



UDESC

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**PROJETO DE UM CONVERSOR
BRIDGELESS PFC PARA ENSINO DE
CONTROLE DE CONVERSORES**

JOÃO PEDRO MOREANO

JOINVILLE, 2018

JOÃO PEDRO MOREANO

**PROJETO DE UM CONVERSOR BRIDGELESS PFC PARA
ENSINO DE CONTROLE DE CONVERSORES**

Trabalho de conclusão de curso apresentada
ao curso engenharia elétrica, no Centro de
Ciências Tecnológicas, da Universidade do
Estado de Santa Catarina, como requisito
parcial para obtenção do grau de graduação.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Joinville

2018

JOÃO PEDRO MOREANO

**PROJETO DE UM CONVERSOR BRIDGELESS PFC PARA
ENSINO DE CONTROLE DE CONVERSORES**

Trabalho de conclusão de curso apresentada ao curso engenharia elétrica, no Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de graduação.

Banca Examinadora:

Orientador:

Prof. Alessandro Luiz Batschauer, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Prof. Sergio Vidal Garcia, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Eng. Felipe Joel Zimann, Ms.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 06 de dezembro de 2018

RESUMO

Dentre as maiores dificuldades nas universidades de engenharia até o momento, a maior delas se encontra na implementação na prática dos conhecimentos adquiridos em sala de aula. Em virtude disso, este trabalho tem como propósito o desenvolvimento de uma bancada para a implementação de controle em um conversor de baixa potência. O conversor *Bridgeless Totem Pole PFC* é estudado e implementado na prática, sendo também desenvolvido o circuito de driver, fonte auxiliar e condicionamentos de sinais dos sensores do conversor. É desenvolvido o controle em malha fechada desta topologia como também sua implementação em malha aberta para validação prática.

Palavras-chave: bridgeless, controle, PFC.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversor <i>Boost</i> PFC Convencional.	21
Figura 2 – Conversor <i>Boost Bridgeless</i> PFC Básico.	22
Figura 3 – <i>Boost Semi-Bridgeless PFC</i>	22
Figura 4 – <i>Dual Boost Bridgeless PFC</i>	23
Figura 5 – <i>Retificador Bridgeless Totem Pole PFC</i>	23
Figura 6 – Primeira etapa de operação.	26
Figura 7 – Segunda etapa de operação.	26
Figura 8 – Terceira etapa de operação.	27
Figura 9 – Quinta etapa de operação.	28
Figura 10 – Sexta etapa de operação.	28
Figura 11 – Sétima etapa de operação.	29
Figura 12 – Formas de onda idealizadas do semi-ciclo positivo.	30
Figura 13 – Formas de onda idealizadas do semi-ciclo negativo.	31
Figura 14 – Protótipo da bancada.	33
Figura 15 – Fonte auxiliar de +15V e - 15V.	38
Figura 16 – Circuito de comando com L6398DTR.	39
Figura 17 – Condicionamento de sinal da corrente de entrada.	40
Figura 18 – Condicionamento de sinal da tensão de entrada.	40
Figura 19 – Condicionamento de sinal da tensão de saída.	41
Figura 20 – Diagrama de blocos controle de corrente.	44
Figura 21 – Diagrama de bode da FTMAi compensada.	46
Figura 22 – Resposta ao degrau da malha de corrente.	46
Figura 23 – Diagrama de bloco do controle de tensão e corrente em cascata.	47
Figura 24 – Diagrama de bode da FTMAv compensada.	49
Figura 25 – Resposta ao degrau da malha de tensão.	49
Figura 26 – Esquemático do conversor no PSIM.	51
Figura 27 – Controle digital do conversor no PSIM.	51
Figura 28 – Tensão e corrente de entrada do conversor como retificador a diodos.	52
Figura 29 – Tensão de saída do retificador.	53
Figura 30 – Tensão e corrente de entrada do conversor em malha aberta.	53
Figura 31 – Tensão de saída do conversor em malha aberta.	54
Figura 32 – Degrau de carga para a corrente de entrada.	55
Figura 33 – Degrau de carga para a tensão de saída.	55
Figura 34 – Degrau de carga para a tensão de saída e corrente de entrada.	56
Figura 35 – Valor de referência da corrente e a corrente controlada.	56
Figura 36 – Tensão e corrente de entrada.	57
Figura 37 – Tensão de saída e sua referência.	57
Figura 38 – Tensão e corrente de entrada do retificador a diodos.	59

Figura 39 – Tensão e corrente de saída do retificador a diodos.	60
Figura 40 – Modulação empregada para o conversor em malha aberta.	61
Figura 41 – Tensão e corrente de entrada em malha aberta.	61
Figura 42 – Tensão de saída em malha aberta.	62
Figura 43 – Tensão de entrada condicionada do conversor em malha aberta.	63
Figura 44 – Corrente de entrada condicionada do conversor em malha aberta.	63
Figura 45 – Tensão de saída condicionada do conversor em malha aberta.	64
Figura 46 – Tensão e corrente de entrada com modulação com valor constante.	65
Figura 47 – Tensão e corrente de saída com modulação com valor constante.	65
Figura 48 – Tensão sobre o indutor.	66
Figura 49 – Transitório da tensão reversa sobre o IGBT.	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de projeto do conversor.	34
Tabela 2 – Grandezas elétricas do RBTP-PFC.	34
Tabela 3 – Valores da malha de corrente.	45
Tabela 4 – Valores do controlador de corrente.	47
Tabela 5 – Valores do controlador de tensão.	48
Tabela 6 – Valores Calculados e valores simulados do conversor.	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BTPB-PFC	Bridgeless Totem Pole Boost PFC
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	Digital Signal Processor
EMI	Eletromagnetic Interference
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PFC	Power Factor Correction
PWM	Pulse Width Modulation
SiC	Silicon Carbide
Si	Silicon

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{in}	Tensão de entrada do conversor
$S1$	Transistor do conversor
$S2$	Transistor do conversor
$D1$	Diodo anti-paralelo à S1
$D2$	Diodo anti-paralelo à S2
$D3$	Diodo do conversor
$D4$	Diodo do conversor
L	Indutor do conversor
T	Período de comutação
D	Razão cíclica
t_m	Tempo morto do PWM
C_o	Capacitor de saída do conversor
R_o	Carga R do conversor
v_L	Tensão no indutor
i_L	Corrente no indutor
i_{S1}	Corrente em S1
i_{S2}	Corrente em S2
i_{D3}	Corrente em D3
i_{D2}	Corrente em D2

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	O ENSINO DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	17
1.2	A IMPORTÂNCIA DA PRÁTICA NA ENGENHARIA	17
1.3	SISTEMA DE BANCADA COMERCIAIS	18
1.4	OBJETIVOS	18
2	RETIFICADORES BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA	21
2.1	BOOST PFC CONVENCIONAL	21
2.2	BOOST BRIDGELESS BÁSICO	21
2.3	BOOST SEMI-BRIDGELESS PFC	22
2.4	DUAL BOOST BRIDGELESS PFC	22
2.5	BRIDGELESS TOTEM POLE BOOST PFC	23
3	RETIFICADOR BRIDGELESS TOTEM POLE PFC	25
3.1	ANÁLISE DO CONVERSOR	25
3.2	ANÁLISE DO SEMI-CICLO POSITIVO	25
3.2.1	Primeira Etapa	25
3.2.2	Segunda Etapa	25
3.2.3	Terceira Etapa	26
3.2.4	Quarta Etapa	26
3.3	ANÁLISE DO SEMI-CICLO NEGATIVO	28
3.4	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDAS	29
4	PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR	33
4.1	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	33
4.1.1	Cálculo das Correntes	34
4.1.2	Cálculo da Indutância	34
4.1.3	Cálculo do Capacitor de Saída	35
4.1.4	Esforços nos Transistores	35
4.1.5	Esforços nos Diodos	35
4.1.6	Perdas nos Semicondutores	36
4.1.7	Dissipadores	38
4.2	CIRCUITOS AUXILIARES	38
4.2.1	Fonte Auxiliar de Alimentação	38
4.2.2	Circuito de Comando dos Transistores	38
4.2.3	Sensor de Corrente	39
4.2.4	Sensores de Tensão	39

5	DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE DIGITAL	43
5.1	DESCRIÇÃO DO MÉTODO UTILIZADO	43
5.2	CONTROLADOR DE CORRENTE	43
5.2.1	Modelagem dos Elementos	43
5.2.2	Projeto do controlador de corrente	44
5.3	CONTROLADOR DE TENSÃO	47
5.3.1	Modelagem dos elementos	47
5.3.2	Projeto do controlador de tensão	48
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	51
6.1	SIMULAÇÃO ESFORÇOS NOS COMPONENTES	51
6.2	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COMO RETIFICADOR A DIODOS	52
6.3	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA ABERTA	53
6.4	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA	54
6.4.1	Dinâmica do controle	54
6.4.2	Fator de potência	54
6.4.3	Tensão no barramento	55
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	59
7.1	CONVERSOR COMO RETIFICADOR A DIODOS	59
7.2	CONVERSOR EM MALHA ABERTA	60
7.2.1	Tensão e corrente de entrada	60
7.2.2	Tensão no barramento	60
7.2.3	Condicionamento de Sinais	62
7.3	CONVERSOR OPERANDO COMO BOOST	64
8	CONCLUSÃO	67
	ANEXOS	69
	ANEXO A – ESQUEMÁTICO DO PROTÓTIPO	71

1 INTRODUÇÃO

1.1 O ENSINO DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

O ensino de uma disciplina complexa como a eletrônica de potência ainda possui muitos desafios quanto à melhor abordagem educacional. O conhecimento da eletrônica de potência é indiscutivelmente de grande importância para quem quer seguir a própria área, ou até mesmo para quem pretende seguir as áreas de sistemas de potência, controle de sistemas, energias renováveis, máquinas elétricas, entre outras (??).

A exigência profissional de engenheiros de eletrônica de potência requer não somente um conhecimento teórico sólido, mas também a habilidade de transferir tais conhecimentos para a prática. Portanto, cursos de eletrônica de potência para estudantes de graduação devem possuir uma forte aplicabilidade prática. Entretanto, em muitos casos o contato limitado com este tipo de situação ou, a falta de recursos para laboratórios experimentais permite apenas a simulação computacional (??).

Tendo em vista que o ensino da eletrônica de potência pertence a uma área multidisciplinar da engenharia elétrica, é necessário um sistema de laboratório simples e devidamente instalado para demonstrar as relações internas entre a potência, o controle e a tecnologia da eletrônica.

Atualmente, o engenheiro da área de eletrônica de potência é ensinado a trabalhar com diversos softwares para projetar e construir vários tipos de sistemas (??). Entretanto, a importância da educação em ciências tecnológicas também se baseia no ensino experimental e prático, onde engenheiros também devem ser capacitados a trabalhar com testes e implementações que são ensinados por meio do aprendizado prático.

1.2 A IMPORTÂNCIA DA PRÁTICA NA ENGENHARIA

O estudo da ciência por meio de experimentação e atividades práticas é fundamental para a compreensão do saber científico. A aplicação de métodos que incorporem aulas práticas, juntamente às tradicionais metodologias teóricas, se caracterizam como técnicas eficazes na transmissão de conhecimentos, visto que ambas estão sempre associadas nessa tarefa. Essa associação é dada na medida que a prática embasa os conteúdos teóricos aprendidos (??).

No ensino da engenharia, a integração entre parte prática e teórica é de suma importância, uma vez que os engenheiros são responsáveis pela resolução de problemas variados no dia a dia, sendo necessário, portanto, metodologias corretas e instruções adequadas durante o período da graduação. Por isso, o incentivo e a execução de métodos de ensino inovadores assumem papel relevante nos cenários das universidades.

De acordo com ??), as aulas experimentais têm a finalidade de estimular a curiosi-

dade científica de alunos, envolver-se em investigações científicas, desenvolver a capacidade de resolução de problemas, compreender conceitos básicos e desenvolver habilidades de modo a permitir que os alunos tenham contato direto com fenômenos, manipulando os equipamentos e observando os acontecimentos. Conceitos experimentais formam uma importante função no aprendizado, assim, laboratórios são vitais para a educação de um engenheiro para demonstrar tais conceitos.

1.3 SISTEMA DE BANCADA COMERCIAIS

Para o ensino e o treinamento profissional em eletrônica de potência já existem várias empresas comerciais especializadas em sistemas de treinamento no mercado. Estes sistemas são altamente compactos e possuem um painel de controle de fácil utilização e manual de usuário.

A empresa Lucas-Nülle é especializada em equipamentos para educação em engenharia e treinamento técnico em diversas áreas da engenharia elétrica, desde energias renováveis até controle de processos e telecomunicações. Suas inúmeras bancadas são compostas por módulos referentes aos diferentes conceitos da eletrônica de potência, começando pelo conceito de PWM para comutação de transistores, circuitos de drivers e módulos para o aprendizado de diversos tipos de conversores (??). No entanto, diante dos módulos citados até aqui o estudante perde a chance de ver a real estrutura de um conversor, o que cria uma distância entre a teoria e a prática.

A empresa SAP Engineers and Consultants também é uma empresa especializada em produtos para treinamento em engenharia em diversas áreas. Porém, para a área de conversores, sua gama de produtos é mais voltada para acionamento de máquinas CA e CC (??).

Em consequência do alto custo das bancadas comerciais muitas universidades nacionais e estrangeiras desenvolvem seus próprios equipamentos de laboratório, buscando uma versatilidade maior do que a de equipamentos didáticos disponíveis no mercado (??????). Alguns trabalhos realizados enfatizam em estudos específicos de topologias de conversores e outros desenvolvem seus próprios programas para realizar *hardware-in-loop* integrando a experimentação de controle com conversores.

1.4 OBJETIVOS

Como visto até então, nem sempre as ferramentas comerciais se apresentam como a melhor alternativa para o ensino, uma vez que tais equipamentos podem não atender aos muitos conceitos importantes que devem ser aprendidos na eletrônica de potência. Geralmente, um sistema de bancada custa dezenas de milhares de dólares americanos, por isso, o alto custo faz com que muitas universidades criem seus próprios sistemas de bancada experimentais.

Devido à grande utilização de conversores estáticos nas indústrias, nos dias de hoje tornou-se imprescindível o estudo desses equipamentos nos cursos de graduação e pós-graduação de engenharia elétrica. Ainda assim, como citado anteriormente, laboratórios bem equipados para tais fins acabam por apresentar alto custo de implantação e manutenção. Diante desse contexto, tem-se a proposta de desenvolver um sistema didático para o ensino de controle de conversores estáticos, podendo obter maior versatilidade para o ensino prático.

No sistema a ser desenvolvido, alguns parâmetros do sistema podem ser ajustados pelo estudante, o que permite um ensino mais profundo dos conhecimentos fundamentais do controle para a eletrônica de potência. Dessa forma, é possível para os estudantes entenderem melhor a interação do controlador digital com o conversor.

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de bancada que seja possível fazer o controle digital em malha fechada de um conversor chaveado, sendo um protótipo de baixo custo e baixa potência. O conversor a ser desenvolvido é o *Bridgeless Totem Pole Boost PFC* (BTPB-PFC) utilizado para correção de fator de potência, onde é um tipo de conversor c.a.-c.c. altamente utilizado na indústria com aplicações em compressores (??). O sistema de controle da bancada visa o controle de corrente e tensão utilizando-se um processador digital de sinais (DSP), com toda parte de condicionamento de sinais para a leitura dos sinais no microcontrolador, *drivers* e que possua confiabilidade no hardware para que o aluno se preocupe apenas com o projeto do controle.

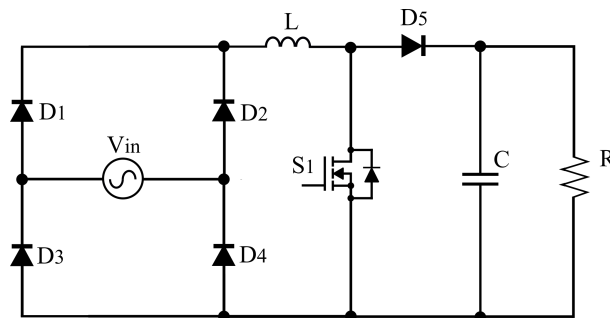
2 RETIFICADORES BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Geralmente aplicados como estágio de entrada de outros conversores, os retificadores de alto fator de potência são conversores CA-CC. ativos, onde em sua maior parte são conversores elevadores de tensão, representados por uma ponte retificadora a diodos, seguido de um conversor elevador *boost* (?). Tais conversores atuam controlando a corrente no elemento indutivo, com o objetivo de obter uma corrente com o mesmo formato e em fase com a tensão da rede, obtendo um fator de potência próximo a unidade.

2.1 BOOST PFC CONVENCIONAL

O *boost* PFC convencional é a topologia mais popular para aplicações de correção do fator de potência. Sua topologia é composta por um retificador a diodo em série com um conversor *boost*, conforme mostrado na Fig. 1.

Figura 1 – Conversor *Boost* PFC Convencional.



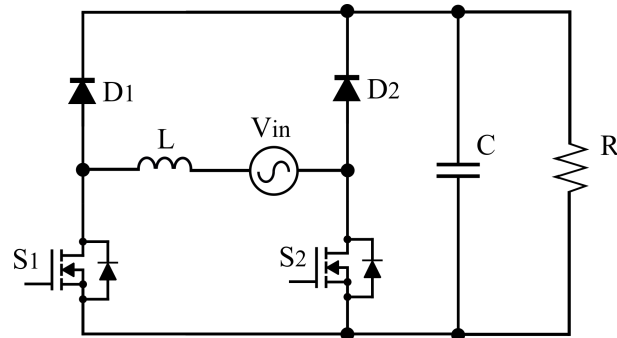
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

As vantagens atribuídas a esse conversor são: possuir um indutor de filtro na entrada, o qual absorve variações bruscas da tensão da rede e permite a forma desejada de corrente, apresentar um comando simples por apresentar apenas um interruptor em sua topologia e não necessitar de comando e nem sensores isolados. No entanto, por possuir três semicondutores no caminho da corrente, este conversor apresenta alta perda por condução.

