processador, é um ambiente de desenvolvimento que permite parametrizar o processador e desenvolver o seu *firmware* todo em linguagem 'C' o que facilita a implementação.

Além de permitir o controle de variáveis existe outro ambiente computacional que permite visualizar o comportamento das grandezas no retificador através dos seus sensores. O Freemaster é o programa destinado a visualização e intervenção nas rotinas do programa, alterando variáveis, este aspecto é fundamental no ensaios para configurar as variáveis e controlar o protótipo.

A integração da placa, para o processamento da energia, com o computador é feito por duas placas uma responsável pela gravação do programa no processador, com as rotinas a serem setadas, e a placa de comunicação que permite ativar variáveis no *firmware* e mudar o comportamento das rotinas previamente estabelecidas. Todo o conjunto utilizado no desenvolvimento deste projeto é apresentado na figura 46

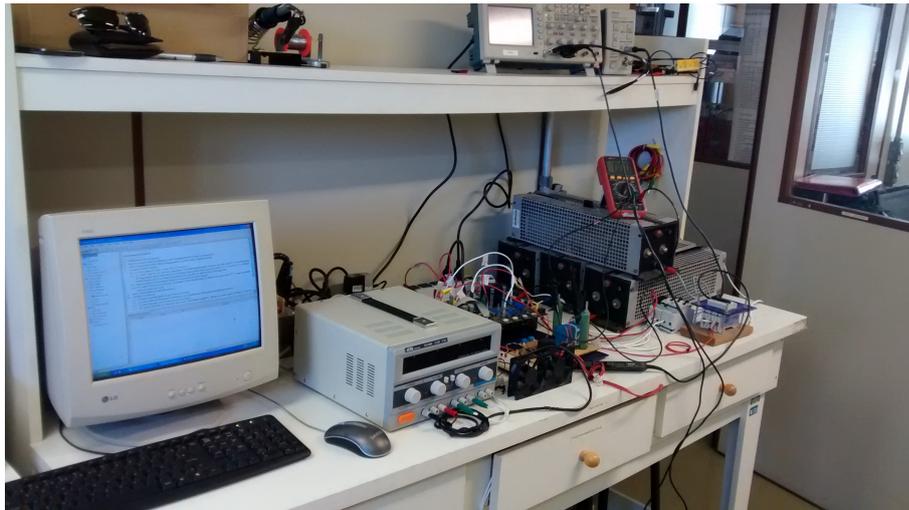


Figura 46: Bancada de trabalho com todos os circuitos

Além dos componentes citados foram utilizados circuitos auxiliares para a carga e entrada do protótipo. Por se tratar de um retificador *boost* é necessário estar sempre conectado a uma carga para que não exista uma elevação de tensão destrutiva na saída do conversor, caso o mesmo esteja trabalhando em malha aberta. Para isso foi atrelada uma carga ao conversor que consiste em uma associação de reostatos que permite a manobra de carga através de disjuntores.

Na entrada do retificador, como já mencionado, existe um circuito que limita a corrente de partida e evita o carregamento instantâneo do capacitor de barramento.

O circuito de pré-carga não será ligado diretamente na rede optou-se pela utilização de uma fonte CA controlada. A fonte utilizada é uma Agilent 6813B capaz de prover uma entrada

senoidal perfeita em 60Hz com proteções para limitação de corrente em regime e pico. Essa última característica é muito importante, garantiu maior segurança para os testes realizados.

6.1.1 CIRCUITOS AUXILIARES

Os circuitos auxiliares possibilitam provocar o distúrbio de carga necessário para os testes, além disso permitem que o retificador opere com maior segurança na sua partida. Existem dois circuitos um relativo a manobra de carga e outro relativo ao circuito de partida do retificador.

O circuito de pré-carga é uma adição necessária ao conjunto para reduzir a corrente de partida do capacitor de barramento. Esta corrente que atravessa o braço de comutação, quando é inexistente esse circuito, atinge níveis indesejados que causam depreciação dos componentes e também podem causar uma atuação da proteção interrompendo o circuito.

Com um circuito simples, resistores em paralelo, é possível amortecer a tensão de entrada reduzindo a proporção de corrente que atravessa o retificador ao longo do tempo. A figura 47 apresenta o circuito de pré-carga.

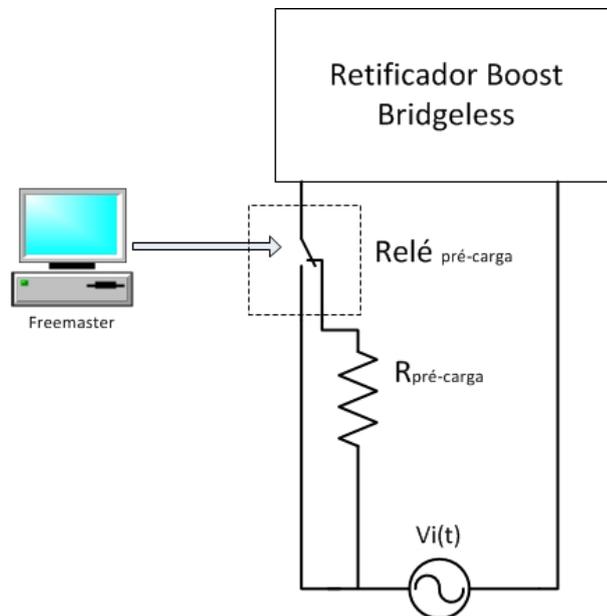


Figura 47: Circuito auxiliar de pré-carga

O relé de *by-pass* apresentado na figura 47 está com o seu contato normalmente fechado para o circuito de amortecimento. No momento que a rede é conectada ao retificador, no caso a fonte de tensão CA, o capacitor de barramento e de pré-carga começam a carregar.

Quando a tensão entre a fonte de tensão e o capacitor da pré-carga igualam os seus

valores, um sinal vindo do software comuta o relé de *by-pass* passando o retificador diretamente a fonte.

Na saída do retificador fica outro circuito auxiliar que permite os testes para o controlador. É uma associação de resistências, reostatos em série, com disjuntores em paralelo, que permitem a comutação de carga. A figura 48 apresenta esse circuito.

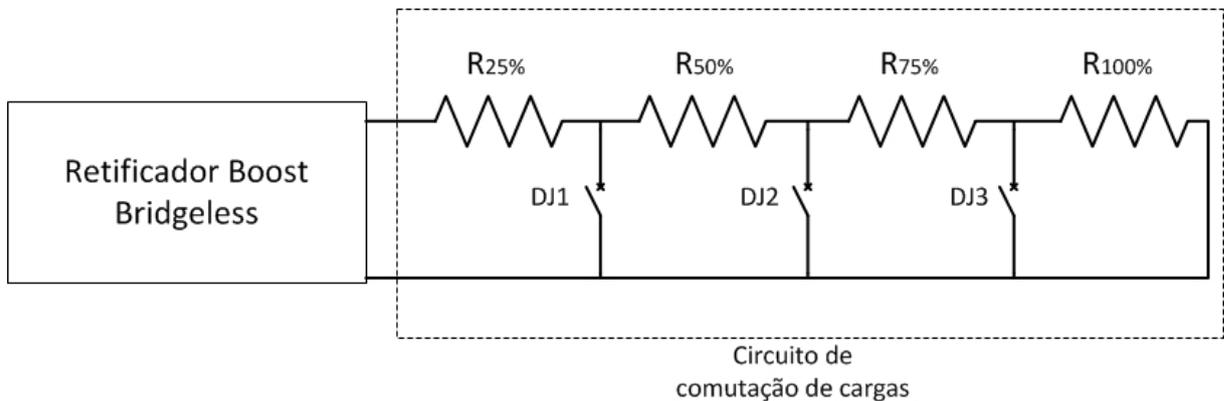


Figura 48: Circuito auxiliar de comutação de cargas

Ao testar a resposta dos controladores é possível comutar em várias escalas de degraus. Pode-se gerar degraus, positivos ou negativos, de carga de 25% ao manobrar o disjuntor DJ3 de 50% ao manobrar o disjuntor DJ2 e 75% ao manobrar o disjuntor DJ1, supondo que o valor das cargas sejam iguais. Nos testes realizados cada reostato estava setado para 100Ω , ou seja, podendo variar deste valor até 400Ω .

Pode-se agora visualizar como foi realizado os testes que geraram os resultados deste trabalho. A figura 49 apresenta o circuito do retificador *boost bridgeless* utilizado nos testes.

Após a gravação do programa desenvolvido no processador, este necessita de alguns sinais do operador através do *Freemaster*. Para comutar o relé de *by-pass* e para ativar o controlador de potência são necessários sinais externos.

No caso do relé é necessário visualizar o comportamento da tensão até a mesma atingir o valor da rede e então ativar o controlador, o que permite que seja enviado sinais de chaveamento para os interruptores. Para realizar os testes e visualizar o impacto da malha adicional de potência e o seu impacto na dinâmica do sistema optou-se pela sua ativação de forma remota pela interface do *Freemaster*.

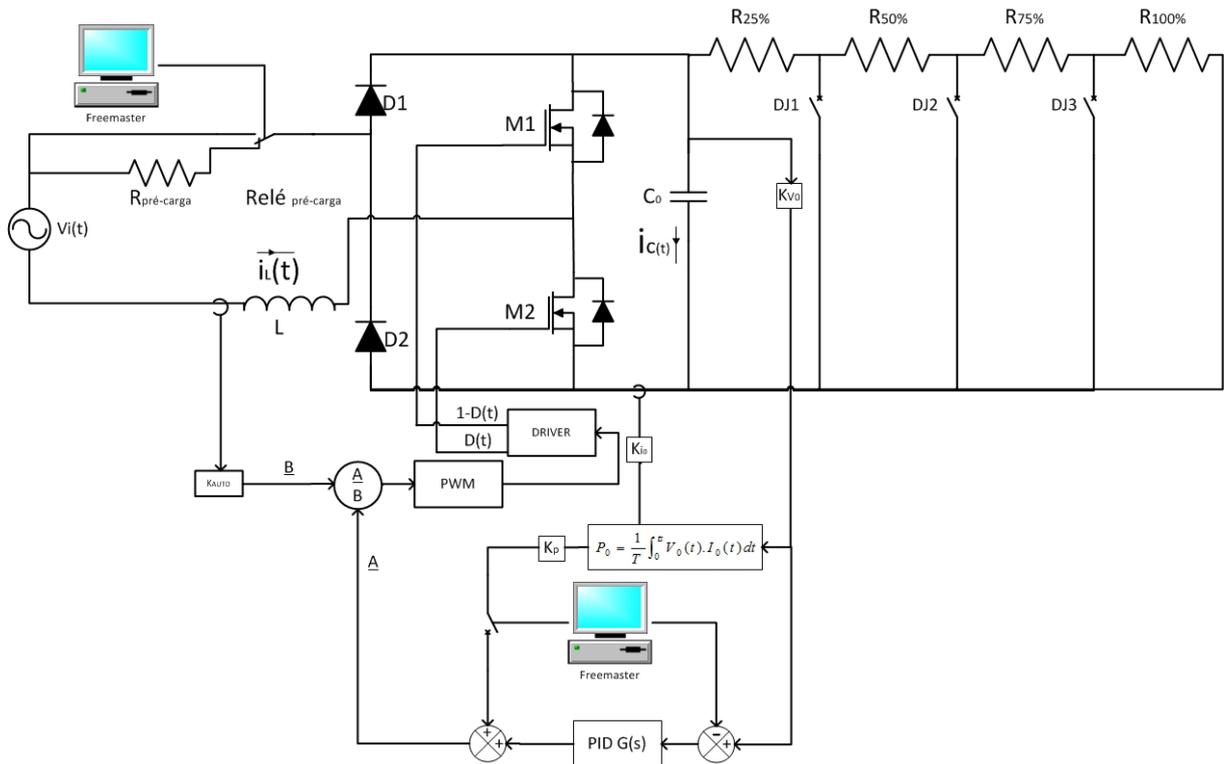


Figura 49: Retificador *boost bridgeless* com controladores e sinais externos

6.2 FIRMWARE

O programa desenvolvido é um algoritmo que agrega as lógicas dos três controladores mencionados. Permite que cada malha seja ligada e desligada através de sinais enviados diretamente pelo computador durante o funcionamento da rotina geral.

Esse aspecto é importante para que os testes possam isolar a contribuição de cada malha do controlador. A figura 50 apresenta o fluxograma geral de funcionamento do algoritmo empregado nos testes.

Com o protótipo em operação, tendo seus circuitos de controle alimentados, aciona-se a fonte de tensão alternada com o valor de entrada na tensão nominal da rede, $127V_{rms}$. A partir deste ponto começa o carregamento do capacitor de barramento com o conversor operando como retificador não controlado.

Após o fim da pré-carga, visualizado pela interface do *Freemaster*, envia-se um sinal para acionar o relé de *by-pass* curto-circuitando o resistor de pré-carga. Este mesmo sinal aciona a rotina de *Soft-Start* chaveando o retificador até atingir a tensão de referência pré estabelecida.

Ao atingir a tensão nominal de saída a rotina geral lê o valor de uma variável

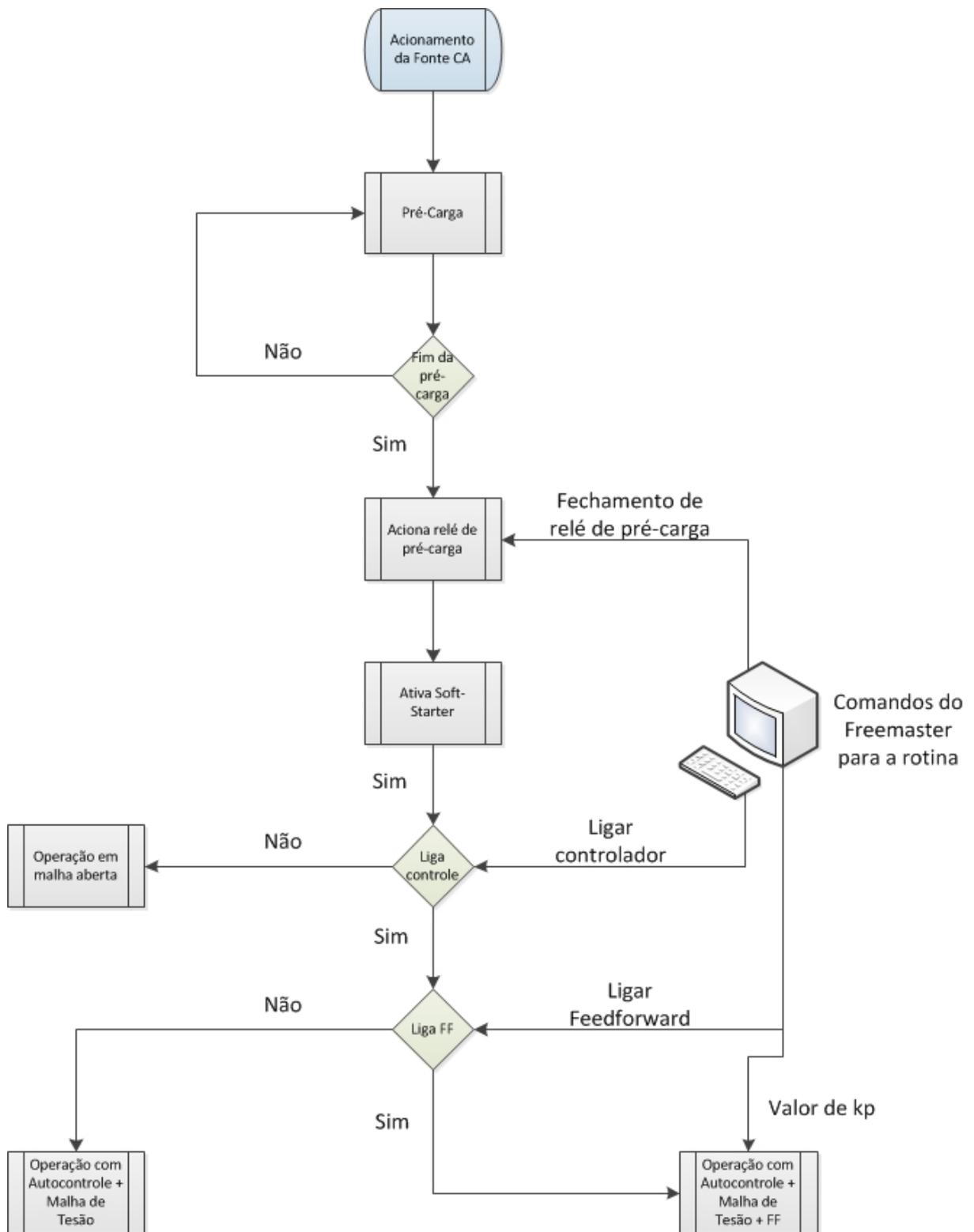


Figura 50: Fluxograma do programa desenvolvido

estabelecida pelo operador para acionar os controladores em malha fechada ou não. A negativa leva o retificador a trabalhar na razão cíclica final da operação de *Soft-Starter*.