2.2 BOOST BRIDGELESS BÁSICO

A configuração do *Boost Bridgeless* PFC básico é mostrada na Fig. 2, a corrente neste conversor apenas conduz através de dois dispositivos semicondutores em todas etapas de operação. As chaves MOSFET são utilizadas para substituir dois diodos lentos que operam na frequência da rede em comparação ao *Boost* PFC convencional, permitindo o caminho da corrente por ambas as direções.

A topologia não é somente benéfica reduzindo a quantidade de semicondutores do conversor, mas também diminui as perdas por condução devido aos interruptores possuírem menor resistência em condução que os diodos. Contudo, a implementação deste conversor é

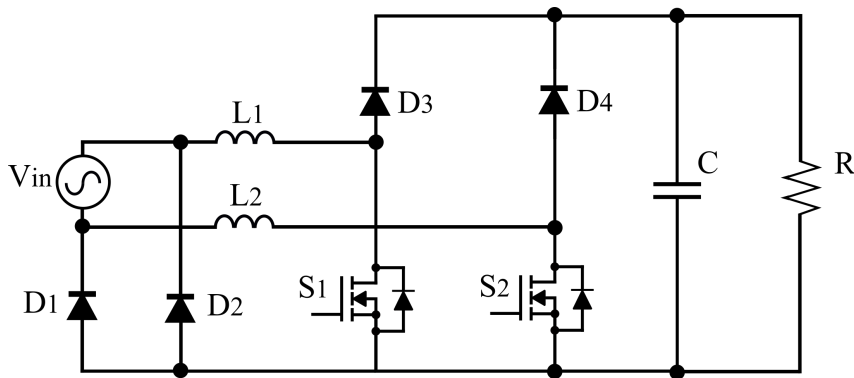
Figura 2 – Conversor *Boost Bridgeless* PFC Básico.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

limitada devido ao alto ruído de modo comum causado pela comutação em alta frequência da fase e do neutro (??), provocando grande interferência eletromagnética (EMI).

2.3 BOOST SEMI-BRIDGELESS PFC

Para reduzir o alto ruído de modo comum é adicionado na topologia básica dois diodos e um segundo indutor, mostrado na Fig. 3.

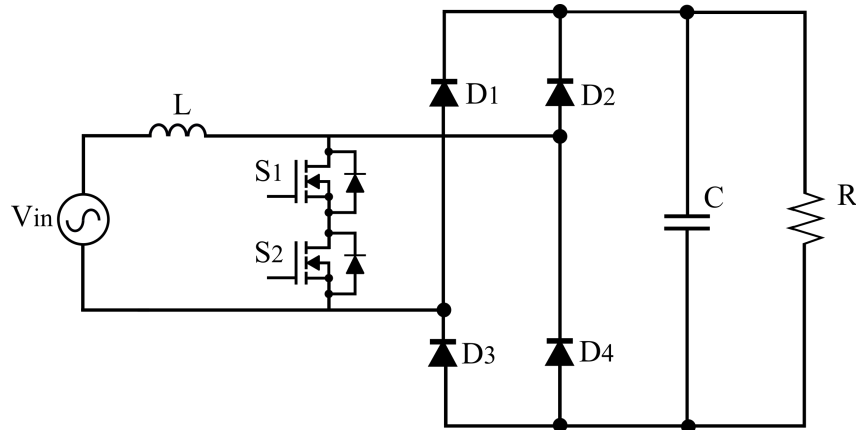
Figura 3 – *Boost Semi-Bridgeless* PFC.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Esta topologia consiste em dois conversores *boost* independentes, onde o indutor simétrico adicionado funciona como um filtro de modo comum, melhorando seu nível de ruído. Entretanto, devido aos componentes adicionais esta topologia possui um custo mais elevado quando comparado às topologias básicas.

2.4 DUAL BOOST BRIDGELESS PFC

Uma topologia modificada baseada no *Boost Bridgeless PFC* básico é mostrada na Fig. 4. Esta topologia também possui uma solução quanto ao ruído de modo comum adicionando-se dois diodos.

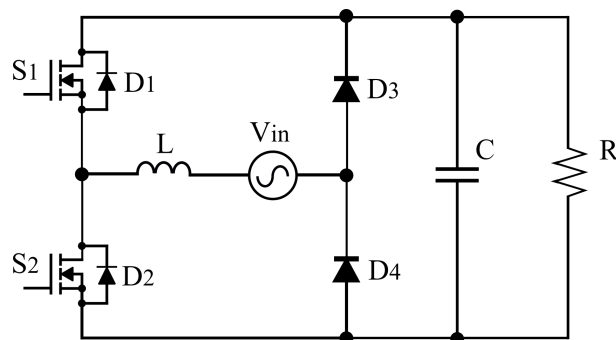
Figura 4 – *Dual Boost Bridgeless PFC*.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

No entanto, em uma das etapas de operação a corrente passa por dois diodos de alta frequência aumentando significativamente suas perdas por condução. Outra desvantagem deste conversor é que as referências das tensões de comando dos interruptores são diferentes, demandando *drivers* isolados, o que eleva a complexidade do circuito.

2.5 BRIDGELESS TOTEM POLE BOOST PFC

As topologias mostradas até então possuem problemas de ruído de modo comum ou problemas com relação à adição de componentes extras para reduzir tal ruído. Em comparação com essas topologias, o *Retificador Bridgeless Totem Pole PFC* (BTPB-PFC) mostrado na Fig. 5 se torna atrativo devido a sua simples estrutura e um menor custo de componentes.

Figura 5 – *Retificador Bridgeless Totem Pole PFC*.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

O RBTP-PFC diminui o ruído de modo comum mudando a posição dos semicondutores do *Boost Bridgeless PFC* básico mostrado na Fig. 2. Esta topologia possui várias vantagens com relação aos outros conversores e por isso tem atraído grande implementação prática (??).

3 RETIFICADOR BRIDGELESS TOTEM POLE PFC

3.1 ANÁLISE DO CONVERSOR

Como citado anteriormente, o RBTP-PFC apresenta superioridade em termos de número de componentes, características de EMI e rendimento quando comparado com as outras topologias levantadas neste estudo.

Para essa topologia mostrada na Fig. 5, também é possível adicionar dois transistores no lugar do braço de diodos, onde é possível obter uma menor perda por condução, onde os dois interruptores adicionados são controlados com sinais de comando sincronizados com o ciclo positivo e negativo da rede. O braço de interruptores do lado esquerdo é comutado em alta frequência e o braço do lado direito (onde estão localizados os diodos) em baixa frequência.

Na análise das etapas de operação é considerado a etapas de tempo morto, que é necessário devido aos tempos de entrada em condução e bloqueio dos transistores $S1$ e $S2$ serem teoricamente simultâneos, evitando assim, que não ocorra um curto-circuito no capacitor de saída.

3.2 ANÁLISE DO SEMI-CICLO POSITIVO

Considerando as etapas de tempo morto, o RBTP-PFC possui quatro etapas de operação para $V_{in} > 0$ e mais quatro etapas para $V_{in} < 0$. Neste capítulo será apresentado com mais detalhes as quatro etapas do semi-ciclo positivo, onde as etapas de operação de ambos semi-ciclos são equivalentes, por este motivo, a análise do semi-ciclo negativo é descrita de forma resumida.

Como a frequência da tensão de entrada é muito inferior à frequência de comutação, a tensão de entrada V_{in} é considerada como uma fonte constante durante um ciclo de comutação. O semi-ciclo positivo é compreendido durante o intervalo $0 < \omega t < \pi$.

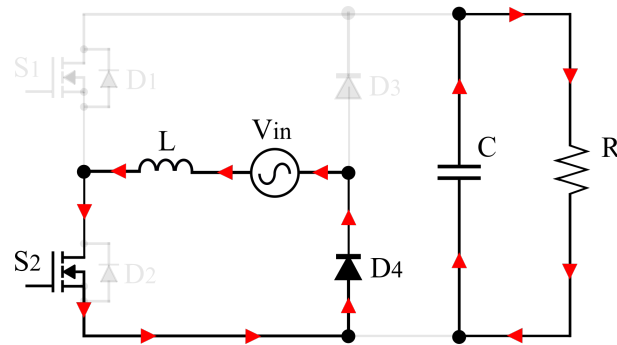
3.2.1 Primeira Etapa

Durante esta etapa de operação o interruptor $S2$ é ligado, o diodo $D4$ é polarizado, a tensão de entrada então carrega o indutor L e o capacitor de saída fornece energia para a carga como mostrado na Fig. 6. Esta etapa ocorre durante o período $0 < t < DT$, sendo D a razão cíclica do conversor e T o período de comutação.

3.2.2 Segunda Etapa

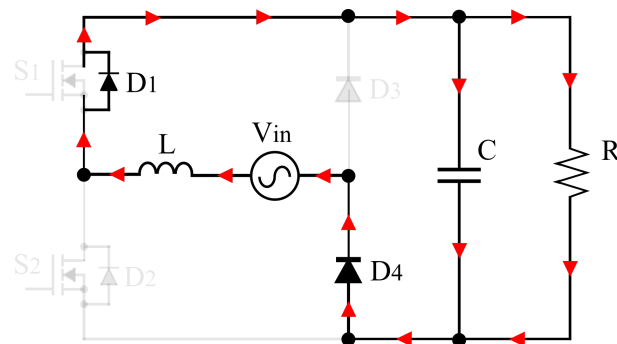
O segundo estágio, apresentado na Fig. 7 ocorre durante o período $0 < t < DT + tm$, onde o tempo tm representa o “tempo morto”, que tende a ser muito menor que o período de comutação.

Figura 6 – Primeira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 7 – Segunda etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Nesta etapa de operação o diodo $D3$ é bloqueado e $D4$ entra em condução, forçando a corrente do indutor a circular pelo diodo intrínseco $D1$ do transistor $S1$, que neste momento está bloqueado. A partir desse momento a energia armazenada no indutor começa a ser transferida para o capacitor de barramento C e para a carga R .

3.2.3 Terceira Etapa

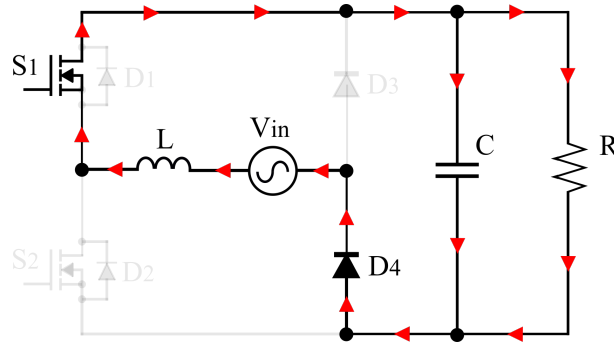
O período que ocorre esta etapa de operação consiste entre $DT + tm < t < T - tm$, onde a chave $S1$ é ligada, forçando a corrente que circulava no diodo intrínseco $D1$ agora a passar pelo transistor $S1$.

Na Fig. 8 verifica-se que a corrente no indutor continua transferindo energia para a carga e para o capacitor, fazendo a operação *boost*. Este estágio é feito com objetivo de reduzir as perdas por condução, onde a corrente poderia continuar conduzindo por $D1$, porém, o interruptor $S1$ é acionado para que as perdas sejam diminuídas.

3.2.4 Quarta Etapa

Esta etapa de operação tem o mesmo objetivo da segunda etapa com a aplicação do tempo morto, onde o interruptor $S1$ é bloqueado novamente, forçando o diodo $D1$ a

Figura 8 – Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

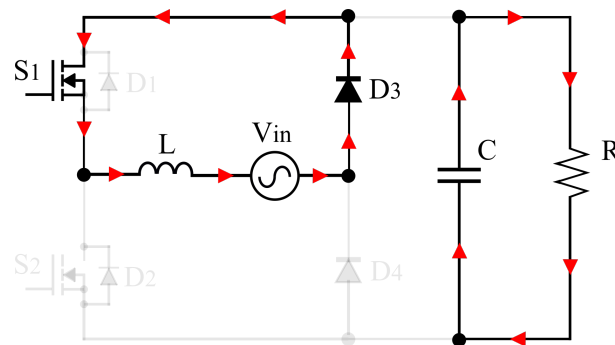
conduzir. O período de operação desta etapa ocorre durante $T - tm < t < T$, conforme mostrado na Fig. 7.

3.3 ANÁLISE DO SEMI-CICLO NEGATIVO

O semi-ciclo negativo é compreendido durante o intervalo $\pi < \omega t < 2\pi$, onde as etapas de operação são equivalentes às do semi-ciclo positivo, por isso, são descritas de forma resumida.

A quinta etapa de operação mostrada na Fig. 9 acontece em $0 < t < DT$, onde a corrente circula pelo interruptor $S1$ e pelo diodo $D3$. Esta etapa é equivalente a primeira, onde ocorre o armazenamento de energia do indutor.

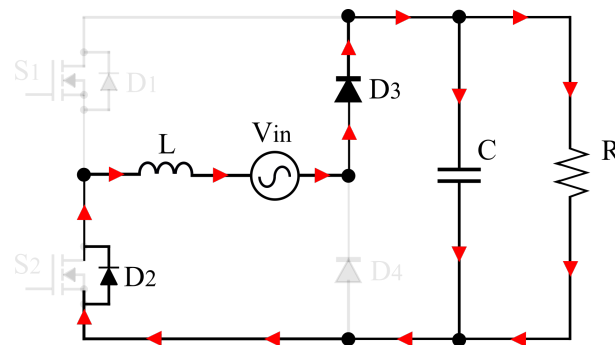
Figura 9 – Quinta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A etapa de operação 6 ocorre no período $DT < t < DT + tm$, conforme mostrado na Fig. 10. Este estágio é equivalente à etapa 2, possuindo o mesmo período tm de duração, onde o indutor começa a transferir energia para a carga.

Figura 10 – Sexta etapa de operação.

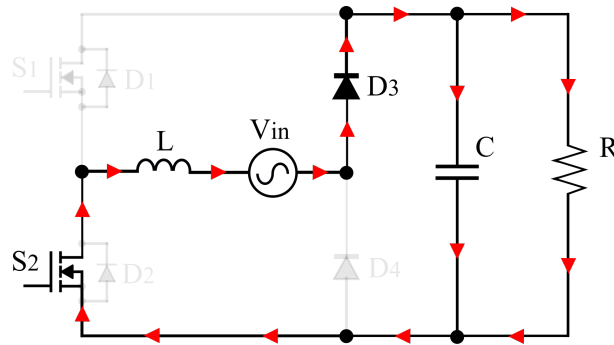


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Na Fig. 11 é mostrada a sétima etapa que acontece em $DT + tm < t < T - tm$, onde $S2$ é comandada a conduzir, forçando a corrente que passava por $D2$ a passar pelo transistor. A etapa se assemelha ao processo ocorrido na terceira etapa, onde ocorre a transferência da energia do indutor para a carga.

A oitava etapa é caracterizada pelo tempo morto tm , equivalente à etapa 4 e é a mesma mostrada na Fig. 10.

Figura 11 – Sétima etapa de operação.