Ao ligar o controlador este começa a operar em malha fechada com as malhas de realimentação direta e externa de tensão. É necessário alterar uma variável via computador para que a malha de potência atue sobre o circuito. Desta forma em apenas um algoritmo foi possível obter a dinâmica do controlador com e sem a malha de potência.

Algumas grandezas referentes ao controle, como a constante de potência k_p , também podem ser alteradas via software para se obter a melhor performance do controlador para a faixa de operação.

Com o programa estabelecido é possível operar o protótipo e obter as respostas para os dois cenários testados. O primeiro cenário que será testado é o controlador com realimentação direta e malha de tensão. Em um segundo momento será adicionado a malha de potência e então será comparada as duas dinâmicas e a contribuição desta malha no controlador.

6.3 IMPLEMENTAÇÃO FÍSICA

Para as aquisições optou-se por duas topologias de controle. A primeira, controlador que serve como referência, é constituído de uma malha externa de tensão com um controlador PID somado a uma malha interna de corrente baseado na realimentação direta. A segunda topologia, controlador proposto, é uma associação das malhas existentes no primeiro controlador adicionado a uma malha de potência.

A opção por não realizar os testes com os controladores clássicos, malha interna de corrente, foi tendo em vista que o objetivo deste trabalho é obter uma dinâmica rápida para o conjunto. Portanto é interessante escolher controladores que isolam a contribuição do *feedforward* de potência, que é o controlador responsável por essa dinâmica.

As características dos componentes empregados no protótipo e o valor das grandezas do circuito estão apresentados nas tabelas 3 e 4.

Na sequência será apresentado os resultados obtidos para as configurações de controle. Será apresentado a resposta dinâmica de cada topologia, a forma de onda da corrente no indutor de entrada e a sua distorção harmônica.

Componente	Especificação
M_1 e M_2	IGBT IRGP50B60PD1
D_1 e D_2	MUR1560
$R_{25\%}$, $R_{50\%}$, $R_{75\%}$ e $R_{100\%}$	Quatro reostatos de 100Ω para 4A
C_0	Dois capacitores em paralelo $470\mu\text{F} \times 450\text{V}$
L	Dois indutores toroidais em série $525\mu\text{H}$
Processador	DSC NC56F8247

Tabela 3: Principais componentes do circuito

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	$127V_{rms}$
Tensão de saída	$400V_{cc}$
Potência de saída	$1600W$
Frequência da rede	$60Hz$
Frequência de chaveamento	$44kHz$

Tabela 4: Parâmetros do circuito

6.3.1 REALIMENTAÇÃO DIRETA

A malha interna de corrente baseada na realimentação direta prevê, como apresentado nos capítulos anteriores, uma corrente senoidal na entrada do retificador. A figura 51 apresenta a corrente em regime tendo em operação a realimentação direta.

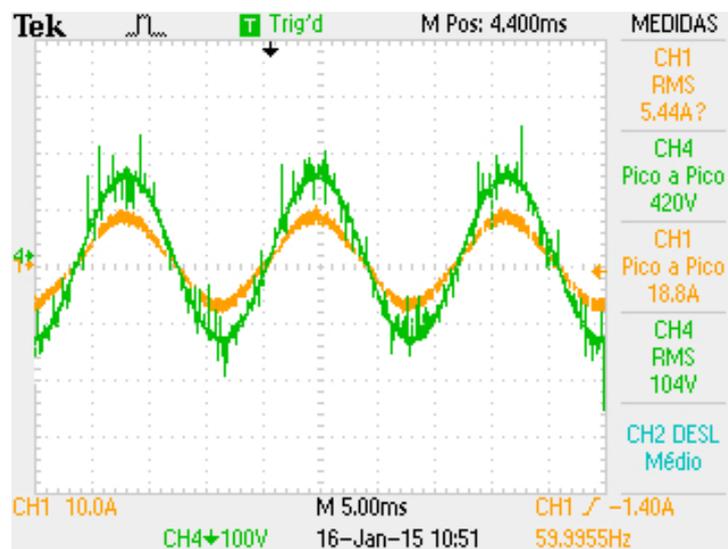


Figura 51: Corrente e tensão de entrada do retificador *boost bridgeless*

É visível que a corrente obtida com o controlador é uma senoide que acompanha a tensão de entrada. Existe um pequeno defasamento entre as senoides, que se deve a própria natureza do circuito do retificador fato explicado no capítulo 2, e além disso existe pequenas distorções harmônicas de alta frequência que percorrem a senoide. Estas são causadas pelo chaveamento onde a corrente no indutor varia no período de chaveamento dos interruptores.

Outro aspecto visível é a distorção da corrente de entrada na passagem por zero da tensão que se mantém.

Com o intuito de análise da forma de onda da corrente é feito o histograma do taxa de distorção harmônica com as componentes mais significativas, no caso a terceira e quinta. Este gráfico é apresentado na figura 52.

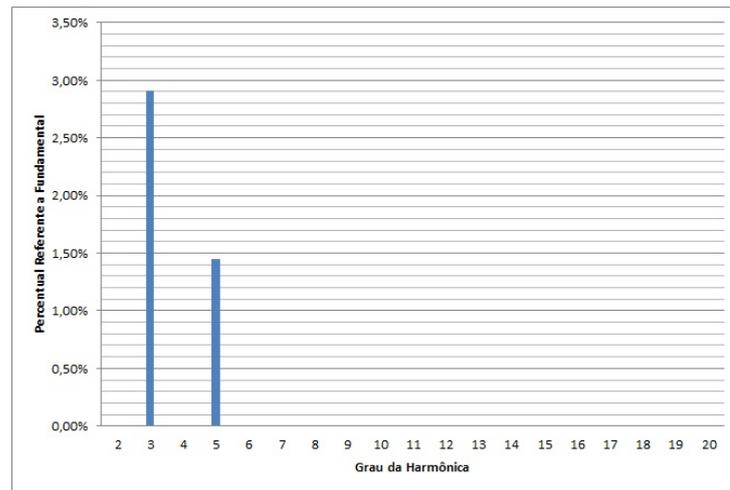


Figura 52: Componentes harmônicas relevantes em relação a fundamental

A terceira componente tem magnitude em torno de 3% da fundamental enquanto que a quinta harmônica contém apenas 1,5% que são as únicas componentes consideráveis no espectro harmônico da corrente. Garante um certo nível de qualidade de energia na utilização da realimentação direta como alternativa para se obter a qualidade de energia necessária para um retificador PFC.

6.3.2 REALIMENTAÇÃO DIRETA E MALHA EXTERNA DE TENSÃO

Adicionar a malha de tensão externa permite ao controlador regular a sua tensão de saída a uma referência pré-estabelecida. Essa tensão para o testes foi estabelecida como 400V, foi configurada via *software*. Como já mencionado essa malha de tensão precisa ter uma dinâmica lenta para não distorcer a corrente de entrada.

Para os testes foram utilizados degraus de 25% e 50% na carga tanto para aumento quanto para redução. Pode-se, portanto, visualizar a dinâmica da resposta desse controlador mensurando a sua eficácia. O primeiro teste apresentado é o degrau de aumento de carga de 25%. A resposta transitória para essa perturbação pode ser vista na figura 53.

Na imagem 53 é vista a variação de corrente na saída o que representa o momento da perturbação, fechamento do disjuntor DJ3, onde o protótipo tem um degrau de potência de 25%.

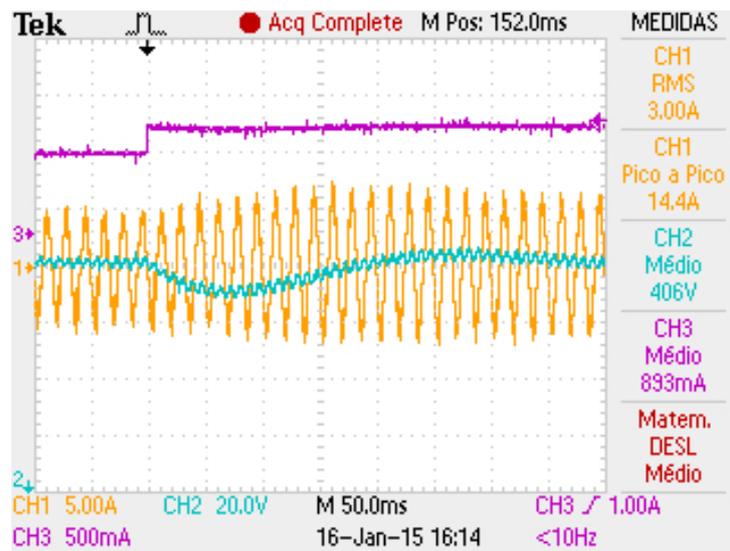


Figura 53: Degrau de aumento de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão

A súbita redução de resistência na saída causa, e aumento na corrente de saída, uma tendência a reduzir a tensão de saída o controlador. Ao visualizar essa diferença com a sua referência, aumenta a amplitude da corrente de entrada tentando compensar a queda de tensão.