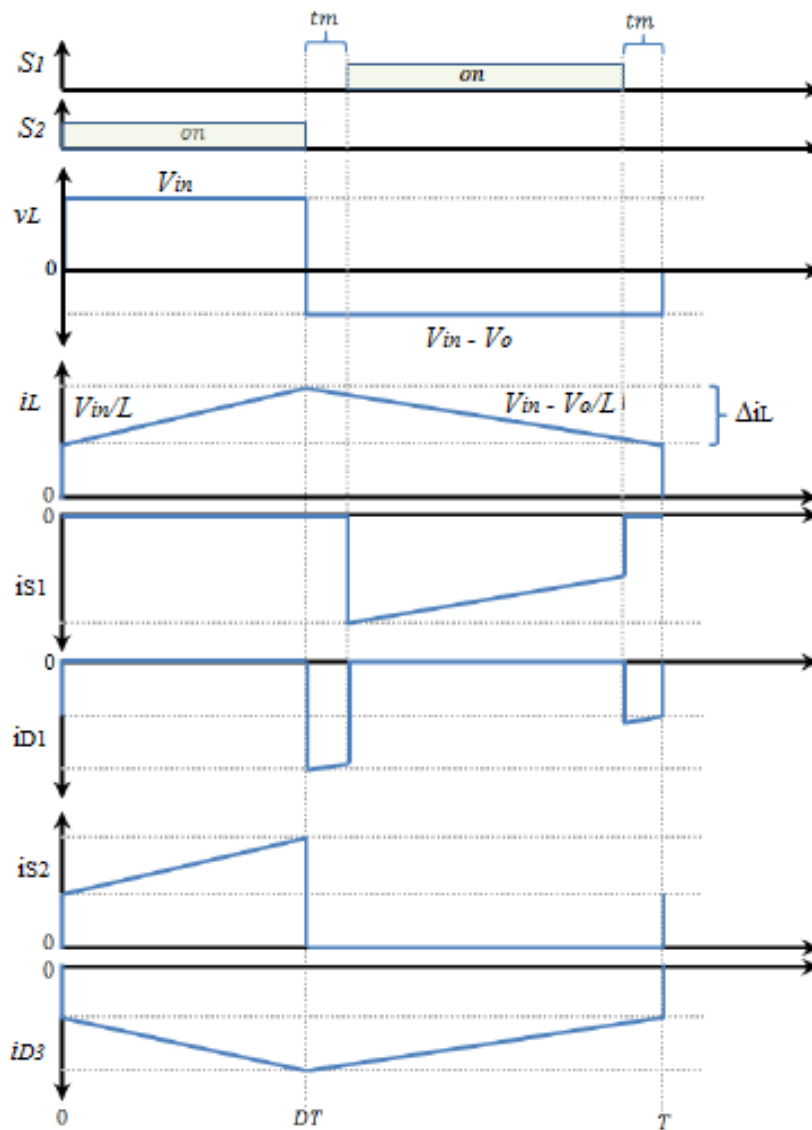


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

3.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDAS

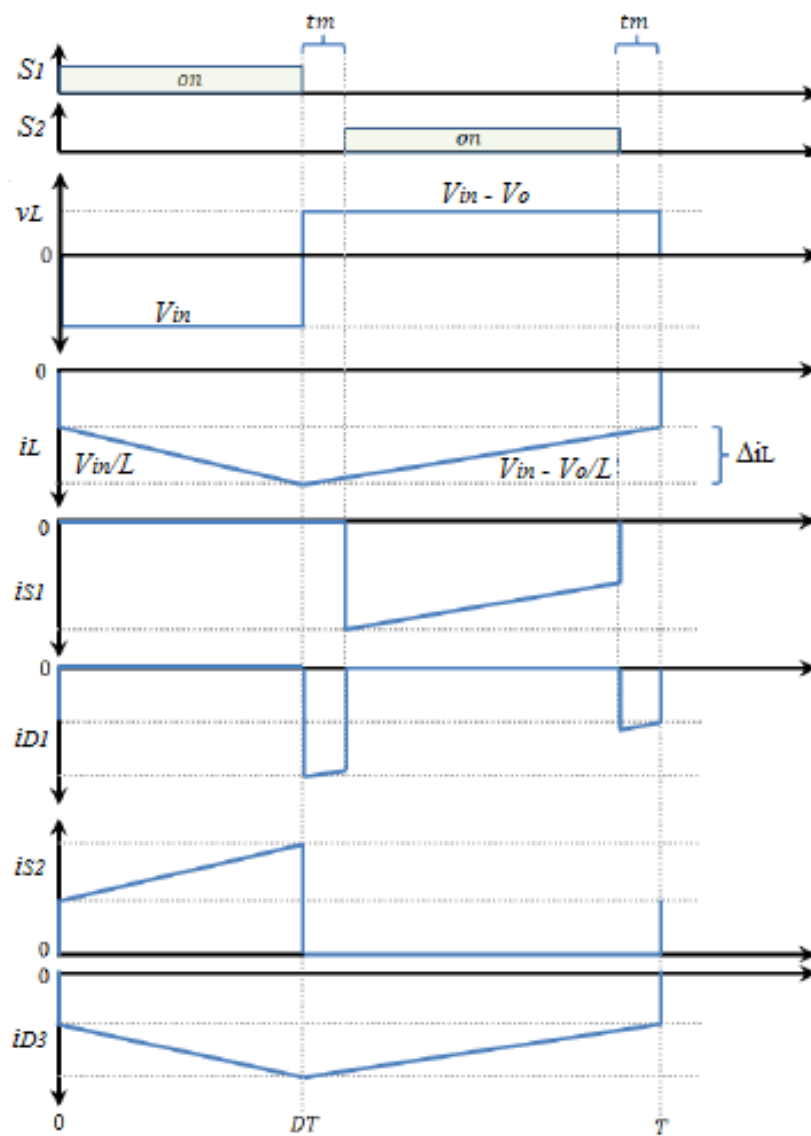
Nos gráficos da Fig. 12 são mostradas as formas de onda idealizadas dos comandos dos transistores $S1$ e $S2$, a tensão v_L em cima do indutor, a corrente i_L do indutor, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D3} e a corrente i_{D2} do diodo intrínseco da chave $S2$ durante o semi-ciclo positivo da rede. Na Fig. 13 também é mostrado as formas de onda idealizadas do semi-ciclo negativo.

Figura 12 – Formas de onda idealizadas do semi-ciclo positivo.



Fonte: Adaptado de (??).

Figura 13 – Formas de onda idealizadas do semi-ciclo negativo.

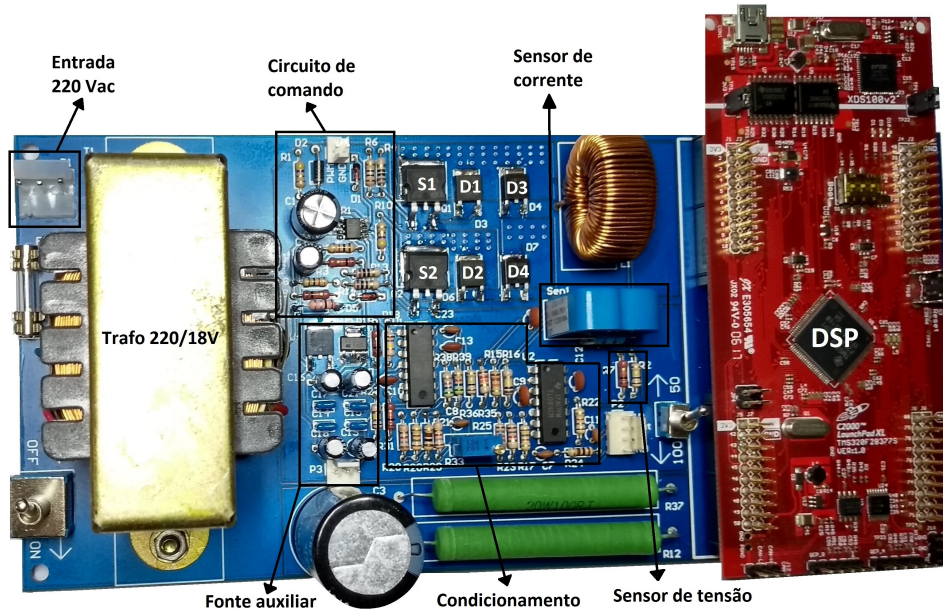


Fonte: Adaptado de (??).

4 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR

Neste capítulo será realizado o projeto do conversor RBTP-PFC, onde será feito o dimensionamento do estágio de potência, com base nas equações demonstradas em ??), utilizando-se para os cálculos o software *Matlab*. Também serão desenvolvidos o sensoreamento das grandezas elétricas, o circuito de comando para acionamento dos transistores, como também um projeto térmico simplificado. Os semicondutores utilizados são os mesmos usados em ??). Com as considerações apresentadas neste capítulo é desenvolvido o esquemático e o layout do conversor, apresentados no Apêndice A. Uma foto do protótipo detalhado é mostrado na Fig. 14 com o posicionamento dos componentes e sensores.

Figura 14 – Protótipo da bancada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.1 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

A Tabela 1 apresenta as especificações iniciais deste projeto que será projetado para operar em modo de condução contínua. A tensão de entrada V_{in} foi escolhida em função da existência de transformadores comerciais que fazem a transformação de tensão da rede para o V_{in} desejado e também para que seja possível obter uma leitura de corrente considerável na saída do sensor escolhido.

A Tabela 2 também mostra as grandezas elétricas no qual serão utilizadas para os cálculos do estágio de potência do conversor. A partir destes parâmetros, fez-se o dimensionamento através dos cálculos que são apresentados no decorrer deste capítulo.

Tabela 1 – Especificações de projeto do conversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Valor médio da tensão de saída	V_o	30V
Tensão nominal de entrada	V_{in}	18V
Frequência da tensão de entrada	f_r	60Hz
Potência máxima de saída	P_o	18W
Ondulação da tensão de saída	ΔV_o	1%
Ondulação da corrente de entrada	ΔI_{in}	10%
Frequência de comutação	f_s	50kHz
Rendimento esperado	η	90%

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 2 – Grandezas elétricas do RBTP-PFC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Mínima razão cíclica	D_{min}	0,1515
Tensão máxima de entrada	$V_{in.máx}$	25,45V
Tensão máxima de saída	$V_{o.máx}$	30,3V
Tensão mínima de saída	$V_{o.mín}$	29,7V
Máxima ondulação da corrente	ΔI_{in}	0,105A

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.1.1 Cálculo das Correntes

a) Corrente eficaz de entrada:

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in} \cdot \eta} = \frac{18}{18 \cdot 0,90} = 1,05A \quad (4.1)$$

b) Corrente máxima de entrada:

$$I_{in.pico} = I_{in} \cdot \sqrt{2} = 1,05 \cdot \sqrt{2} = 1,48A \quad (4.2)$$

c) Máxima ondulação da corrente de entrada:

$$\Delta I_{in.máx} = I_{in.máx} \cdot \Delta I_{in} = 1,48 \cdot 0,1 = 0,148A \quad (4.3)$$

4.1.2 Cálculo da Indutância

$$L_{in} = \frac{V_{in.pico} \cdot D_{min}}{\Delta I_{in} \cdot f_s} = \frac{18 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,1515}{1,05 \cdot 0,1 \cdot 50k} = 0,73mH \quad (4.4)$$

Com a proximidade do valor calculado e por já obter um indutor do tipo toroidal disponível no laboratório, é utilizada uma indutância de 1mH, contribuindo para uma ondulação da corrente de entrada menor que o especificado.

4.1.3 Cálculo do Capacitor de Saída

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot fr \cdot (V_{o.máx}^2 - V_{o.mín}^2)} = \frac{18}{2 \cdot 60 \cdot (30,3^2 - 29,7^2)} = 4,2mF \quad (4.5)$$

Utilizando-se capacitores comerciais, no protótipo do conversor será utilizado um capacitor de 4,7mF da fabricante EPCOS, o qual possui os limites de tensão e de corrente de ripple necessários.

4.1.4 Esforços nos Transistores

Como demonstrado em ??), para o cálculo dos esforços de corrente média e eficaz é necessário saber as expressões das correntes instantâneas de cada um para depois integrá-los em função do tempo e achar os respectivos valores. Já o valor da tensão reversa de pico se iguala à tensão de saída V_o .

$$i_{S1ef.inst}(t) = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot D(t)} \quad (4.6)$$

$$i_{S1med.inst}(t) = I_{in}(t) \cdot D(t) \quad (4.7)$$

$$i_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_{S1ef.inst}(t)^2 dt} = 0,7082A \quad (4.8)$$

$$i_{S1med} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_{S1med.inst}(t) dt = 0,3003A \quad (4.9)$$

$$V_{S1.pico} = V_o = 30V \quad (4.10)$$

O interruptor escolhido é o STGB20V60F do fabricante STMicroelectronics, que possui limites de tensão, de 600V, e de corrente, de 20A, adequados à aplicação e sua construção não inclui diodos em paralelo no mesmo encapsulamento, o que permite o uso de diodos externos.

4.1.5 Esforços nos Diodos

O cálculo dos esforços nos diodos intrínsecos $D1$ e $D2$ se assemelha ao dos transistores, onde é necessário o cálculo de seus respectivos valores instantâneos. Sua tensão máxima também se limita a V_o .

$$i_{D1ef.inst}(t) = \sqrt{I_{in}(t)^2 \cdot (1 - D(t))} \quad (4.11)$$

$$i_{D1med.inst}(t) = I_{in}(t) \cdot (1 - D(t)) \quad (4.12)$$

$$i_{D1ef}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_{D1ef.inst}(t)^2 dt} = 0.7746A \quad (4.13)$$

$$i_{D1med}(t) = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_{D1med.inst}(t) dt = 0.5982A \quad (4.14)$$

$$V_{D1.pico} = V_o = 30V \quad (4.15)$$

O diodo utilizado é o C4D05120E de SiC, sendo fabricado pela Cree, Inc. Este diodo possui limite de tensão de 1200V e de corrente de 9A, sendo, dessa maneira, bastante acima aos valores calculados. Os valores médio e eficaz dos diodos retificadores $D3$ e $D4$ são obtidos através das seguintes equações:

$$i_{D3,4ef}(t) = \sqrt{\frac{I_{in}^2}{2}} = 0,7071A \quad (4.16)$$

$$i_{D3,4med}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{in}}{\pi} = 0,4502A \quad (4.17)$$

O diodo utilizado é de Si, código VS-15AWL06FN da fabricante Vishay Intertechnology. Este diodo possui limite de tensão de 600V, e de corrente de 15A, sendo, desse modo, adequado aos valores calculados. Este diodo tem a característica de possuir baixíssima queda de tensão, sendo ideal para utilização em $D1$ e $D2$ que não comutam em alta frequência.

4.1.6 Perdas nos Semicondutores

Neste trabalho, como não há nenhum intuito de análise de perdas no conversor, será calculado apenas de forma simplificada as perdas nos transistores e diodos para posteriormente dimensionar o dissipador. As perdas por condução no IGBT são determinadas segundo ??) pelo produto da corrente de pico que flui através do interruptor e pela tensão V_{CE} disponível em *datasheet*, como mostrado na equação 4.18.

$$P_{cond.S1} = V_{CE} \cdot I_{S1med} = 1,8 \cdot 0,3003 = 0,54W \quad (4.18)$$

As perdas por comutação são calculadas conforme os tempos de subida $t_r = 12$ ns e de descida $t_f = 23$ ns da corrente como informados no *datasheet* para a condição

de resistor de *gate* de 10Ω , sendo esta a resistência utilizada no projeto. O cálculo dessa potência dissipada é mostrado em 4.19, 4.20 e 4.22.

$$P_{on.S1} = \frac{V_o \cdot I_{S1pico} \cdot t_r \cdot f_s}{2} = \frac{30 \cdot 1,48 \cdot 12n \cdot 50k}{2} = 0,0133W \quad (4.19)$$

$$P_{off.S1} = \frac{V_o \cdot I_{S1ef} \cdot t_f \cdot f_s}{2} = \frac{30 \cdot 1,48 \cdot 24n \cdot 50k}{2} = 0,0266W \quad (4.20)$$

$$P_{SW} = P_{on.S1} + P_{off.S1} = 0,0133 + 0,0266 = 0,0399W \quad (4.21)$$

Assim, as perdas totais em cada interruptor do RBTP-PFC é representado em 4.22

$$P_{S1,2} = P_{cond.S1} + P_{SW} = 0,54 + 0,0399 = 0,58W \quad (4.22)$$

Já o cálculo de perdas para os diodos $D1$ e $D2$ são realizados multiplicando a queda de tensão do diodo em condução pela corrente média. Os cálculos são mostrados em 4.23.

$$P_{cond.D1} = V_{D1} \cdot i_{D1med} = 0,95 \cdot 0,5982 = 0,5683W \quad (4.23)$$

Não são consideradas perdas por comutação nos diodos, visto que eles são de SiC, além disso, a energia armazenada em suas capacitâncias parasitas é descarregada sobre os interruptores $S1$ e $S2$. Portanto, a perda total em cada diodo é mostrado em 4.24.

$$P_{D1} = P_{cond.D1} = 0,5683W \quad (4.24)$$

Para o cálculo da potência dissipada nos diodos retificadores $D3$ e $D4$ é utilizado a mesma forma de cálculo usada para os diodos de Sic. Também não é considerado as perdas por comutação nesses diodos, visto que eles operam apenas na frequência da rede. O cálculo é mostrado em 4.25.

$$P_{D3} = P_{cond.D3} = V_{D3} \cdot I_{D3med} = 0,5 \cdot 0,4502 = 0,2251W \quad (4.25)$$

Com as perdas calculada para cada semiconductor é possível tirar um cálculo esperado da eficiência do conversor, sendo representado as perdas totais ocasionada pelos semicondutores em 4.26, é calculado o rendimento do conversor em 4.27.

$$P_{total} = 2,7466W \quad (4.26)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{total}} = \frac{18}{18 + 2,7466} = 0,87 \quad (4.27)$$

4.1.7 Dissipadores

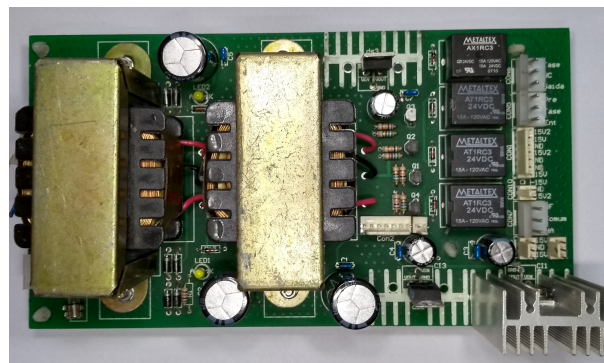
Devido a simplicidade e pelos semicondutores não apresentarem grandes perdas escolheu-se utilizar o próprio cobre da placa como dissipador de calor. Em Gulino (2003) cita-se informações que definem a área de cobre necessária para cada resistência térmica calculada. Como a potência dissipada é baixa para este conversor, foi utilizada as mesmas áreas calculadas por ??), deixando assim os dissipadores sobredimensionados e evitando a sobreaquecimento dos semicondutores.

4.2 CIRCUITOS AUXILIARES

4.2.1 Fonte Auxiliar de Alimentação

A alimentação dos sensores, amplificadores para o condicionamento de sinais e também do circuito de comando foram feitas a partir de uma fonte auxiliar de alimentação de +15V e -15V disponível em laboratório, como mostrado na Fig. 15. A alimentação de 5V do sensor de corrente e os 3,3V utilizados para a configuração pull-up do circuito de comando foram realizadas a partir dos reguladores lineares LM7805 e LD1117 respectivamente.

Figura 15 – Fonte auxiliar de +15V e -15V.

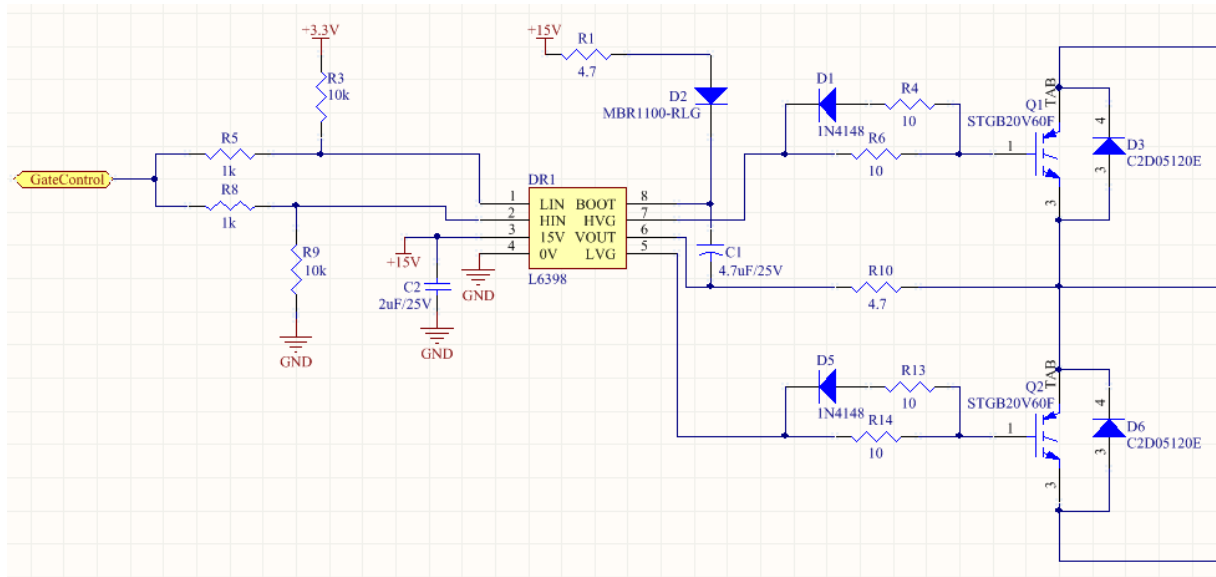


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.2.2 Circuito de Comando dos Transistores

Como a topologia RBTP-PFC possui comando complementar, o circuito de comando aqui desenvolvido possui um capacitor de bootstrap para o comando da chave superior, não necessitando assim de fonte isolada ou transformadores de pulso para o seu comando. A Fig. 16 mostra o esquemático desenvolvido para o CI L6398DTR utilizado para comutar os interruptores, o qual o mesmo possui tempo morto fixo na modulação PWM. No esquemático também é mostrado resistores de pull-up e pull-down para as duas entradas de comando do CI, em que quando assim configuradas, suas saídas ficam em nível baixo, como informado na tabela verdade do *datasheet* do fabricante. Vale ressaltar também que neste caso o L6398 permite apenas um sinal de gate para a realização da comutação complementar.

Figura 16 – Circuito de comando com L6398DTR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

4.2.3 Sensor de Corrente

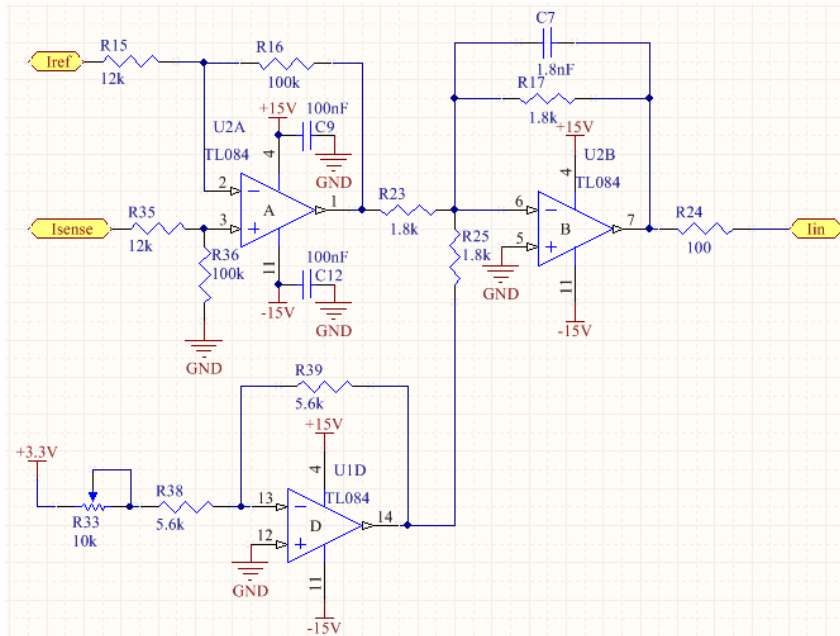
Para a medição de corrente de entrada foi utilizado um sensor de efeito Hall LTSR 6-NP da fabricante LEM, o qual possui ganho considerável para a leitura a ser medida e com banda passante suficientemente alta. Como a leitura de corrente a ser medida possui forma senoidal, se faz necessário um condicionamento de sinal com amplificação do sinal e mais a adição de uma tensão de offset, pois a leitura AD do DSP utilizado apenas realiza leitura de tensões positivas. A Fig. 17 mostra o esquemático do condicionamento realizado, onde foi acrescentado também o filtro anti-aliasing com uma frequência de corte de 50kHz.

4.2.4 Sensores de Tensão

Para a medição da tensão de entrada, o qual servirá como referência para o controle de corrente implementado foi utilizado um amplificador do tipo diferencial já com a atenuação necessária para ser lida no conversor AD do microcontrolador. Como realizado também para a leitura de corrente, foi adicionado uma tensão de offset juntamente com o filtro anti-aliasing, como mostrado na Fig. 18.

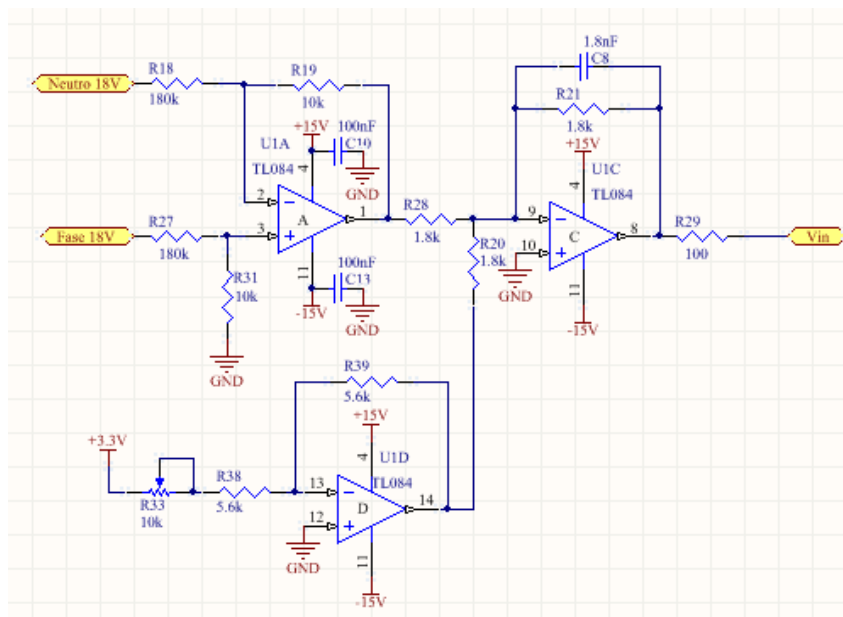
A leitura do barramento CC foi feita através de um divisor resistivo já calculado com um ganho compatível, utilizando-se de um circuito buffer e o filtro anti-aliasing como mostrado na Fig. 19.

Figura 17 – Condicionamento de sinal da corrente de entrada.



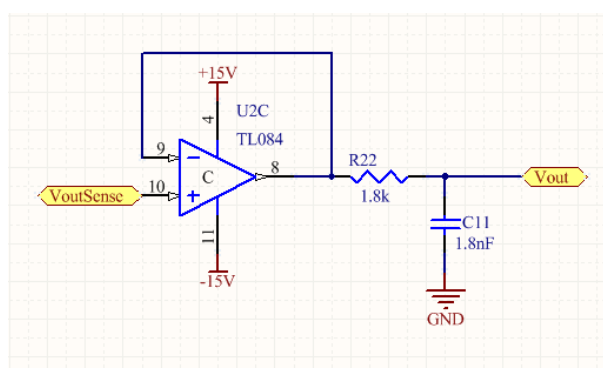
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 18 – Condicionamento de sinal da tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 19 – Condicionamento de sinal da tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

5 DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE DIGITAL

Neste capítulo é feito um estudo do projeto do compensador digital para o conversor RBTP-PFC, cujas características de funcionamento foram abordadas no capítulo 3. Neste estudo será utilizado o método de controle por valores médios, já amplamente aplicado em trabalhos científicos.

5.1 DESCRIÇÃO DO MÉTODO UTILIZADO

Como realizado em (??), o projeto dos controladores foram desenvolvidos da seguinte forma:

- Modelar no domínio de Laplace os principais elementos do circuito de controle (Planta, Módulo PWM, ganhos dos sensores, etc).
- Projetar o controlador usando a técnica clássica de análise por diagrama de Bode.
- Discretizar os controladores utilizando primeiramente a transformada w para a análise do diagrama de Bode e posteriormente a transformada z para a discretização do controlador.

Para projetar os controladores foi utilizado a ferramenta SISO tool do software Matlab para ajustar os parâmetros do controlador, para que assim atenda todos os requisitos. Os critérios definidos para o controlador proporcional-integral (PI) são os mesmo estabelecidos em ??), sendo estes:

- Erro nulo da tensão de saída em regime permanente.
- Margem de fase maior que 30 graus para o controlador de corrente e tensão.
- Banda passante do controlador de corrente de 1/10 da frequência de comutação.
- Banda passante do controlador de tensão de 1/4 da frequência da rede.

5.2 CONTROLADOR DE CORRENTE

Para o projeto do controlador de corrente é utilizado a modelagem da planta da corrente no indutor pela razão cíclica definida por $G_{i(s)}$. O diagrama de blocos definido para o controle de corrente é mostrado na Fig. 20.

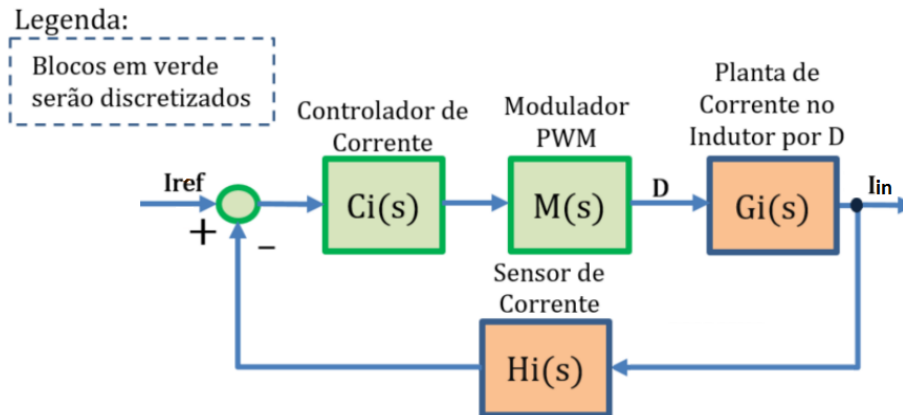
5.2.1 Modelagem dos Elementos

Para a definição correta do controlador a ser utilizado é realizada a modelagem de cada elemento detalhado no diagrama de blocos da Fig. 20.

1) Planta de corrente:

Analisando a modelagem realizada em ??), o que será considerado para o projeto do

Figura 20 – Diagrama de blocos controle de corrente.



Fonte: Adaptado de ??).

controlador é a planta simplificada representada em 5.1.

$$G_i(s) = \frac{V_o}{L \cdot s} \quad (5.1)$$

2) Modulador PWM:

Para o equacionamento da função de transferência do modulador PWM é utilizado o método proposto em (??), representado por 5.2, sendo V_H a tensão máxima da portadora.

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_H} \quad (5.2)$$

3) Sensor de corrente:

A equação representada pelo sensor de corrente é representada por um ganho K_i , determinada por um ganho V/A informada no datasheet do fabricante, representado em 5.3.

$$K_i = 100m \frac{V}{A} \quad (5.3)$$

5.2.2 Projeto do controlador de corrente

O controlador aqui utilizado para este projeto é o proporcional-integral descrito pela equação 5.4.

$$C_i = K_{pi} \cdot \frac{s + z_{pi}}{s} \quad (5.4)$$

A Tabela 3 define os valores das constantes utilizadas na modelagem da malha de corrente.

Tabela 3 – Valores da malha de corrente.

Parâmetro	Valor
V_o	30V
L_{in}	1mH
K_{PWM}	0,1
fa	50kHz
Ta	20ms

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Uma consideração que pode ser feita, ainda no diagrama de blocos, é a visualização do bloco do modulador PWM como parte integrante da planta de corrente, assim, dando origem a uma nova função $G_{i(s)}$, representada em 5.5.

$$G_{i(s)} = \frac{V_o \cdot K_{PWM}}{L \cdot s} \quad (5.5)$$

Assim, de posse das funções de transferência, deve ser agora realizado a transformação bilinear para o domínio do plano z. A transformação da planta $G_{i(s)}$ no plano z é representada pela equação 5.7.

$$G_{i(z)} = \frac{V_o \cdot K_{PWM} \cdot Ta}{L \cdot (z - 1)} \quad (5.6)$$

Para que seja possível o uso do método de projeto de controladores a partir da resposta em frequência, deve-se fazer a conversão da função de transferência $G_{i(z)}$ do plano z para o plano w, dando origem a $G_{i(w)}$.

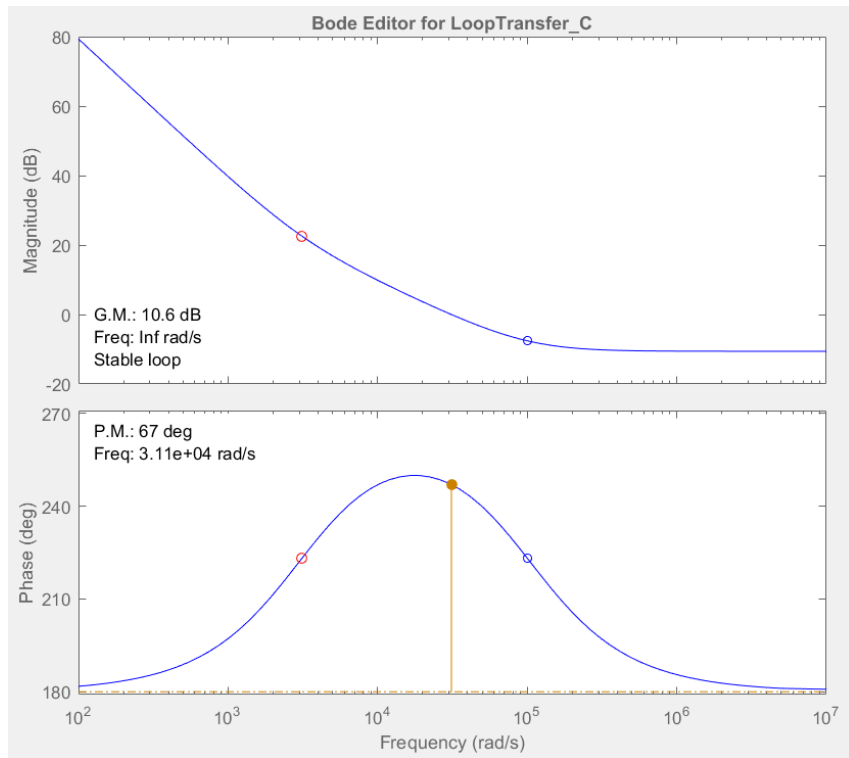
$$G_{i(w)} = \frac{V_o \cdot K_{PWM} \cdot (1 - \frac{Ta}{2})}{L \cdot w} \quad (5.7)$$

Agora com $G_{i(w)}$ devidamente calculado é realizado o projeto do controlador de corrente no plano w conforme os requisitos já citados. Na Fig. 21 é apresentado o diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta compensada com o controlador especificado pela Tabela 4. É possível verificar os requisitos de margem de fase e frequência de corte estabelecidos no início do capítulo. A Fig. 22 também apresenta a resposta ao degrau para a referência de corrente, podendo observar um sobre sinal ainda compatível com os componentes empregados no conversor.

A discretização do controlador PI do plano w para o plano z é realizada pelo método de *Tustin*, sendo o compensador $C_{i(z)}$ representado por 5.8.

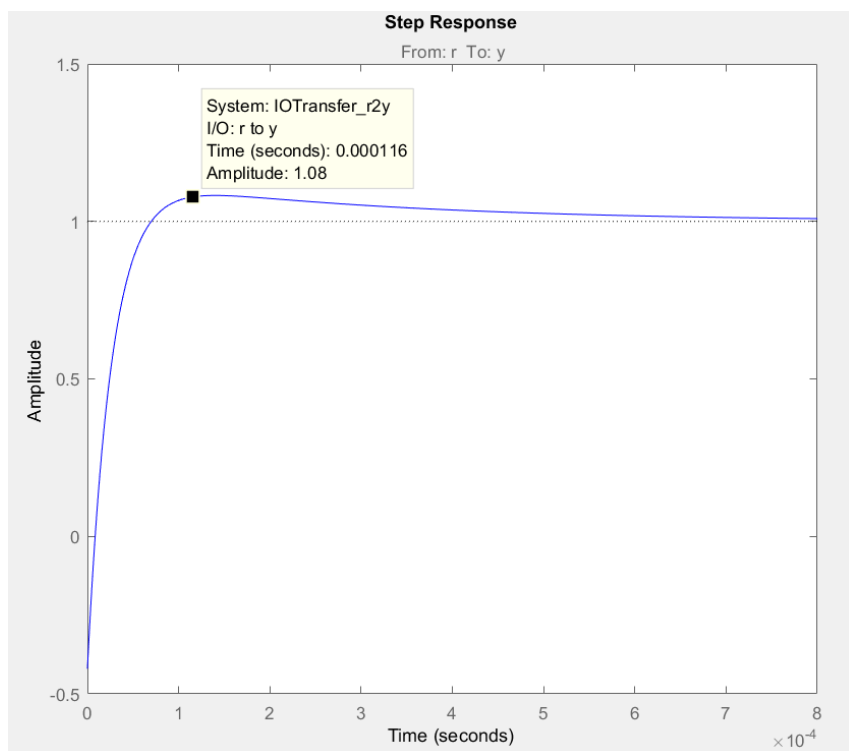
$$C_{i(z)} = \frac{10,17 \cdot z - 9,55}{z - 1} \quad (5.8)$$

Figura 21 – Diagrama de bode da FTMAi compensada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 22 – Resposta ao degrau da malha de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Tabela 4 – Valores do controlador de corrente.