Pela aquisição pode-se visualizar que o tempo de reação do controlador é lento, demora em torno de dez a doze ciclos para estabilizar a tensão na referência causando um *undershoot* com amplitude de 10V atingindo em torno de 390V na tensão de saída durante o transitório.

Agora com o fechamento do disjuntor DJ3 obtemos o decaimento de carga de 25%, onde a corrente de entrada tende a reduzir o seu valor para que a tensão permaneça no referencial de 400V, esse transitório pode ser visto na figura 54.

A amplitude da corrente na entrada é reduzida para compensar o aumento da resistência e conseqüentemente, manter a tensão de saída na referência.

Ao analisar a imagem visualiza-se a resposta lenta do regulador o que acarreta agora no *overshoot* acentuado, 10V atingindo um pico próximo a 410V, lembrando que o limite de tensão do capacitor de barramento é 450V, oscilações maiores pode se configurar com um risco ao conversor.

No intuito de provocar um distúrbio de carga capaz de provocar uma oscilação maior e por conseqüência visualizar melhor a dinâmica da regulação da tensão de saída, optou-se por um decaimento de 50% na potência de saída. Na figura 55 visualiza-se um transitório de aumento de carga de 800W para 1600W.

Apesar do problema com a oscilação da corrente de entrada o tempo de reação para

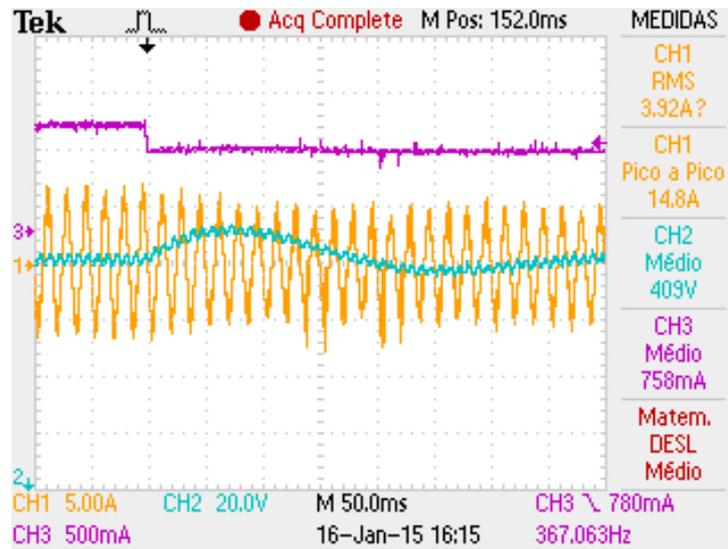


Figura 54: Degrau de redução de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão

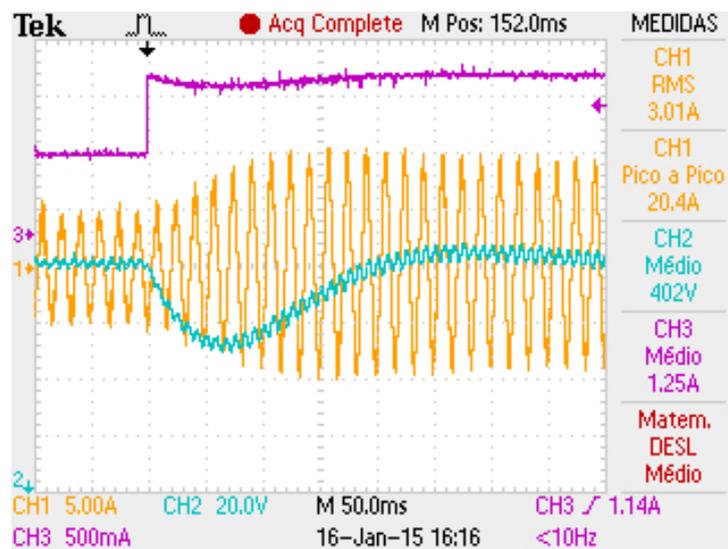


Figura 55: Degrau de aumento de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão

a atenuação, agora sob um degrau maior, pode ser visto. O vale de tensão chegou a um valor próximo de 40V reduzindo a tensão de saída a valores de 360V. Por se tratar de uma variação alta em uma repentina redução de carga uma variação similar pode comprometer o retificador.

A figura 56 apresenta exatamente essa oscilação, na redução da carga, agora para 50%. O comportamento da corrente nesta variação foi melhor que no teste anterior, no entanto, apresentou um maior tempo de oscilação para chegar ao valor de regime.

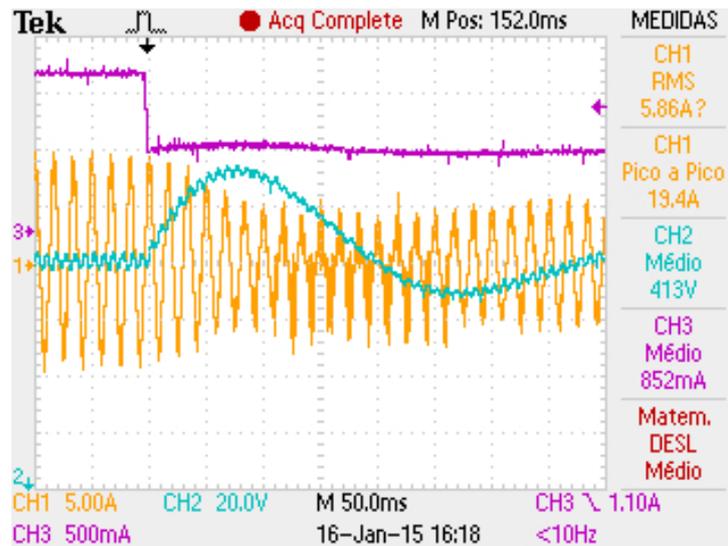


Figura 56: Degrau de redução de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão

A tensão de saída atingiu um pico limite de 440V no sobressinal. Isto pode acarretar na necessidade de um capacitor maior, com tensão de trabalho acima de 450V, na saída do retificador para justificar a utilização deste regulador, ao estar trabalhando nas especificações deste trabalho.

É principalmente neste aspecto que se justifica a utilização de novas topologias de controle. Atenuar de forma mais eficiente estas oscilações transitórias garantem maior confiabilidade aos conversores e a possibilidade de trabalhar com componentes mais acessíveis, capacitor com tensão nominal de trabalho menor.

O programa utilizado para a visualização das grandezas e a variação das mesmas via computador, o Freemaster, permite que seja apresentada a resposta das variáveis de controle em tempo real. A figura 57 mostra como é o comportamento, cálculo, do valor de PI de tensão durante os transitórios.

Este gráfico será tomado como base para a análise do controlador com a malha adicional de potência. A resposta é lenta, o controlador atinge o valor necessário para a compensação, após vários cálculos e valores intermediários que são causados pela inércia da



Figura 57: Cálculo apresentado via software para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão

própria tensão de saída.

Espera-se que esta limitação não esteja presente quando a malha adicional de potência seja inserida, já que esta se baseia na variação instantânea da corrente de saída.

6.3.3 REALIMENTAÇÃO DIRETA, MALHA EXTERNA E *FEEDFORWARD DE POTÊNCIA*

Ao acrescentar a malha de potência adicional espera-se que a dinâmica de regulação de tensão de saída seja mais rápida, o que permite a utilização de componentes com dimensionamento reduzido, o que torna sua aquisição mais acessíveis. Busca-se uma variação menor nos picos e vales de tensão durante os transitórios e consequentemente um tempo de estabelecimento reduzido.

Para fazer o paralelismo com a análise feita na seção 6.3.2, foram realizados os mesmos testes de forma a validar a contribuição que esta malha adicional na dinâmica do retificador *boost bridgeless*. As primeiras aquisições são as oscilações de carga de 25%.