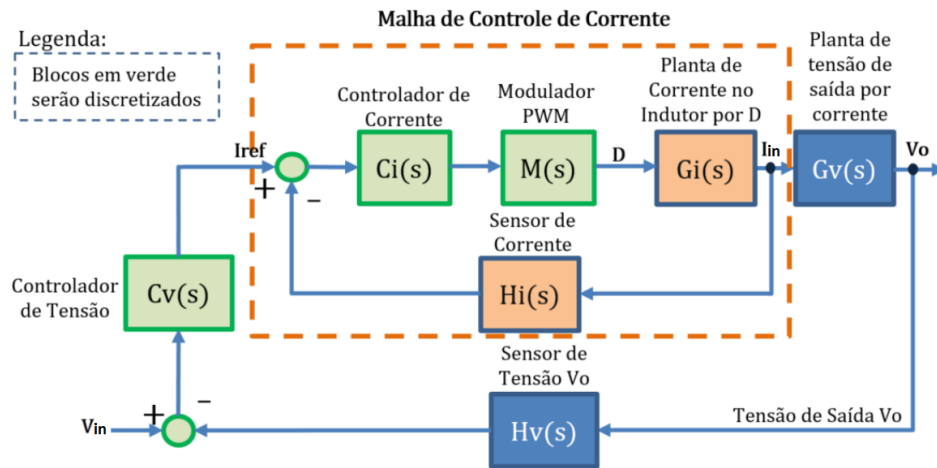
Parâmetro	Símbolo	Valor
Ganho do controlador	K_{pi}	30821
Zero do controlador	z_{pi}	3126 rad/s

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

5.3 CONTROLADOR DE TENSÃO

Os mesmos princípios aplicados no projeto da malha de corrente são aplicados ao da malha de tensão, sendo este representado por diagrama de blocos na Fig. 23. A planta de tensão aqui utilizada é a tensão de saída V_o pela corrente de entrada I_{in} .

Figura 23 – Diagrama de bloco do controle de tensão e corrente em cascata.



Fonte: Adaptado de ??).

5.3.1 Modelagem dos elementos

As mesmas modelagens dos elementos são realizadas para a malha de tensão. Sendo estes:

1) Planta de tensão:

A planta de tensão aqui analisada é mostrada em 5.9, sendo D a razão cíclica média representada em 5.10

$$G_v(s) = \frac{(1-D)}{s + \frac{1}{R \cdot C}} \quad (5.9)$$

$$D_{med} = \frac{2 \cdot V_p}{\pi \cdot V_o} \quad (5.10)$$

2) Sensor de tensão:

A equação representada pelo sensor de tensão é representada por um ganho K_v representado

em 5.11, determinado por um divisor resistivo com ganho compatível à leitura a ser realizada no microcontrolador.

$$K_v = 0,091 \quad (5.11)$$

5.3.2 Projeto do controlador de tensão

O controlador C_v da malha de tensão aqui utilizado também é um proporcional-integral, mostrado na equação 5.12

$$C_{v(s)} = K_{pi} \cdot \frac{s + z_{pi}}{s} \quad (5.12)$$

Na Fig. 24 é apresentado o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta (FTMA_v) compensada com o controlador especificado pela tabela 5. É possível verificar os requisitos de margem de fase e frequência de corte estabelecidos no início do capítulo. A Fig. 25 também apresenta a resposta ao degrau unitário para a referência de tensão, podendo observar um pequeno sobre sinal ainda dentro do projetado para o conversor.

Tabela 5 – Valores do controlador de tensão.

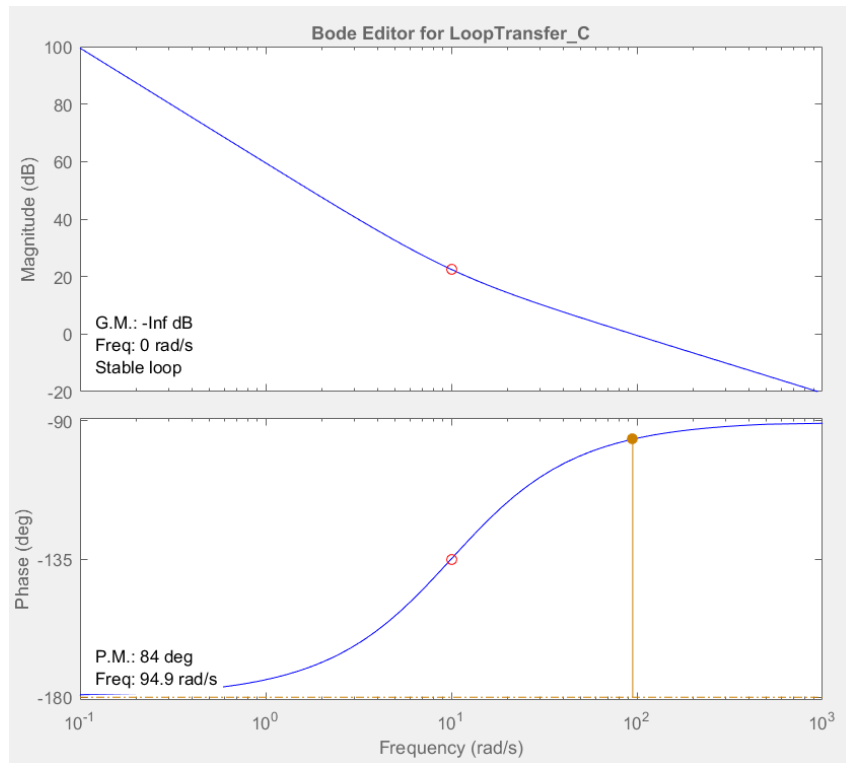
Parâmetro	Símbolo	Valor
Ganho do controlador	K_{pi}	3,145
Zero do controlador	z_{pi}	10 rad/s

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A discretização do controlador PI do plano s para o plano z é realizada pelo método de *Tustin*, sendo o compensador $C_{v(z)}$ representado por 5.13.

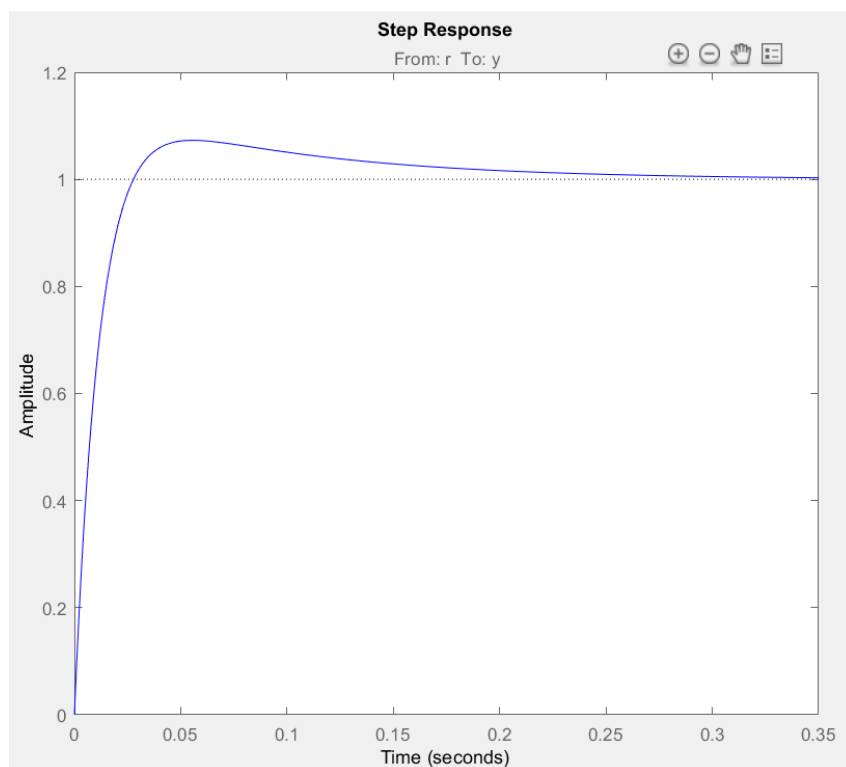
$$C_{v(z)} = \frac{10,77 \cdot z - 10,12}{z - 1} \quad (5.13)$$

Figura 24 – Diagrama de bode da FTMAv compensada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 25 – Resposta ao degrau da malha de tensão.

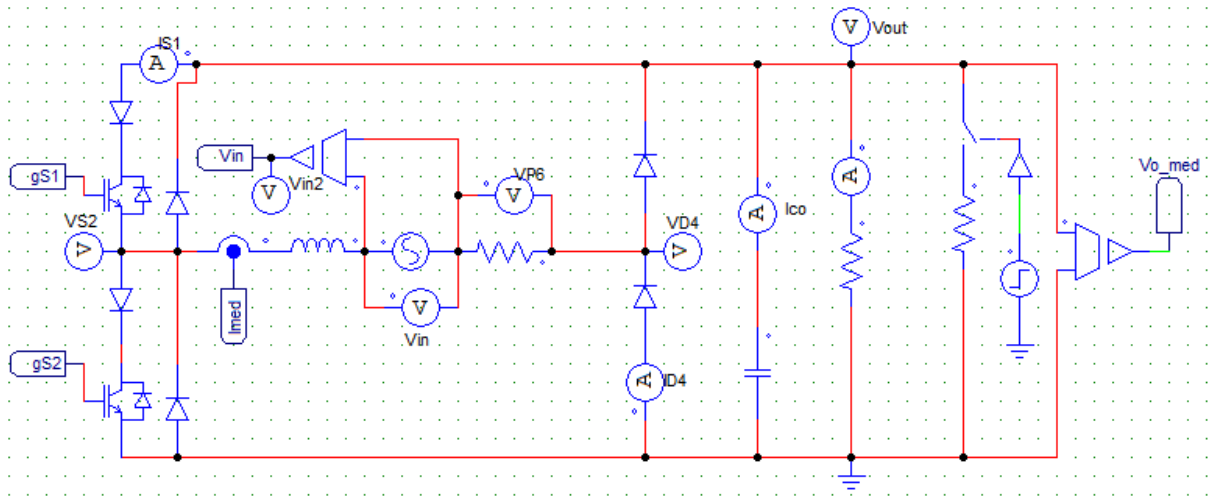


Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

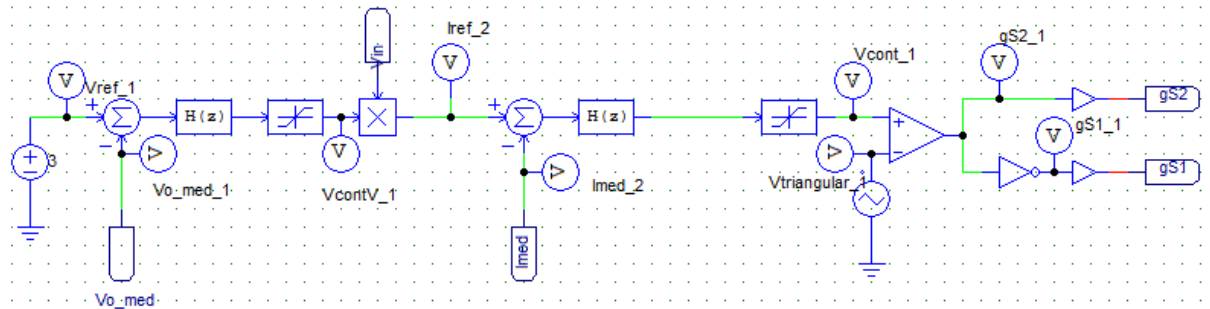
Como forma de validar os cálculos até aqui apresentados e dos controladores projetados foi realizado a simulação do conversor no software de simulação PSIM, como apresentado nas Figuras 26 e 27.

Figura 26 – Esquemático do conversor no PSIM.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 27 – Controle digital do conversor no PSIM.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

6.1 SIMULAÇÃO ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Para a validação dos cálculos apresentados no capítulo 4, foram simulados os esforços nos semicondutores do conversor juntamente com as variáveis a serem controladas. A tabela 6 mostra o comparativo entre os resultados teóricos e os simulados.

Tabela 6 – Valores Calculados e valores simulados do conversor.

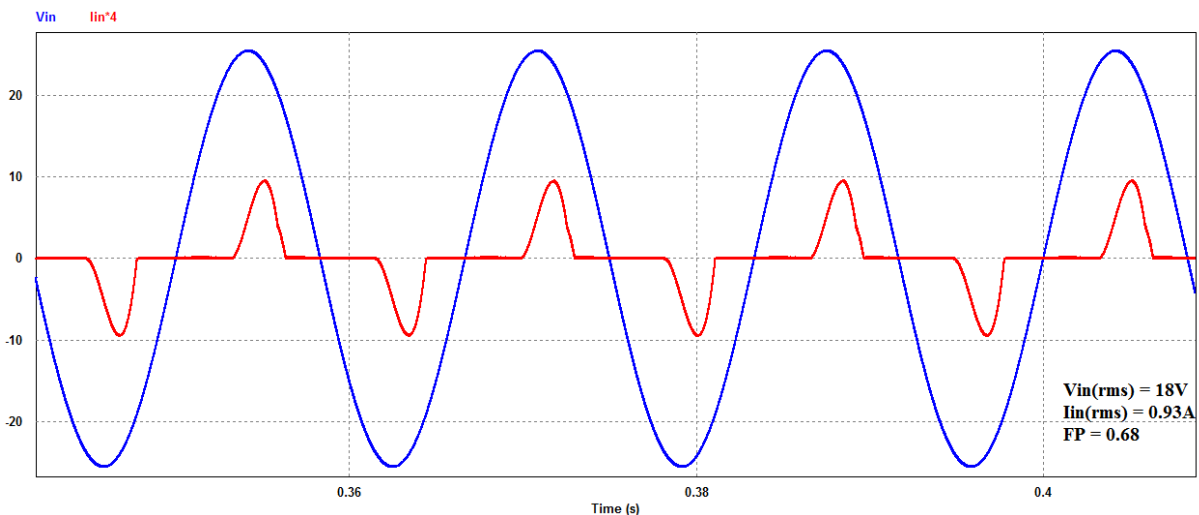
Parâmetro	Calculado	Simulado
I_{in}	1,050A	1,013A
ΔI_{in}	0,105A	0,077A
V_o	30V	30V
ΔV_o	0,300V	0,3529V
$I_{S1,2med}$	0,3003A	0,2810A
$I_{S1,2ef}$	0,7082A	0,7352A
$I_{D1,2med}$	0,5982A	0,5883A
$I_{D1,2ef}$	0,7746A	0,7852A
$I_{D3,4med}$	0,4502A	0,4388A
$I_{D3,4ef}$	0,7071A	0,7141A

Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

6.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COMO RETIFICADOR A DIODOS

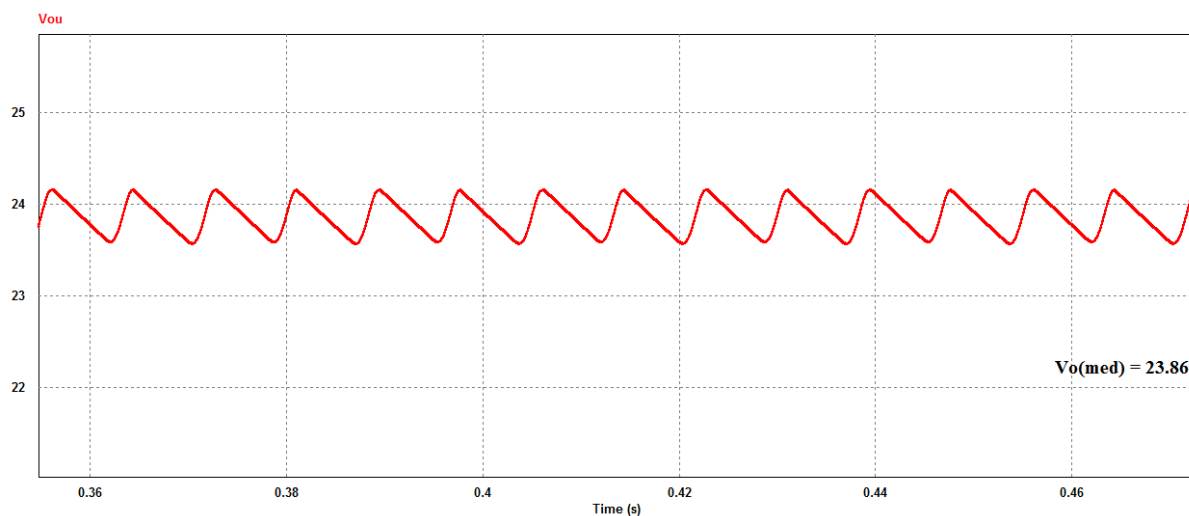
Para a validação do projeto do conversor sem modulação PWM, é simulada também o conversor funcionando apenas como um retificador a diodos monofásico convencional, apenas com o acréscimo do indutor a montante da topologia do RBTP-PFC. Na Fig. 28 é mostrada a tensão de entrada V_{in} aplicada junto com a corrente com formato suave devido ao indutor de entrada, ocasionando em um fator de potência de 0,68. Na Fig. 29 é mostrado a tensão de saída com valor médio esperado.

Figura 28 – Tensão e corrente de entrada do conversor como retificador a diodos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 29 – Tensão de saída do retificador.