A figura 58 apresenta o primeiro transitório, este para um aumento de carga de 25%. Assim que existe uma variação na corrente que circula nas cargas o controlador de potência é sensibilizado com o transitório. Como não é limitado pela dinâmica da tensão de saída sua resposta é rápida. A figura 58 mostra como o controlador altera a corrente de entrada de forma rápida para o patamar correto, evitando uma variação grande de tensão.

O vale gerado pelo transitório de carga é inferior a 5V. Comparativamente com o resultado obtido com apenas a malha de tensão onde a variação chegou a 20V é visível a

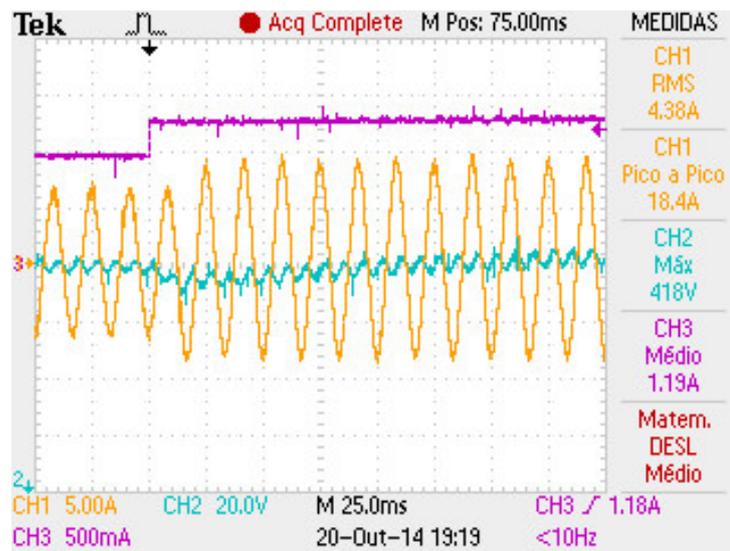


Figura 58: Degrau de aumento de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e *Feedforward* de potência

contribuição deste controlador adicional a dinâmica do retificador.

Percebe-se também que o tempo de estabelecimento reduziu significativamente na figura 53 o tempo de estabelecimento esteve na faixa de 300ms enquanto que no controlador com o *feedforward*, figura 58, o tempo esteve na faixa de 100ms.

Seguindo nos testes a figura 59 apresenta o mesmo degrau de 25% para uma redução de carga.

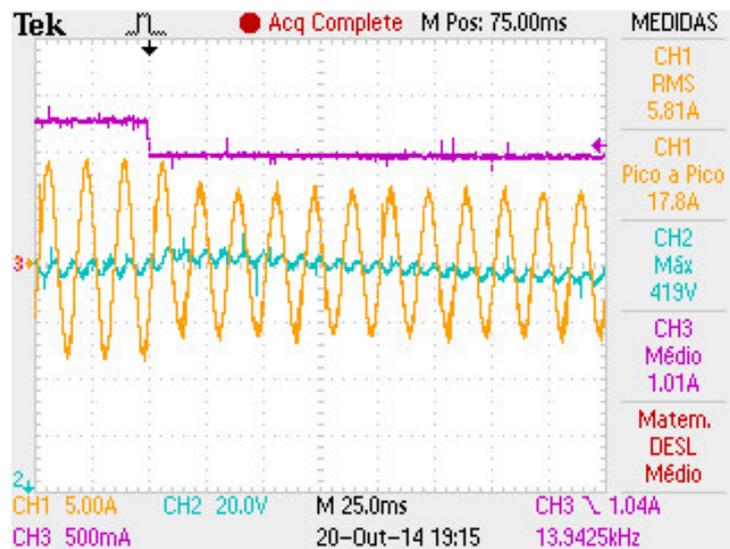


Figura 59: Degrau de redução de carga de 25% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e *Feedforward* de potência

Da mesma forma a resposta ao distúrbio é significativamente melhor que o regulador pela malha de tensão. Enquanto o sobressinal para a configuração se mantém na faixa de 10V o

controlado com a malha adicional trabalha em uma faixa muito menor, em torno de 5V.

Assim como no teste anterior o tempo de estabelecimento é reduzido significativamente de 300ms para um terço desse valor. A resposta como um todo é mais eficiente e a alteração no valor da corrente de entrada é rápida o suficiente para compensar significativamente o transiente sem elevar a tensão no barramento de carga.

Como comparativo a figura 60 apresenta o degrau de 50% na potência.

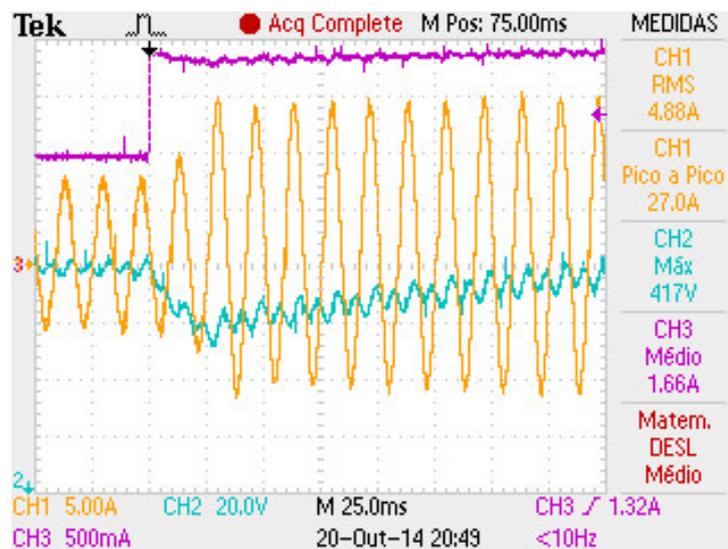


Figura 60: Degrau de aumento de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tensão e *Feedforward* de potência

Como a reação do controlador a mudança no estado da corrente de saída é rápida isto influencia significativamente na atenuação do transitório. Ao fazer a comparação com o controlador anterior os valores de sobressinal são extremamente distintos, enquanto o primeiro opera na faixa de 50V de oscilação o controlador pela potência reduz esse índice para 20V.

Este controlador ainda melhora o tempo de estabelecimento reduzindo-o significativamente. A figura 61 apresenta o mesmo degrau de potência, agora para uma redução de carga.

Aqui o resultado fica melhor na questão do sobressinal. A atenuação chega a limitar a tensão abaixo de 15V, o que significa em termos de aplicação uma melhora importante tomando como o comparativos outras configurações de controladores. Em específico ao regulador pela malha externa de tensão este controlador permite trabalhar com capacitor que opera em faixas menores de tensão, o que significa menor custo.

Para finalizar o comparativo entre as duas estratégias de controle é feito o comparativo das respostas pela interface do software de comando. A figura apresenta o comportamento do

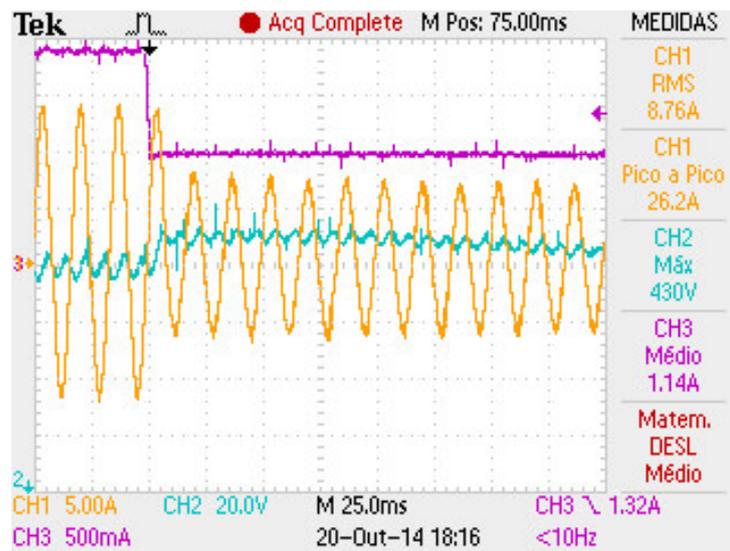


Figura 61: Degrau de redução de carga de 50% para controlador com realimentação direta associado com malha de tenso e *Feedforward* de pot&encia

controlador que agrega a malha de pot&encia no Freemaster.

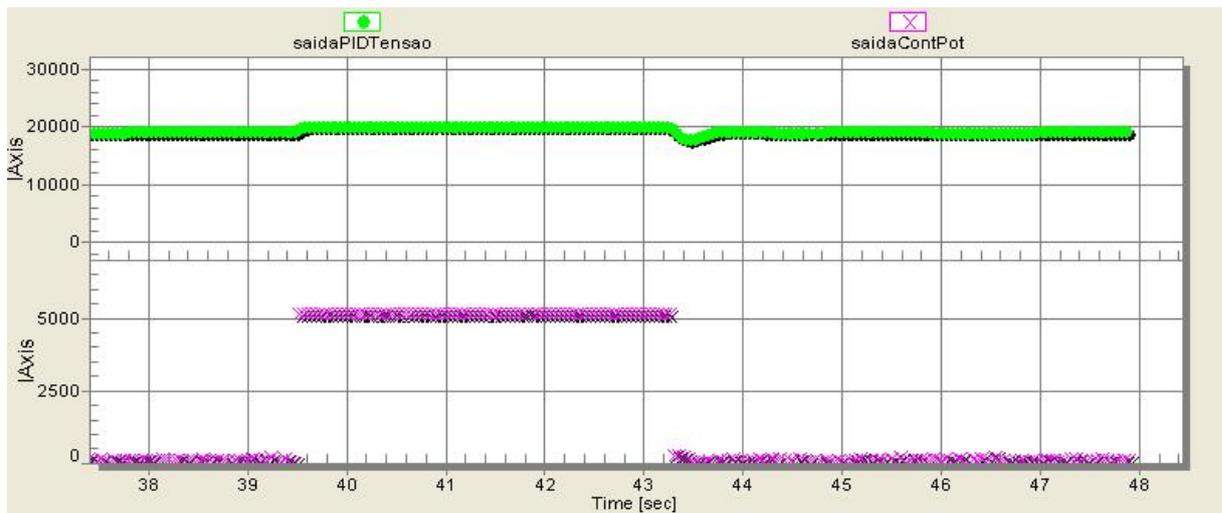


Figura 62: C culo apresentado via software para controlador com realimentação direta associado com malha de tenso

Aqui a dinâmica da resposta fica visível. O controlador pela pot&encia reage instantaneamente   variao de corrente da saída do retificador. Sem estágios preliminares o controlador vai direto ao valor necessário para a correo do transiente. Esta figura também apresenta a contribuio da malha de tenso no conjunto.

Durante o degrauro o *feedforward* atua, o valor dessa compensao está atrelada a constante de proporcionalidade k_p que multiplica o valor calculado pelo controlador. Quando este valor não é suficiente, k_p não está compensando por completo, a malha de tenso atua. Isto acontece, pois, o controlador de pot&encia trabalha em proporcionalidade com a variao de

corrente sem uma referência externa e a malha de tensão realmente busca um valor o referência.

A tabela 5 apresenta os resultados para os controladores e as variações de carga realizadas.

Controlador	Teste	Sobressinal
Autocontrole e PID de Tensão	Aumento de Carga 25%	10V
Autocontrole e PID de Tensão	Redução de Carga 25%	10V
Autocontrole e PID de Tensão	Aumento de Carga 50%	40V
Autocontrole e PID de Tensão	Redução de Carga 50%	40V
Autocontrole, PID de Tensão e <i>Feedforward</i> de Potência	Aumento de Carga 25%	5V
Autocontrole, PID de Tensão e <i>Feedforward</i> de Potência	Redução de Carga 25%	5V
Autocontrole, PID de Tensão e <i>Feedforward</i> de Potência	Aumento de Carga 50%	20V
Autocontrole, PID de Tensão e <i>Feedforward</i> de Potência	Redução de Carga 50%	20V

Tabela 5: Resultados obtidos com os controladores

6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, as técnicas de controle desenvolvidas anteriormente foram testadas e avaliadas. A metodologia dos testes os circuitos e mecanismos necessários para o funcionamento do protótipo foram apresentados, como destaque para forma de avaliação dos controladores.

A malha interna de realimentação direta manteve o fator de potência perto do unitário com distorção harmônica baixa. O defasamento da corrente em relação a tensão de entrada manteve-se no patamar esperado.

Os reguladores de tensão apresentaram dinâmicas distintas para as mesmas perturbações de carga. O controlador com apenas a malha externa de tensão apresentou uma regulação lenta devido a sua necessidade em manter a sua frequência de corte baixa diante a oscilação natural da tensão de saída do retificador.

O compensador com o controlador de potência adicionado a configuração obteve uma melhora considerável na resposta para a regulação. Por estar associado a corrente de saída, cuja variação é rápida durante um transitório, o *feedforward* de potência atenuou a oscilações de tensão com maior rapidez reduzindo de forma significativa os transientes de carga.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo deste trabalho foi estudar, analisar, apresentar e propor uma configuração de controle capaz de aprimorar a resposta dinâmica de um retificador *boost* sem prejudicar a qualidade de energia ao manter a taxa de distorção harmônica reduzida e fator de potência próximo do unitário.

Durante a fase de estudos onde foram feitas várias revisões bibliográficas ficou evidente que uma das limitações mais significativas em retificadores PFC monofásicos é a regulação da tensão de saída. Os controladores clássicos para retificadores elevadores, por limitações na dinâmica das malha de tensão, responsável pela regulação, têm uma resposta lenta.

Melhorar a resposta do conversor passa por diversas análises, sua principal dificuldade está em atuar sobre planta sem gerar outro problema, no caso a distorção da corrente de entrada em regime.

O retificador têm uma oscilação na tensão de saída, esta é relativa a frequência da rede. A amostra retirada da tensão de saída precisa ser feita durante intervalos em que o valor não varie, ou seja, em pontos coincidentes no ciclo das oscilações.

Ao deixar o controle mais rápido valores distintos em regime são enviados para o controlador que compara com uma referência fixa, isto causa um sinal de erro que passa para as malhas internas tentando corrigir a oscilação natural distorcendo a corrente de entrada.

Para contornar esse problema buscou-se utilizar a corrente de saída para sensibilizar o controlador, já que esta varia quase que instantaneamente em um transitório de carga. Calculando a potência de saída em um período estabelecido obtém-se um valor proporcional que atua rapidamente sobre o chaveamento durante o distúrbio, sendo inerte em regime.

Os controladores baseados na técnica da corrente média utilizam uma malha externa para a regulação outra para adquirir a forma desejada à corrente gerando uma referência. Esta é usada pela malha interna de corrente que atua sobre o chaveamento. Este modelo produz

uma corrente senoidal da entrada do retificador garantindo a qualidade de energia. Entretanto é possível simplificar esse modelo ao utilizar a técnica da realimentação direta.

Ao utilizar a própria corrente de entrada como uma referência natural para o controlador a malha interna baseada no autocontrole simplifica a estrutura do controlador deixando-o mais robusto.

Partindo destes pressupostos foi possível criar uma alternativa, agregando realimentação direta e *feedforward* de potência. Atingindo maior capacidade de regulação e manutenção da qualidade de energia em regime permanente.

Este controlador foi implementado em um retificador *boost bridgeless* por ser uma topologia de grande uso e de fácil análise. O controlador foi comparado com uma topologia similar, apenas desprovida da malha de potência, com o objetivo de isolar a contribuição do *feedforward* na regulação da tensão do protótipo.

Os resultados apresentados, como esperado, reduziram significativamente os transitórios de carga validando essa configuração de controlador. O inconveniente uso de um sensor adicional, corrente de saída, não invalida a aplicabilidade deste controlador já que equipamentos como UPS's contém tal sensor para outros fins que podem ser utilizados também para essa aplicação.

O controlador com realimentação direta associado a malha de potência apresenta-se como uma possível opção aos controladores usuais em retificadores elevadores de alto fator de potência. É também uma contribuição na busca por alternativas que possam melhorar a dinâmica desses circuitos e permitir novas aplicações em topologias mais complexas.

REFERÊNCIAS

- BODUR, H.; BAKAN, A. F. a new zvt-zct-pwm dc-dc converter. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 19, n. 3, p. 676–684, 2004.
- BORGONOVO, D. et al. **Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos empregando a transformação de Park**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2001.
- CANESIN, C. A.; BARBI, I. Analysis and design of constant-frequency peak-current-controlled high-power-factor boost rectifier with slope compensation. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC'96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual**. [S.l.], 1996. v. 2, p. 807–813.
- CENDÓN, B. V.; CAMPELLO, B. S.; KREMER, J. M. **Fontes de informação para pesquisadores e profissionais**. [S.l.]: Editora Ufmg, 2000.
- DAS, P. et al. A nonlinear controller based on a discrete energy function for an ac/dc boost pfc converter. **IEEE transactions on power electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 28, n. 12, p. 5458–5476, 2013.
- DIXON, L. H. High power factor preregulators for off-line power supplies. In: **Power Supply Design Seminar, SEM**. [S.l.: s.n.], 1988. v. 800.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer, 2001.
- FILADELFO, F. R.; LUCENA, S. E. D. Retificador boost monofásico de alto fator de potência com controle one-cycle. **Congresso Brasileiro de Automática, CBA**, v. 18, p. 3110–3117, 2002.
- GANACIM, J. C. S.; MEIER, M. B.; BADIN, A. A. Output power feedforward technique applied to a high power factor rectifier with high frequency transformer. In: IEEE. **Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian**. [S.l.], 2013. p. 406–413.
- HUANG, W.; QAHOUQ, J. A. A. Dc-dc power converter with a modified control scheme to improve load transient response. In: IEEE. **Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2012 IEEE 34th International**. [S.l.], 2012. p. 1–4.
- HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. Performance evaluation of bridgeless pfc boost rectifiers. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE**. [S.l.], 2007. p. 165–171.
- ISE, T.; HAYASHI, Y.; TSUJI, K. Definitions of power quality levels and the simplest approach for unbundled power quality services. In: IEEE. **Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on**. [S.l.], 2000. v. 2, p. 385–390.

LAI, Z.; SMEDLEY, K. M. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 13, n. 3, p. 501–510, 1998.

LARICO, H. R. E. **Conversor boost controlado em corrente aplicado ao retificador monofásico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2007.

MAKSIMOVIC, D. Design of the clamped-current high-power-factor boost rectifier. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual**. [S.l.], 1994. p. 584–590.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. **Power electronics: converters, applications, and design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.

NI, J. et al. Optimum feed-forward control for upfc converters in large-scale non-grid-connected wind power applications. In: IEEE. **World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference, 2009. WNWEC 2009**. [S.l.], 2009. p. 1–5.

PRODIC, A.; MAKSIMOVIC, D.; ERICKSON, R. W. Dead-zone digital controllers for improved dynamic response of low harmonic rectifiers. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 21, n. 1, p. 173–181, 2006.

QIAN, C. et al. Comparisons of pwm and one-cycle control for digital power amplifiers. In: IEEE. **Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International**. [S.l.], 2000. v. 3, p. 1176–1180.

REDL, R.; ERISMAN, B. P. Reducing distortion in peak-current-controlled boost power-factor correctors. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual**. [S.l.], 1994. p. 576–583.

SEBASTIÁN, J. et al. Steady-state analysis and modeling of power factor correctors with appreciable voltage ripple in the output-voltage feedback loop to achieve fast transient response. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 24, n. 11, p. 2555–2566, 2009.

SHIN, J.-W.; BAEK, J.-b.; CHO, B.-H. Bridgeless isolated pfc rectifier using bidirectional switch and dual output windings. In: IEEE. **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE**. [S.l.], 2011. p. 2879–2884.

SHWEDHI, M.; SULTAN, M. Power factor correction capacitors; essentials and cautions. In: IEEE. **Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE**. [S.l.], 2000. v. 3, p. 1317–1322.

SILVA, L. e; SEIXAS, F. de; MELO, G. Conversor ca-cc com elevado fator de potência, sem ponte de diodos, utilizando o conversor boost entrelaçado. In: **XVIII Congresso Brasileiro de Automática**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3106–3113.

SOUZA, A. F. **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 1998.

SPANGLER, J. J.; BEHERA, A. A comparison between hysteretic and fixed frequency boost converters used for power factor correction. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual.** [S.l.], 1993. p. 281–286.

TODD, P. C. Uc3854 controlled power factor correction circuit design. **Unitrode Application Note U-134**, v. 1, p. 10–303, 1999.

TSAI, J.-C. et al. Modified hysteretic current control (mhcc) for improving transient response of boost converter. **Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 58, n. 8, p. 1967–1979, 2011.

WAN, K.; FERDOWSI, M. Projected cross point-a new average current-mode control approach. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE.** [S.l.], 2008. p. 65–70.

WILSON, T. G. The evolution of power electronics. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 15, n. 3, p. 439–446, 2000.

YANG, Z.; PARESH, C. A novel technique to achieve unity power factor and fast transient response in ac-to-dc converters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 16, n. 6, p. 764–775, 2001.

ZAFRANY, I.; BEN-YAAKOV, S. A chaos model of subharmonic oscillations in current mode pwm boost converters. In: IEEE. **Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1995., Eighteenth Convention of.** [S.l.], 1995. p. 5–4.

ANEXO A – FORMULAÇÃO ANALÍTICA DO FATOR DE POTÊNCIA

A.1 DEFINIÇÃO CLÁSSICA

A primeira definição de fator de potência e mais usual é dada pela defasagem entre tensão e corrente em um circuito senoidal puro sem nenhum harmônico. Partindo de uma tensão e corrente senoidais, como mostrado nas equações 115 e 116, e tomando como definição a equação 3 apresentada no capítulo 2 podemos deduzir o fator de potência.

$$V(t) = V_p \cdot \text{sen}(w.t) \quad (115)$$

$$I(t) = I_p \cdot \text{sen}(w.t + \alpha) \quad (116)$$

Onde V_p e I_p são os valores de pico, w é a frequência angular e α é a defasagem entre as duas senoides.

Sabendo que a potência aparente S é definida pela equação 118 e a potência ativa P é definida pela equação 117 podemos calcular os fatores para cada parcela.

$$P = I(t) \cdot V(t) \quad (117)$$

$$S = I_{ef} \cdot V_{ef} \quad (118)$$

Sendo I_{ef} e V_{ef} os valores efetivos de corrente e tensão respectivamente.

Portanto para o levantamento da função da potência ativa e preciso somar ponto a ponto no tempo de um período, representado por T nas equações, a multiplicação entre a função de tensão e corrente. Essa igualdade está representada pela equação 119.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t) \cdot V(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_p \cdot \text{sen}(w.t + \alpha) \cdot V_p \cdot \text{sen}(w.t) \cdot dt \quad (119)$$

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{T} \cdot \int_0^T \text{sen}(w.t + \alpha) \cdot \text{sen}(w.t) \cdot dt \quad (120)$$

Utilizando a identidade trigonométrica 121.

$$\text{sen}(x) \cdot \text{sen}(y) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(x - y) - \cos(x + y)) \quad (121)$$

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{T} \cdot \int_0^T \frac{1}{2} \cdot (\cos(w.t - w.t - \alpha) - \cos(w.t + w.t + \alpha)) \cdot dt \quad (122)$$

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2 \cdot T} \cdot \int_0^T (\cos(-\alpha) - \cos(2 \cdot w.t + \alpha)) \cdot dt \quad (123)$$

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2 \cdot T} \cdot ((\cos(-\alpha) \cdot T - \int_0^T \cos(2 \cdot w.t + \alpha)) \cdot dt) \quad (124)$$

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2 \cdot T} \cdot ((\cos(-\alpha) \cdot T - \frac{1}{2 \cdot w} \cdot [-\text{sen}(2 \cdot w.t + \alpha)]_0^T)) \quad (125)$$

Sabendo que o ultimo termo da equação 125 é nulo para um período $T = 2\pi$ obtemos a formulação para a potência ativa dentro de um período.

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \cdot \cos(\alpha) \quad (126)$$

Para a potência aparente precisamos utilizar a definição de valor eficaz de um sinal, essa definição está apresentada na equação 127.

$$f(t)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \cdot f(t)^2 \cdot dt} \quad (127)$$

Para a tensão eficaz a equação fica na forma apresentada a seguir.

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \cdot V(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \cdot (V_p \cdot \text{sen}(w.t))^2 \cdot dt} \quad (128)$$

Sabendo que:

$$\text{sen}^2(x) = \frac{1}{2} \cdot [1 - \cos(2 \cdot x)] \quad (129)$$

Temos:

$$V_{ef} = V_p \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2 \cdot w \cdot t)) \cdot dt} \quad (130)$$

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \cos(2 \cdot w \cdot t) \cdot dt} \quad (131)$$

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T - \frac{1}{4 \cdot w \cdot T} \cdot [\text{sen}(2 \cdot w \cdot t)]_0^T} \quad (132)$$

Levando em conta que o período varia do valor nulo até 2π o termo com a senoide se torna nulo. Desta forma obtemos o valor para a tensão eficaz, apresentado em 133.

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (133)$$

Por analogia obtemos o valor de corrente eficaz, o deslocamento α presente na equação da corrente não interfere no desenvolvimento sendo anulado no decorrer do desenvolvimento.

$$I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (134)$$

A equação da potência aparente é apresentada em 135.