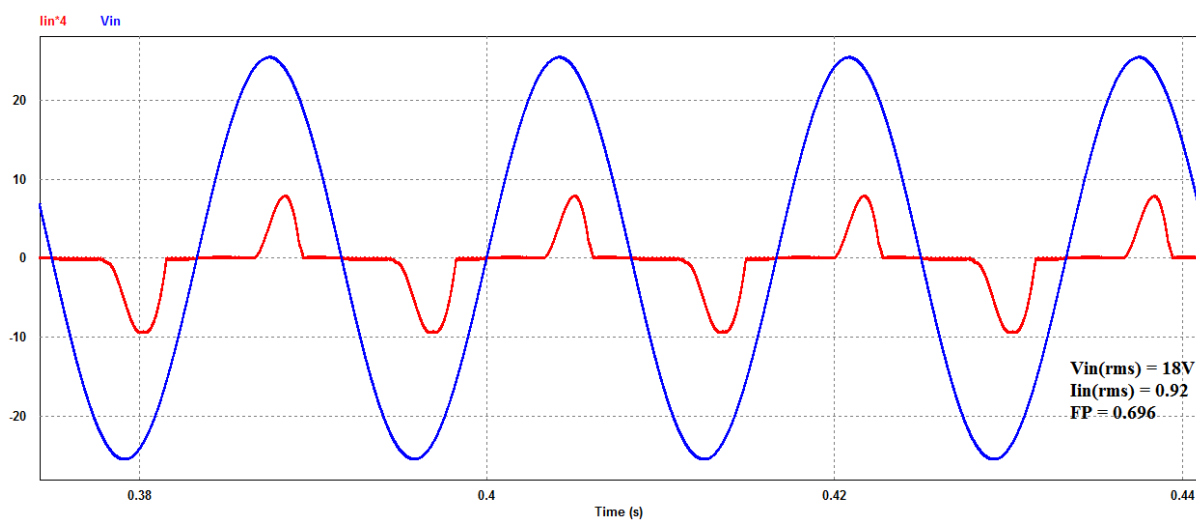


Fonte: Elaborado pelo autor.

6.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA ABERTA

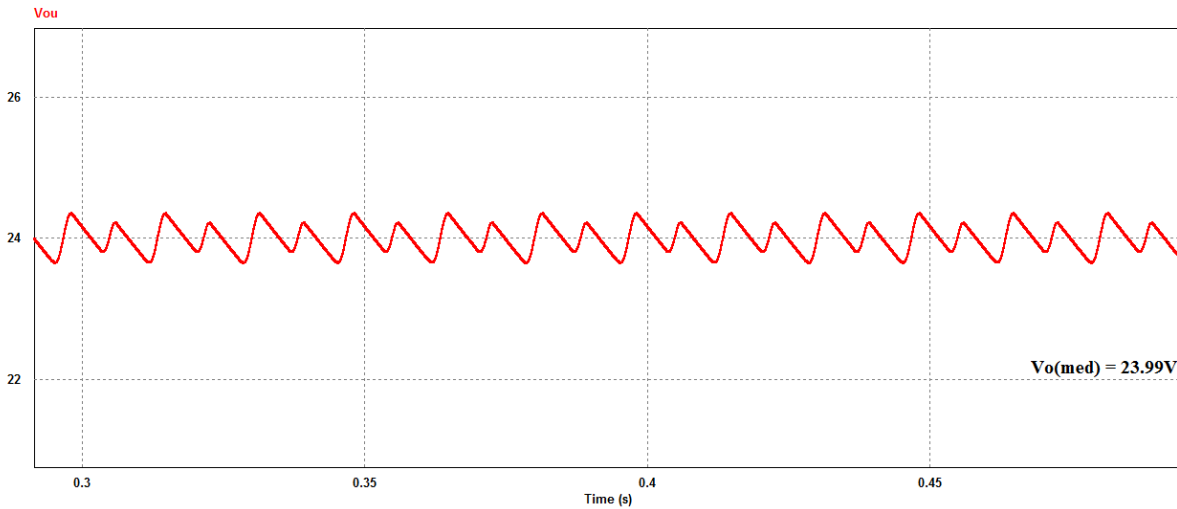
Com uma modulação de uma senóide sincronizada com a senóide da rede e uma portadora triangular de 50kHz é realizada a modulação PWM para operar o conversor em malha aberta. A Fig. 30 mostra a tensão e corrente de entrada do conversor operando em malha aberta. Vale ressaltar novamente que o indutor localizado a montante no conversor deixa a corrente de entrada mais parecida com uma senoide, melhorando assim seu fator de potência. A Fig. 31 também mostra a tensão de saída do conversor operando neste modo, sendo estes valores muito semelhante aos simulados para o retificador a diodos.

Figura 30 – Tensão e corrente de entrada do conversor em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 31 – Tensão de saída do conversor em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

6.4 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA

A simulação do conversor em malha fechada é realizado de forma a validar o projeto até aqui realizado, na qual as variáveis utilizadas são as que serão controladas digitalmente, que são a corrente de entrada I_{in} e a tensão de saída V_o . A simulação é realizada utilizando os blocos de controle digital disponíveis no PSIM.

6.4.1 Dinâmica do controle

Nesta seção são apresentados as dinâmicas de corrente e tensão do conversor, sendo aplicado um degrau de carga de metade do valor nominal para a carga nominal. Na Figura 32 é apresentado o transitório da corrente com sobre sinal esperado e assim projetado para os sensores, como também um tempo de acomodação de aproximadamente 200ms para a corrente de entrada conforme esperado para este controlador.

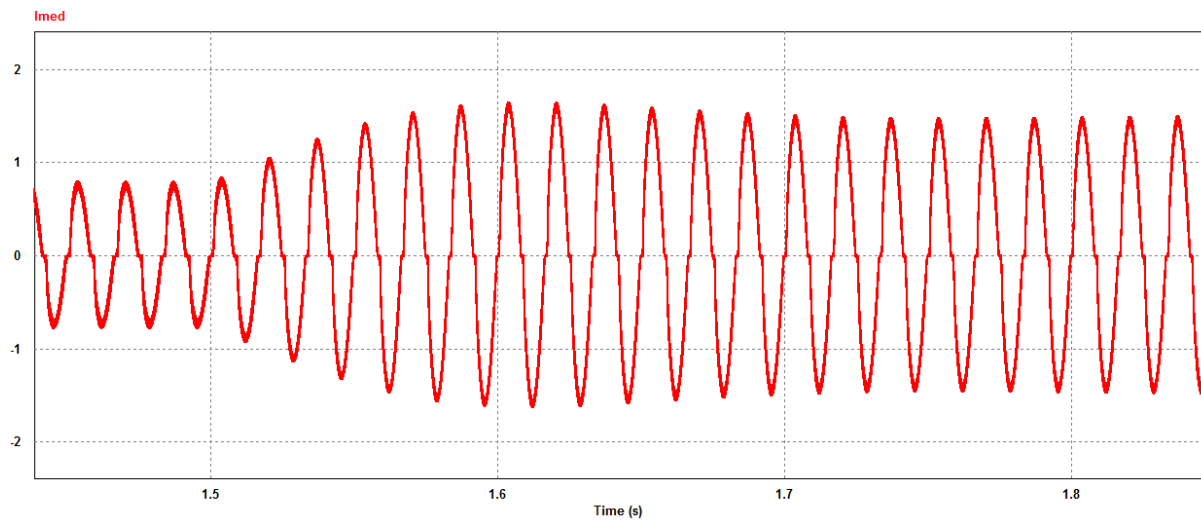
Na Figura 33 é apresentado o transitório ocorrido para a tensão de saída, com uma variação na tensão de 1,93V e tempo de acomodação mais lento que o do controlador de corrente de aproximadamente 320ms.

É realizado também o degrau de carga de diminuição da carga nominal para a metade, sendo também medido o sobre sinal da tensão de saída para a implantação do condicionamento do conversor. A Figura 34 representa o transitório da tensão e corrente do degrau aqui representado.

6.4.2 Fator de potência

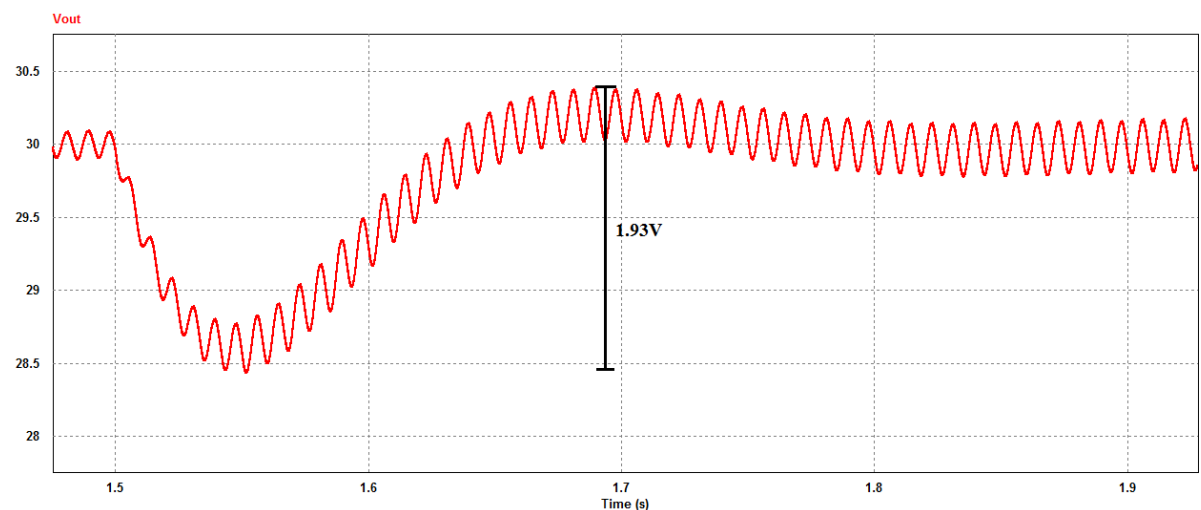
Na Fig. 35 é apresentado a corrente de entrada em regime permanente do conversor em malha fechada operando em potência nominal de 18W. Pode-se observar o erro quase

Figura 32 – Degrau de carga para a corrente de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 33 – Degrau de carga para a tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor.

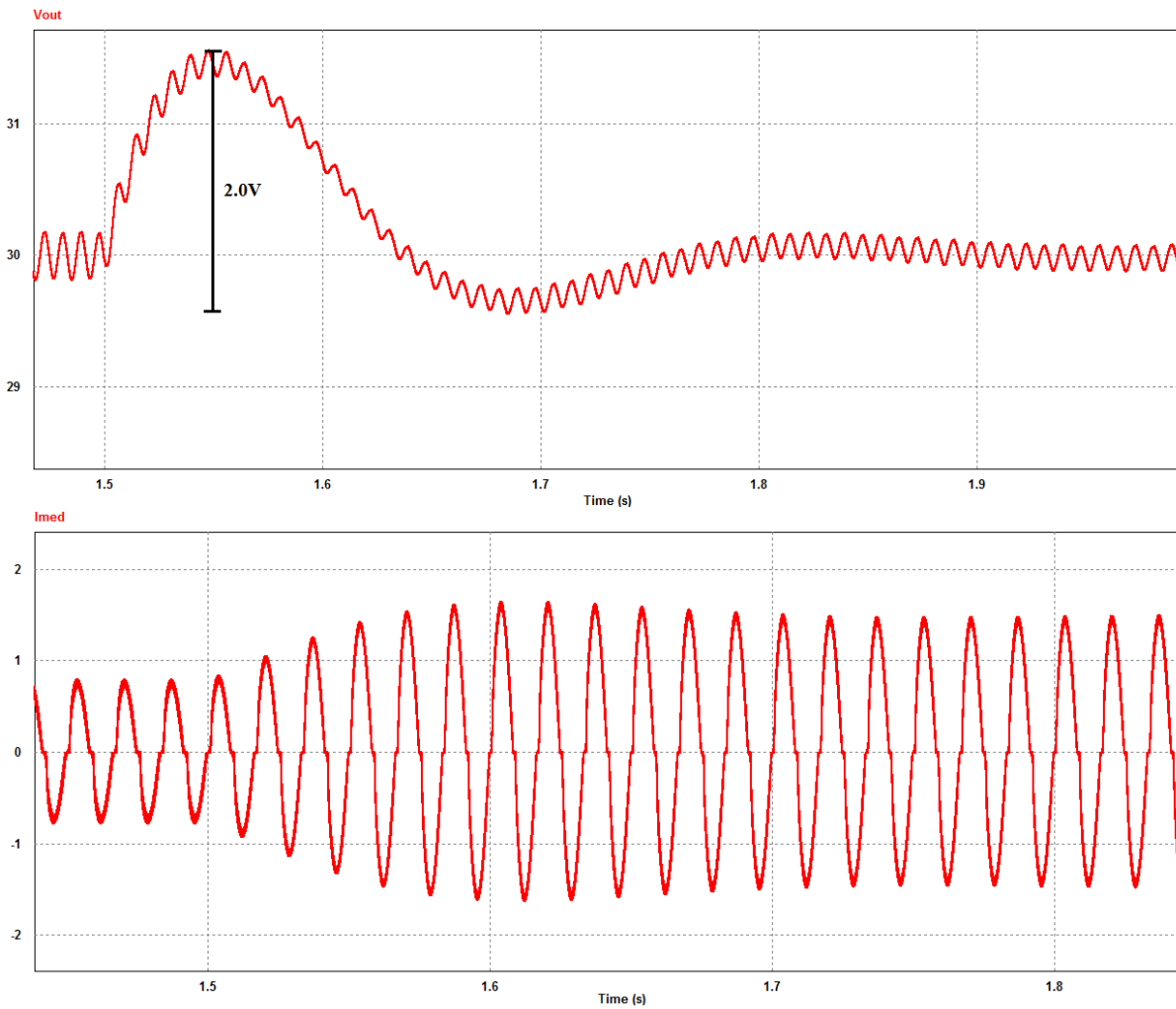
nulo em regime permanente, com a corrente seguindo corretamente o valor de referência de 1A eficaz.

É possível analisar na Figura 36 a corrente e tensão de entrada, conforme controlados, podendo observar a passagem por zero da corrente não totalmente perfeita devido a rápida mudança de razão cíclica da modulação PWM durante este período.

6.4.3 Tensão no barramento

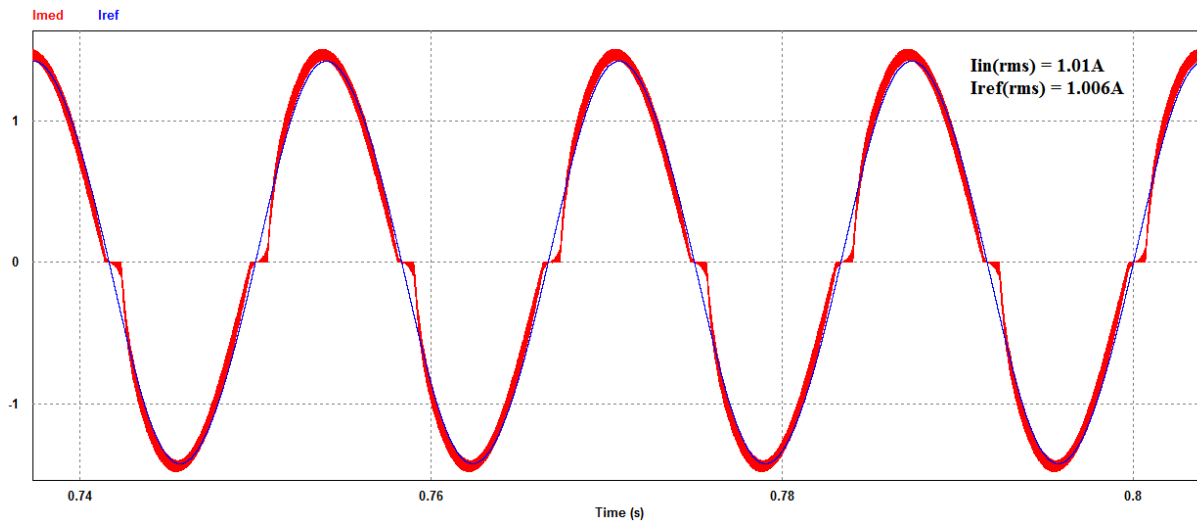
Para a tensão de saída é possível também observar na Fig. 37 o erro estático nulo em regime permanente, ou seja, a tensão V_o seguindo a referência de 30 V, validando assim o controlador projetado para esta topologia.

Figura 34 – Degrau de carga para a tensão de saída e corrente de entrada.



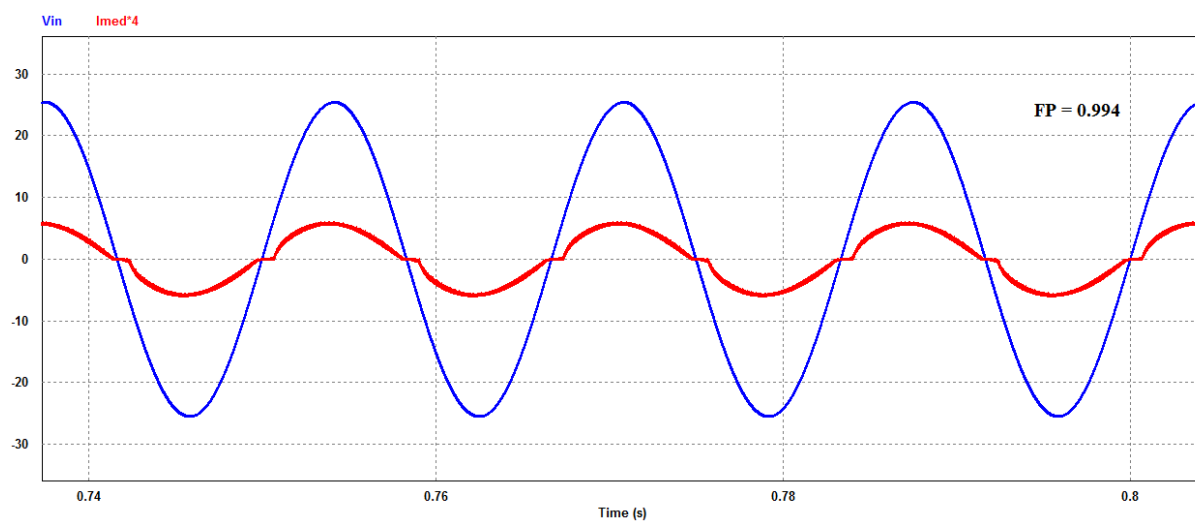
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 35 – Valor de referência da corrente e a corrente controlada.



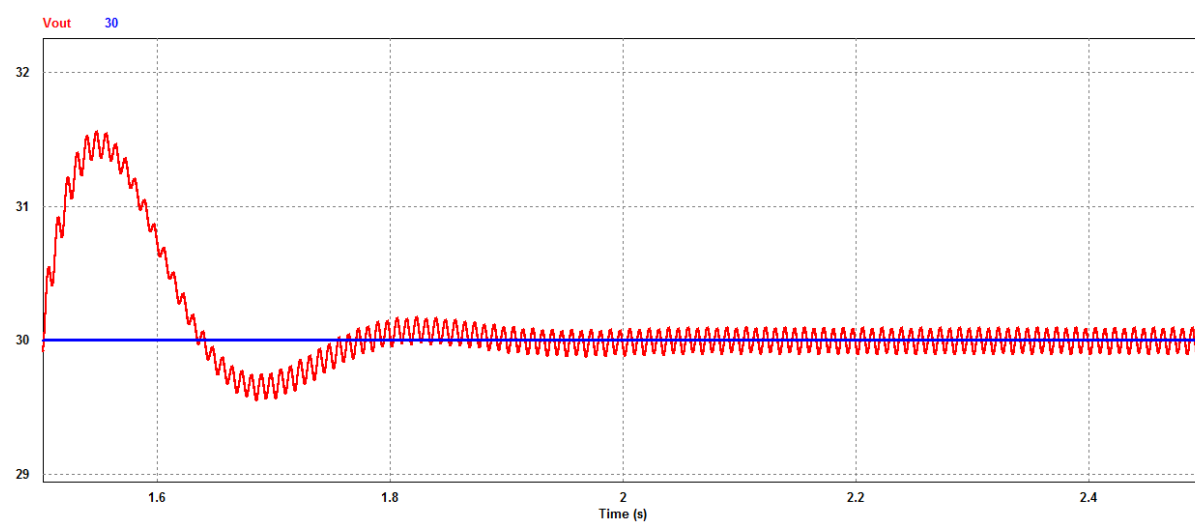
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 36 – Tensão e corrente de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 37 – Tensão de saída e sua referência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

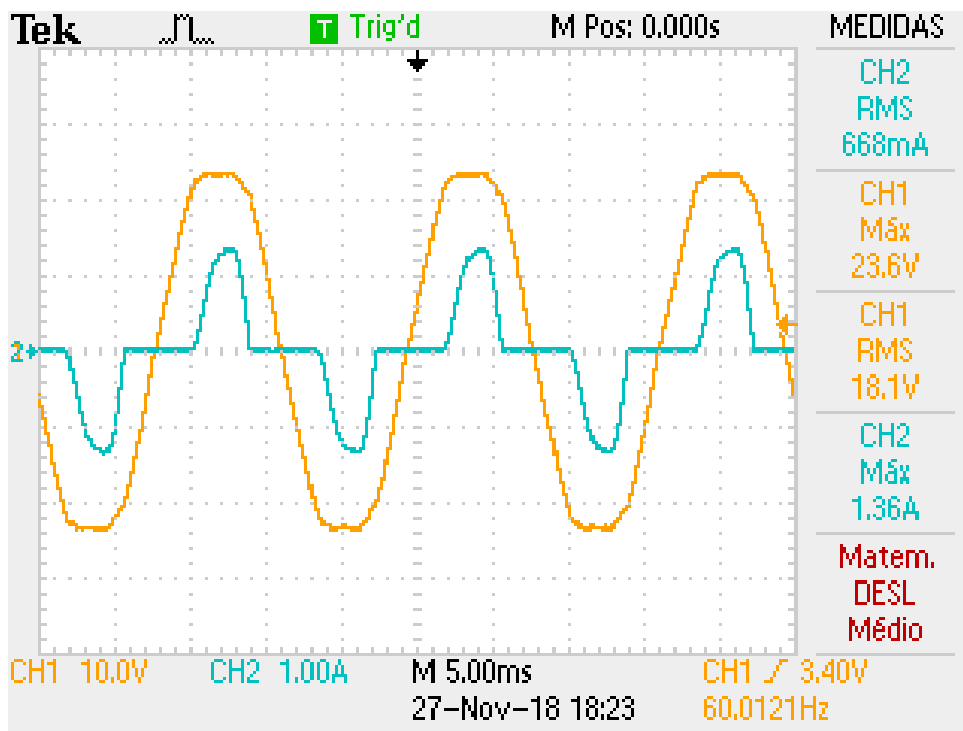
7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, será apresentado a estrutura montada para os testes práticos, juntamente com os resultados do conversor operando apenas como retificador a diodos e operando em malha aberta para validação prática do protótipo desenvolvido. É adquirido também os valores do condicionamento de sinais que serão medidos no microcontrolador a ser utilizado.

7.1 CONVERSOR COMO RETIFICADOR A DIODOS

Para a validação do projeto do conversor é tirado os resultados principais do protótipo funcionando apenas como retificador a diodos. A Figura 38 mostra a tensão e corrente de entrada adquiridas do conversor, onde é possível observar a forma de onda da corrente similar ao simulado, porém, com valor eficaz de 500mA.

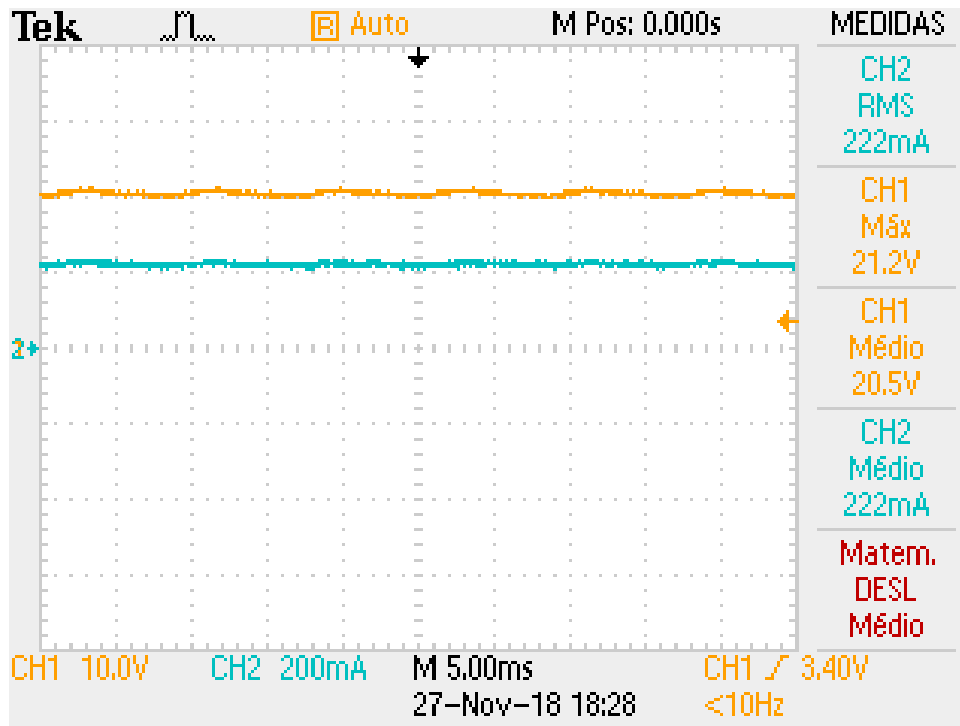
Figura 38 – Tensão e corrente de entrada do retificador a diodos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

A Figura 39 mostra a tensão e corrente de saída do retificador a diodos, onde é possível observar uma tensão mais baixa que o simulado devido a queda de tensão dos semicondutores, e por se tratar de uma baixa tensão de entrada, tais quedas são representativas para as diferenças no resultado de saída do conversor.

Figura 39 – Tensão e corrente de saída do retificador a diodos.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

7.2 CONVERSOR EM MALHA ABERTA

Para os testes realizados em malha aberta, é realizado a modulação por um circuito comparador que compara a tensão de entrada condicionada do protótipo junto com uma portadora triangular de 50kHz gerada por um gerador de sinais, mostrada na Fig. 40. Para o teste com a comutação são medidos diferentes tipos de resultados para observar a operação do conversor com a comutação dos IGBTs.

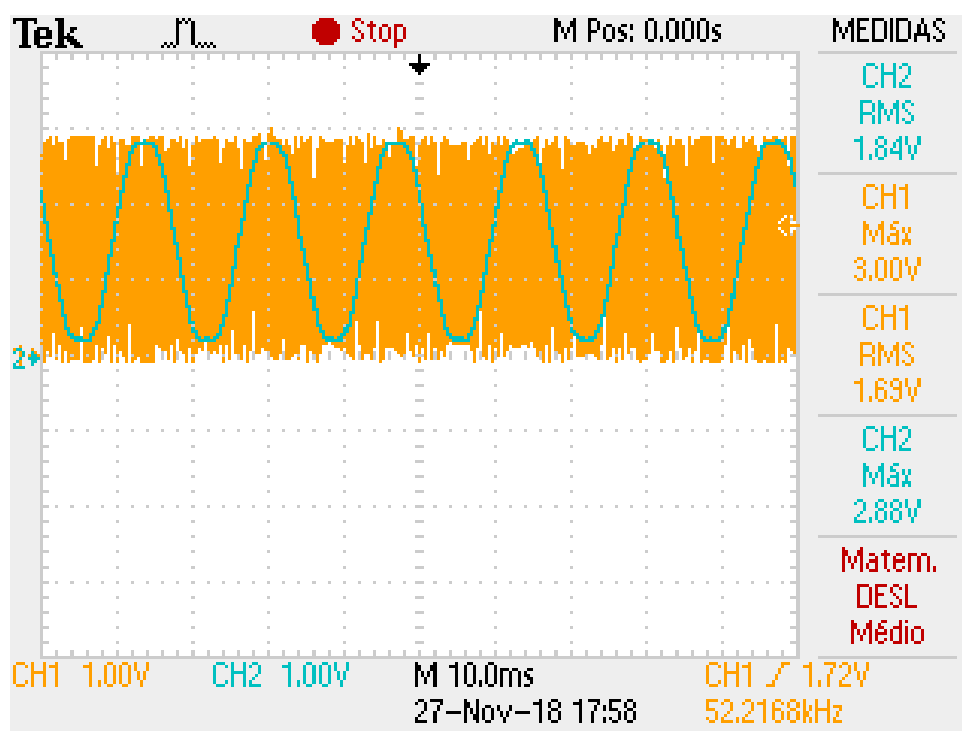
7.2.1 Tensão e corrente de entrada

A Fig. 41 mostra a tensão e corrente de entrada do conversor operando em malha aberta, onde é possível observar a diferença dos níveis de corrente do retificador a diodos para o de malha aberta. Neste caso, foi aplicado uma tensão de entrada até chegar a aproximadamente 1A, onde vale ressaltar que a corrente aqui medida é a tensão em cima de um resistor *shunt* de 0.1Ω alocado na entrada do conversor. É possível observar que a corrente elevada pode ter sido ocasionada pelo modulação empregada, onde pelo fato de sincronismo das duas ondas geradoras do circuito comparador não estarem totalmente sincronizadas, acabou ocasionando em uma ganho não exato ao que era para ser aplicado.

7.2.2 Tensão no barramento

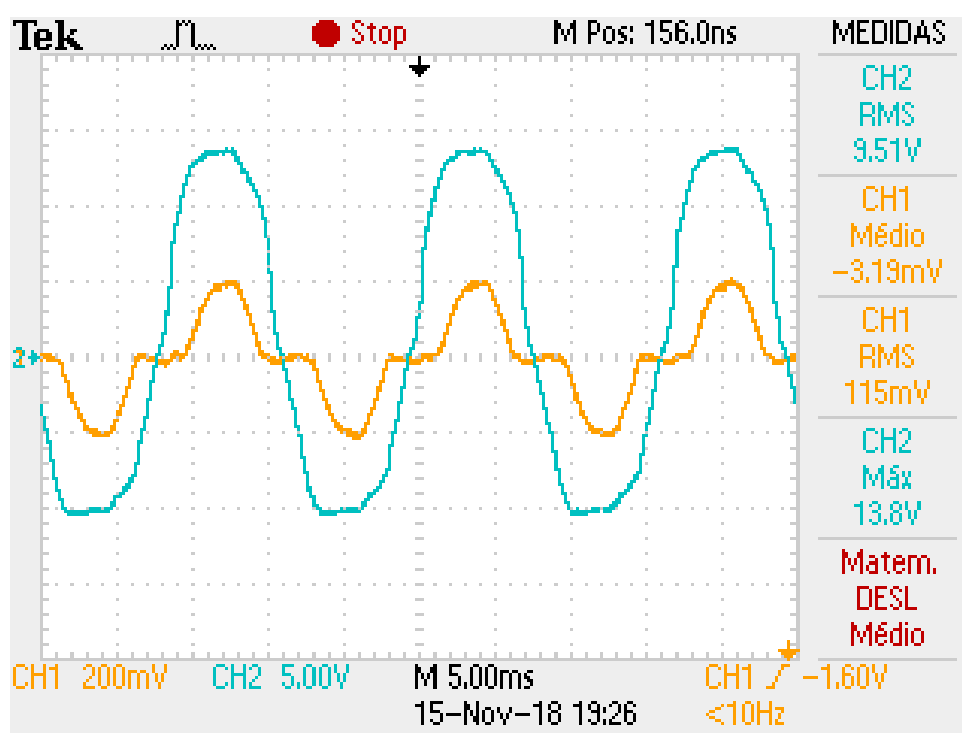
A tensão na saída é obtida a fim de analisar o ganho aplicado ao conversor, onde é possível observar na Fig. 42 o nível médio da tensão com a operação *boost*.

Figura 40 – Modulação empregada para o conversor em malha aberta.



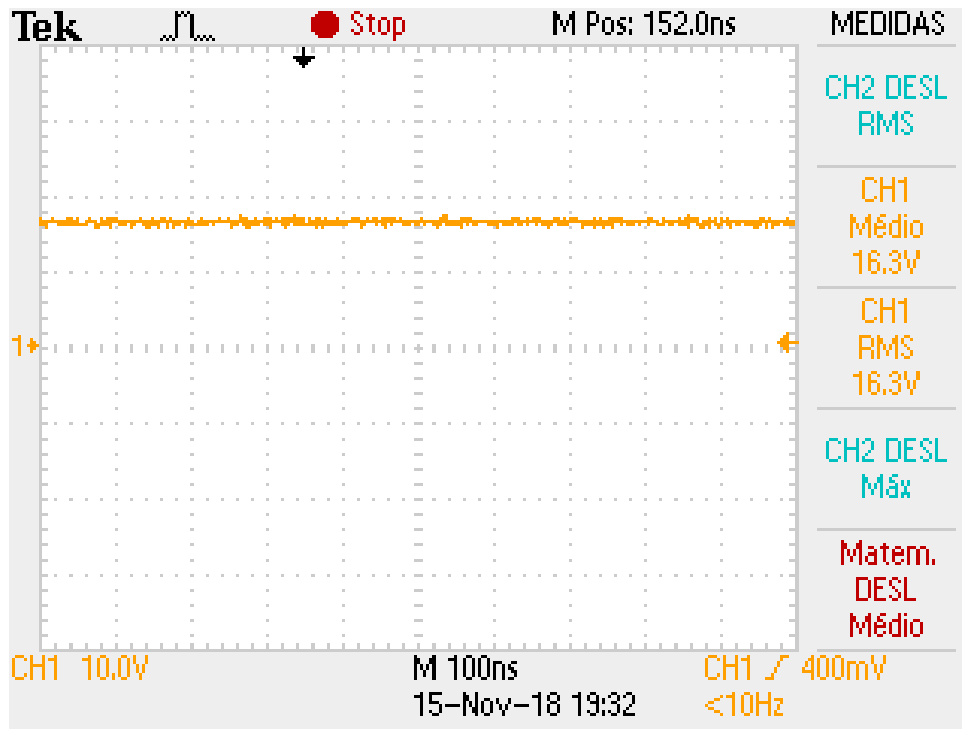
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 41 – Tensão e corrente de entrada em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 42 – Tensão de saída em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

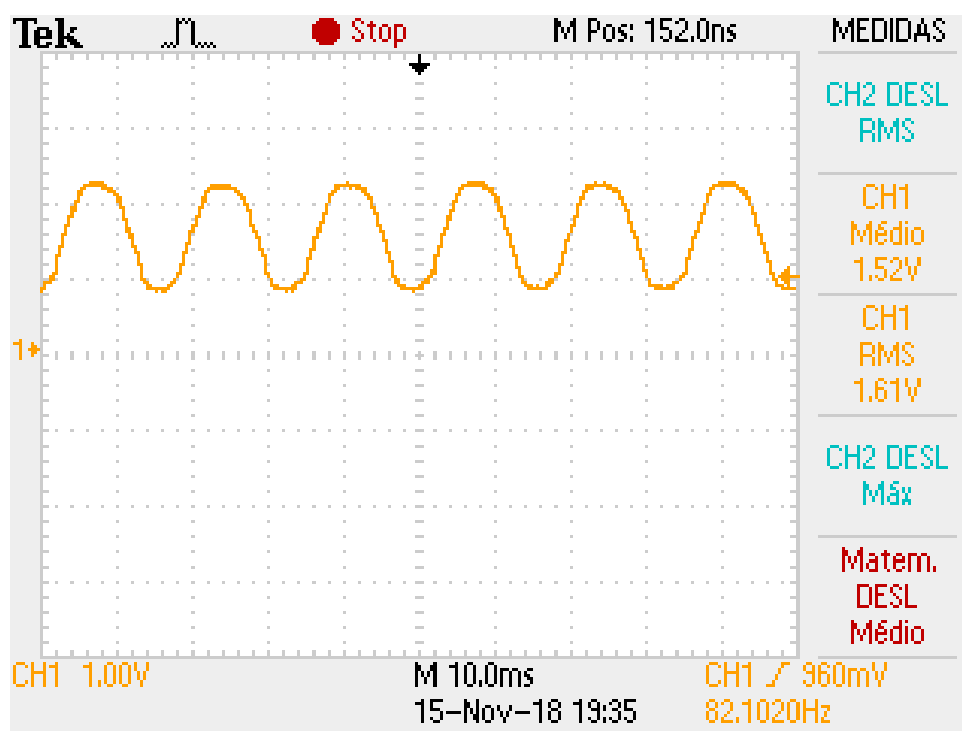
7.2.3 Condicionamento de Sinais

Como forma de validar os sinais de controle para uma possível implementação do controle em malha fechada, foram adquiridos também os sinais utilizados para o controle do conversor, sendo estes a tensão de entrada, corrente de entrada e tensão de saída. Na Fig. 43 verifica-se o condicionamento da tensão de entrada dentro do limite de até +3V, sendo possível realizar a leitura AD no microcontrolador a ser utilizado.