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (135)$$

Portanto o fator de potência para duas ondas puramente senoidais é apresentada na equação 137. Esta definição é largamente utilizada, no entanto, ela apenas corresponde o valor real para senoides puras sem nenhuma distorção.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_p \cdot I_p}{2} \cdot \cos(\alpha)}{\frac{V_p \cdot I_p}{2}} \quad (136)$$

$$FP = \cos(\alpha) \quad (137)$$

A.2 FORMULAÇÃO COM HARMÔNICOS DE CORRENTE

Como o objeto de estudo o fator de potência deve ser utilizado de forma mais genérica. Portanto as formas de onda podem ser transcritas como a composição de harmônicos. Em muitas aplicações em eletrônica de potência a tensão provida da rede é senoidal e a corrente acaba sendo distorcida. A seguir será desenvolvido o equacionamento com essas características. Definindo a corrente como a composição de n harmônicos obtemos.

$$I(t) = \sum_0^{\infty} I_n(t) = \sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) \quad (138)$$

Ao calcular a integralização 139 é obtida.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n)) \cdot dt \quad (139)$$

Abrindo a somatória que compõe a corrente obtemos

$$\sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) = \overbrace{I_{p_0} \cdot \text{sen}(\alpha_0)}^{\text{Constante valor CC}} + \overbrace{I_{p_1} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_1)}^{\text{Fundamental}} + \sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) \quad (140)$$

$$P = \frac{V_p}{T} \cdot \int_0^T [\text{sen}(\omega \cdot t) \cdot I_{p_0} \cdot \text{sen}(\alpha_0) + \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot I_{p_1} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_1) + \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n)] dt \quad (141)$$

Separando cada parcela da equação e integralizando obtemos os seguintes resultados.

$$P_{dc} = \frac{V_p}{T} \cdot \int_0^T \overbrace{I_{p_0} \cdot \text{sen}(\alpha_0)}^{I_{dc}} \text{sen}(\omega \cdot t) dt = \frac{V_p}{T} \cdot I_{dc} \cdot [\cos(\omega \cdot t)]_T^0 = 0 \quad (142)$$

$$P_{fun} = \frac{V_p}{T} \cdot \int_0^T \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot I_{p_1} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_1) dt = \frac{V_p \cdot I_{p_1}}{2} \cdot \cos(\alpha_1) \quad (143)$$

$$P_{2-\infty} = \frac{V_p}{T} \cdot \int_0^T \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \alpha_n) dt = 0 \quad (144)$$

O resultado obtido em 143 esta relacionado ao resultado da potência ativa da secção anterior, equação 126. A equação 144 torna-se nula quando o período é mantido em 2π . Isso se

deve ao fato que a integral do produto entre duas senoides deslocadas sempre será o valor nulo.

O resultado da potência ativa está apresentada na equação 145.

$$P = \frac{V_p \cdot I_{p1}}{2} \cdot \cos(\alpha_1) \quad (145)$$

Para fazer o cálculo da corrente eficaz também é preciso abrir a somatória e posteriormente efetuar o cálculo do binômio.

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 dt} \quad (146)$$

$$\left(\sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 = \left(I_{p_0} \cdot \text{sen}(\alpha_0) + I_{p_1} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \alpha_1) + \sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 \quad (147)$$

Alguns valores acabam convergindo para o valor nulo após a integração.

$$\begin{aligned} \left(\sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 &= I_{dc}^2 + (I_{p_1} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \alpha_1))^2 + \overbrace{2 \cdot I_{dc} \cdot I_{p_1} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \alpha_1)}^{\text{Resultado nulo}} + \\ \overbrace{2 \cdot I_{dc} \cdot \sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n)}^{\text{Resultado nulo}} &+ \left(\sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 + \overbrace{2 \cdot I_{p_1} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \alpha_1)}^{\text{Resultado nulo}} + \overbrace{\sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n)}^{\text{Resultado nulo}} \end{aligned} \quad (148)$$

Voltando a equação 146 obtemos a igualdade apresentada em 149.

$$I_{ef} = \sqrt{I_{dc}^2 + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (I_{p_1} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \alpha_1))^2 dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 dt} \quad (149)$$

Supondo a inexistência de uma componente DC, obtemos

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_{p_1}^2}{2} + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\sum_2^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \right)^2 dt} \quad (150)$$

Ao abrir a somatória sabemos que apenas as multiplicações com termos semelhantes terão valor diferente do nulo e que o resultado dos termos não nulos são $\frac{I_{pn}^2}{\sqrt{2}}$. Portanto:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_{p1}^2}{2} + \sum_2^{\infty} \frac{I_{pn}^2}{2}} \quad (151)$$

$$I_{ef} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_2^{\infty} \frac{I_{pn}^2}{I_{p1}^2}} \quad (152)$$

Pela definição de TDH apresentada no capítulo 2 obtemos a equação 153 para a corrente composta por n harmônicos.

$$I_{ef} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} \quad (153)$$

Para a potência aparente obtemos o seguinte resultado.

$$S = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} = \frac{I_{p1} \cdot V_p}{2} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} \quad (154)$$

Para o fator de potência obtemos a equação conhecida como fator de deslocamento, apresentada em 155.

$$FP = \frac{\frac{I_{p1} \cdot V_p}{2} \cdot \cos(\alpha_n)}{\frac{I_{p1} \cdot V_p}{2} \cdot \sqrt{1 + TDH^2}} = \frac{\cos(\alpha_1)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (155)$$

A.3 FORMULAÇÃO GERAL DO FATOR DE POTÊNCIA

Para obter uma fórmula geral para o fator de potência é necessário que se leve em conta que os sinais em análise sejam genéricos. Isso implica em tomar os valores de corrente e tensão como a somatória de infinitos harmônicos. As equações são as representações matemáticas da tensão e corrente usados.

$$I(t) = \sum_0^{\infty} I_n(t) = \sum_0^{\infty} I_{pn} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t + \alpha_n) \quad (156)$$

$$V(t) = \sum_0^{\infty} V_n(t) = \sum_0^{\infty} V_{pn} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \quad (157)$$

Para a potência ativa obtemos:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_0^{\infty} V_{p_n} \cdot \text{sen}(n.w.t) \cdot \sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n.w.t + \alpha_n) dt \quad (158)$$

Tendo como nulo os valores DC tanto para corrente quanto tensão obtemos.

$$P = \frac{1}{T} \int_1^T \sum_1^{\infty} V_{p_n} \cdot \text{sen}(n.w.t) \cdot \sum_1^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n.w.t + \alpha_n) dt \quad (159)$$

Como já mencionado a integração em um período para senoides de frequências diferentes assumem o valor nulo. Portanto apenas os valores semelhantes se mantêm no equacionamento.

Sabendo que apenas a integração dos termos onde a frequência é igual são não nulos obtemos como resultado da integração a equação 160.

$$P = \sum_1^{\infty} \frac{V_{p_n} \cdot I_{p_n}}{2} \cdot \cos(\alpha_n) \quad (160)$$

A potência aparente toma como analogia o desenvolvimento da secção anterior

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\sum_0^{\infty} V_{p_n} \cdot \text{sen}(n.w.t) \right)^2 dt} = \frac{V_{p_1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2} \quad (161)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\sum_0^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n.w.t + \alpha_n) \right)^2 dt} = \frac{I_{p_1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2} \quad (162)$$

$$S = \frac{I_{p_1} \cdot V_{p_1}}{2} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2} \quad (163)$$

Para o fator de potência obtemos a seguinte equação genérica.

$$FP = \frac{\sum_1^{\infty} V_{p_n} \cdot I_{p_n} \cdot \cos(\alpha_n)}{I_{p_1} \cdot V_{p_1} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2}} \quad (164)$$

Pode-se ainda reduzir os termos a uma distorção de potência THD_p .

$$FP = \frac{(V_{p1} \cdot I_{p1} \cdot \cos(\alpha_1)) \cdot \left(1 + \sum_2^{\infty} \frac{V_{pn} \cdot I_{pn} \cdot \cos(\alpha_n)}{V_{p1} \cdot I_{p1} \cdot \cos(\alpha_1)}\right)}{I_{p1} \cdot V_{p1} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2}} \quad (165)$$

Sendo THD_p definido por.

$$THD_p = \sum_2^{\infty} \frac{V_{pn} \cdot I_{pn} \cdot \cos(\alpha_n)}{V_{p1} \cdot I_{p1} \cdot \cos(\alpha_1)} \quad (166)$$

Obtemos a relação geral para o fator de potência.

$$FP = \frac{THD_p}{\sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2}} \cdot \cos(\alpha_1) \quad (167)$$