A Fig. 44 mostra o condicionamento da corrente de entrada, onde mesmo com os problemas com a modulação seu valor se encontra nos limites de 0V a 3V, pois seu dimensionamento havia sido projetado para a máxima corrente aplicada pela dinâmica do controle simulado.

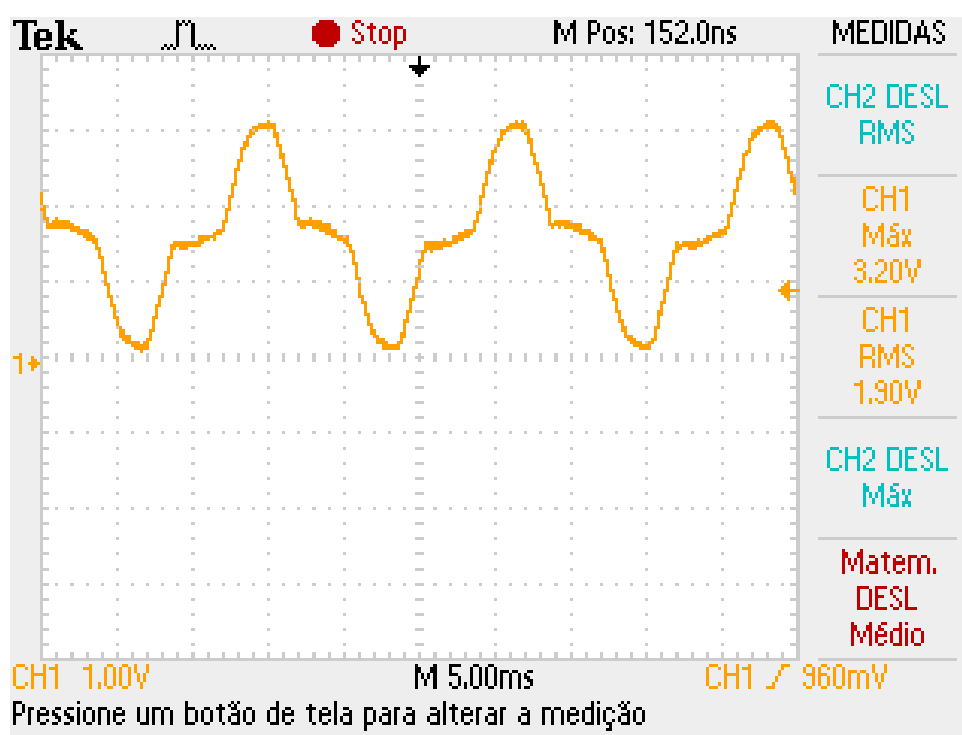
Por último, a Fig. 45 representa o condicionamento da tensão de saída, possuindo o ganho necessário para a leitura correta no DSP.

Figura 43 – Tensão de entrada condicionada do conversor em malha aberta.



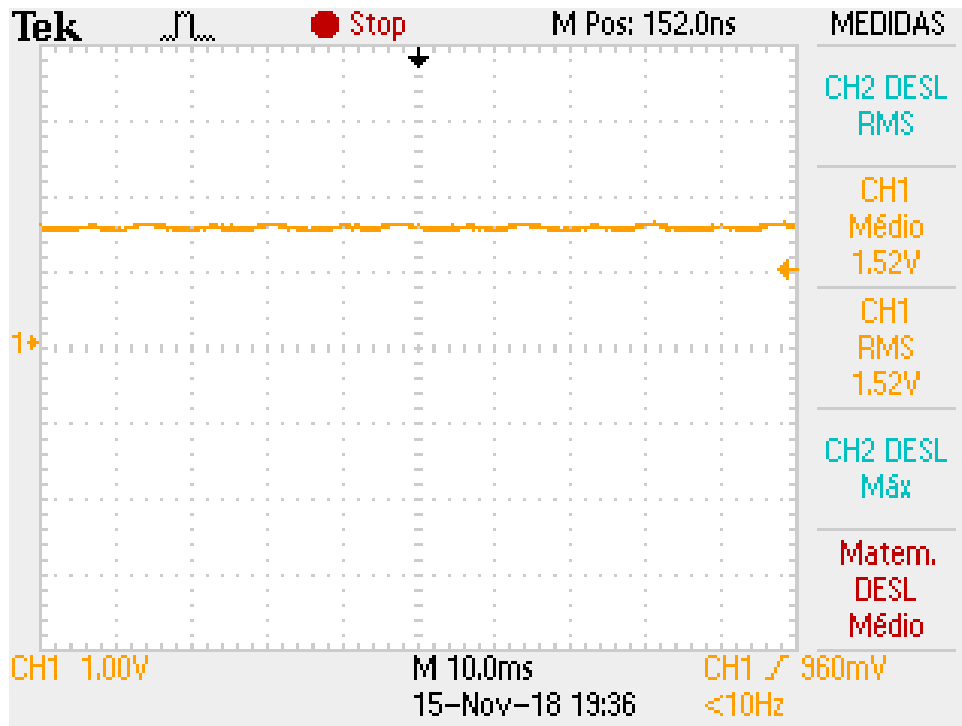
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 44 – Corrente de entrada condicionada do conversor em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 45 – Tensão de saída condicionada do conversor em malha aberta.



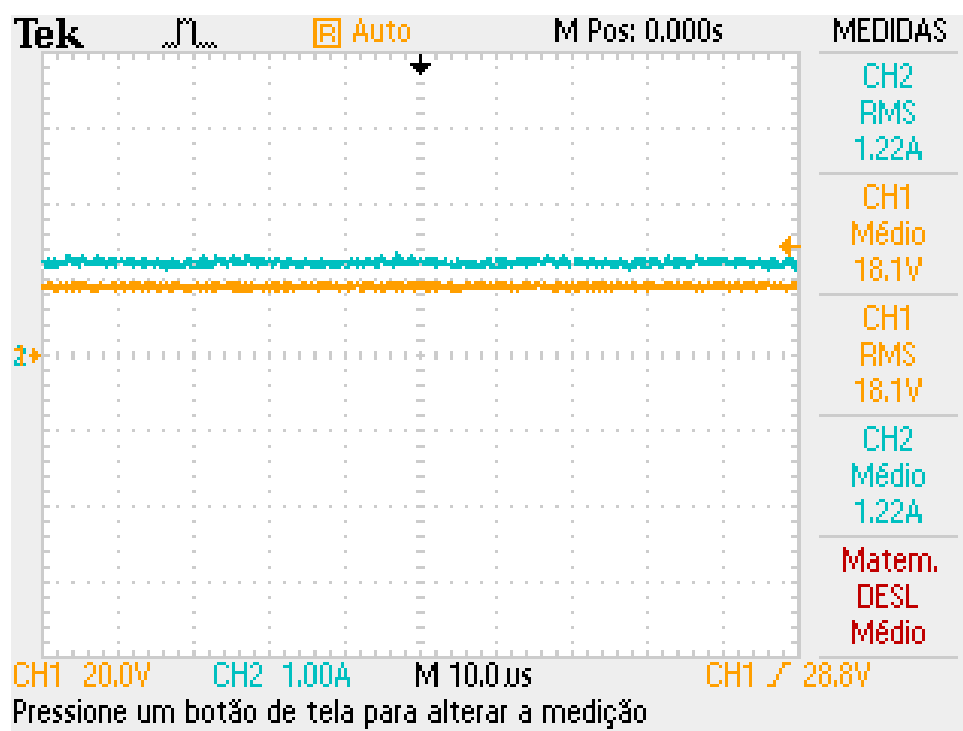
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

7.3 CONVERSOR OPERANDO COMO BOOST

Devido aos problemas encontrados com a modulação em malha aberta, foi também aplicado uma modulação com razão cíclica simétrica para este conversor, onde neste caso será aplicado uma tensão constante na entrada do conversor, funcionando assim como uma topologia *boost*. Na Fig. 46 é mostrado a tensão constante aplicada juntamente com a corrente de entrada do conversor. A Fig. 47 representa a tensão e corrente de saída do conversor com modulação fixa, onde é possível observar o conversor com um ganho abaixo ao que seria normalmente aplicado ao boost, o que foi provavelmente ocasionado pelas significativas quedas de tensões nos semicondutores, o que para este caso se tornam representativas para o sinal de saída do conversor.

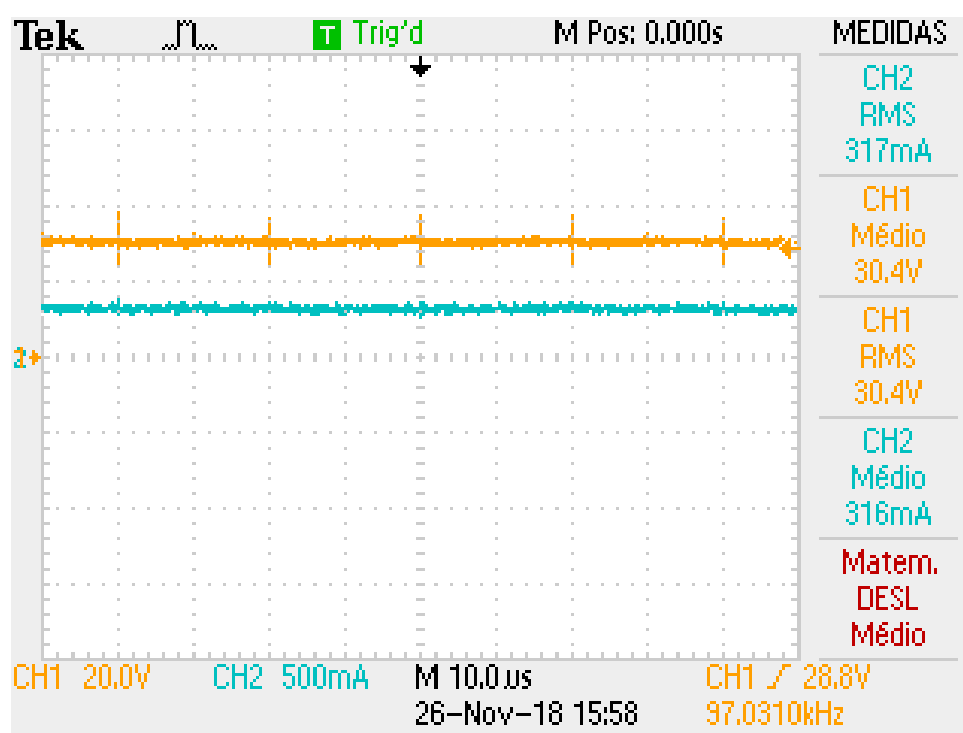
Como os resultados obtidos com essa modulação são mais estáveis, foi possível também obter a tensão em cima do indutor e o transitório da tensão reversa em cima dos interruptores como mostradas nas Figuras 48 e 49 respectivamente.

Figura 46 – Tensão e corrente de entrada com modulação com valor constante.



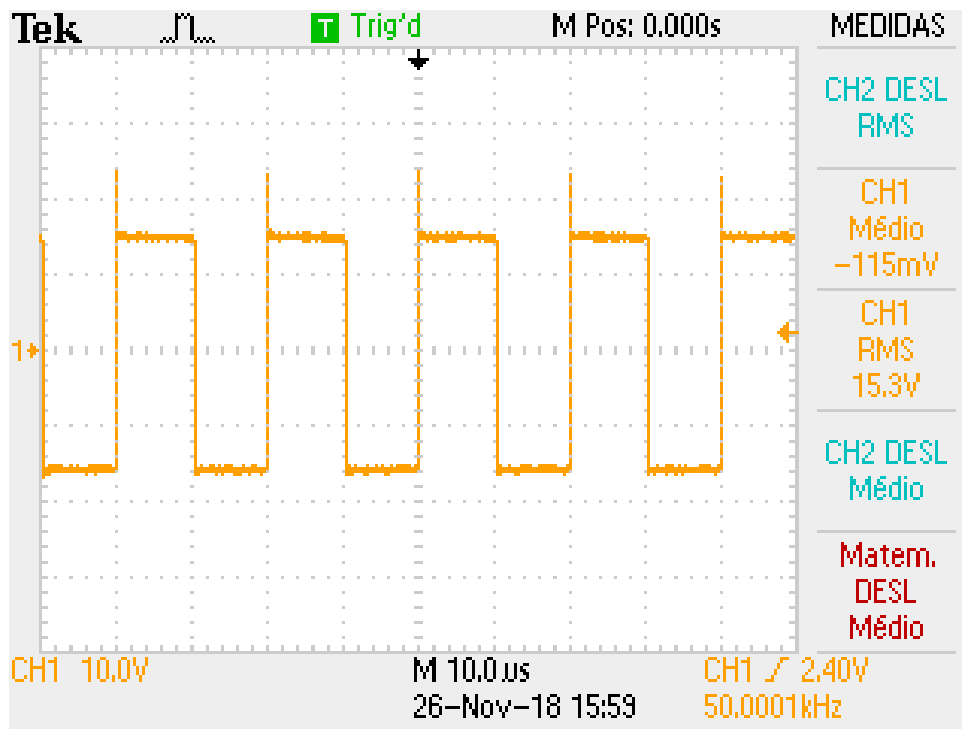
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 47 – Tensão e corrente de saída com modulação com valor constante.



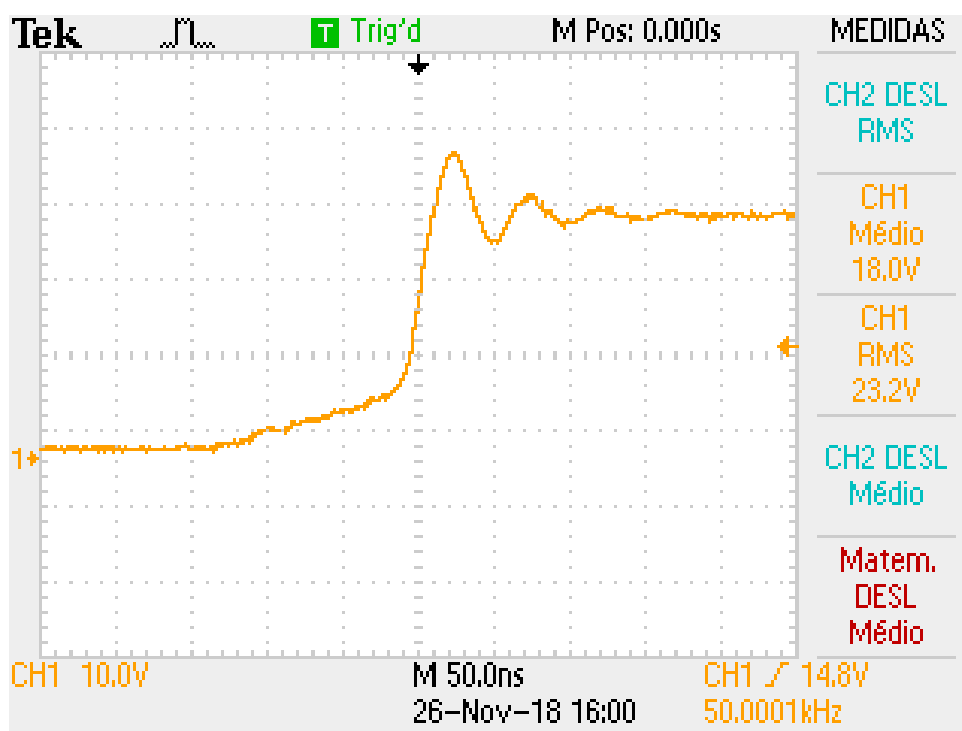
Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 48 – Tensão sobre o indutor.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

Figura 49 – Transitório da tensão reversa sobre o IGBT.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2019.

8 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi dado foco à aplicação deste conversor para uma bancada didática para ensino de controle de conversores, onde foi visto que não foi possível fazer a implementação do controle digital devido ao curto tempo de desenvolvimento deste trabalho. Como o intuito do trabalho é a aplicação de um protótipo para o ensino de controle de conversores, foi desenvolvido e validado toda parte de potência e condicionamento de sinais em malha aberta.

Algo observado neste trabalho é a dificuldade de se operar a topologia RBTP-PFC em malha aberta, devido ao sincronismo da modulação empregada. Tendo em vista a dificuldade na modulação deste conversor, foi aplicado uma modulação com razão cíclica simétrica e tensão de entrada constante para que permita avaliar também a comutação dos IGBTs.

Obtido todos esse resultados o protótipo aqui desenvolvido foi validado e com a possibilidade de se implementar o controle digital em malha fechada em qualquer tipo de microcontrolador.

Como o fato da aplicação deste trabalho é puramente didática, a sugestão de trabalhos futuros é justamente a implementação do controle em malha fechada da corrente de entrada e tensão de saída, podendo ser aplicado também outras técnicas de controle em cima do que foi projetado para essa topologia.

ANEXOS

ANEXO A – ESQUEMÁTICO DO PROTÓTIPO

