

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE  
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

LUCAS SALVIANO DA SILVA

PROJETO E EXECUÇÃO DE UM MICROINVERSOR ISOLADO APLICADO A MÓDULO  
FOTOVOLTAICO

Joinville  
2021

LUCAS SALVIANO DA SILVA

PROJETO E EXECUÇÃO DE UM MICROINVERSOR ISOLADO APLICADO A MÓDULO  
FOTOVOLTAICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica no curso de Engenharia Mecatrônica, da Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Orientador: Prof. Dr. Diego Santos Greff

Joinville  
2021

Dedico este trabalho aos meus colegas pelas noites de estudo, sobretudo, a minha mãe que sempre me apoiou.

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço ao Laboratório GREEN da UFSC Joinville, por me receber na execução deste trabalho, e ter sido um ambiente de aprendizado e desenvolvimento. Em especial ao coordenador do laboratório e meu orientador, professor Dr. Diego do Santos Greff, pela paciência e apoio em todas as dúvidas, ideias e loucuras por mim levadas a ele.

Agradeço também aos meus amigos de curso, em especial ao grupo de mecatrônica que sempre foi comigo. Tenho certeza de que as palavras e o apoio vindo deles, me fez ter energia e força de vontade em muitos de meus momentos de fraqueza. Cito em especial Antônio Carlos Rodrigues do Nascimento Junior e Gabriel Leal Silva por termos sido uma pequena família por estes anos, pela paciência e cuidado que comigo tiveram.

Por fim agradeço a minha mãe, Maria Das Dores da Silva, por ter sido uma mãe e um pai para mim. Sempre me apoiando em decisões e questões que ela nem mesmo compreendia, mas confia nas minhas escolhas e sonhos. Hoje a vejo feliz em saber que o seu filho alcançou mais uma de suas metas. E busco a cada dia trazer muitas outras alegrias para ela, afinal eu sou filho de minha mãe.

*"Deixem que o futuro diga a verdade e avalie cada um de acordo com o seu trabalho e realizações. O presente pertence a eles, mas o futuro pelo qual eu sempre trabalhei pertence a mim."*

Nikola Tesla

## RESUMO

A geração distribuída de energia é um tópico atual em discussões sobre fontes de energia sustentável. Um dos fatores que impedem a popularização desta aplicação, é a complexidade e os custos atrelados a ela. Este trabalho apresenta um estudo e projeto de um microinversor isolado para conexão de módulos fotovoltaicos na rede elétrica. Tendo como premissas reduzir os custos e facilitar a expansão de potência gerada em estações de microgeração de energia. As opções de microinversores presentes no mercado, ainda não se apresentam economicamente viáveis perante aos inversores convencionais. Para proporcionar a mudança deste cenário, trabalhos neste novo conceito são essenciais. Este trabalho está dividido em três etapas, a busca do modelo ideal para a criação do microinversor, simulação e montagem do circuito, e os testes em bancada, esses com o intuito de analisar os dados obtidos e compará-los com os resultados simulados. Por fim, é esperado ter um protótipo funcional que possa converter a tensão contínua gerada pelo módulo, em valores alternados para a carga.

**Palavras-chave:** Microinversor Isolado. *Flyback*. Energia Solar Fotovoltaica. Microgeração de Energia.

## ABSTRACT

Distributed generation is a current topic in discussions about renewable energy sources. One of the factors that difficult the popularization of this applications is the complexity and costs linked to it. This work presents a study and project of an isolated microinverter for connection of photovoltaic modules in electrical network. The main objectives are reduce costs and facilitate the expansion of power generation in microgeneration stations. The microinverter options available on the market are not yet economically viable compared to conventional inverters. For change this scenario, works on this new concept is essential. The division is made in three steps, the search for the ideal model to design of the microinverter, simulation and desing of the circuit, and the bench tests, in order to analyze the data obtained and compare them with the simulated results. Finally, it is expected to have a functional prototype that can convert the direct voltage generated by module, in alternating values for the load.

**Keywords:** Isolated Microinverter. Flyback. Photovoltaic Solar Energy. Microgeneration.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comportamento das características de um módulo fotovoltaico para variação de (a) temperatura e (b) irradiância solar. . . . .	13
Figura 2 – Efeito de sombreamento em um inversor do tipo <i>string</i> . . . . .	14
Figura 3 – Sistema fotovoltaico com microinversores . . . . .	14
Figura 4 – Ligação de uma fonte a uma carga com um conversor como interface . . . . .	16
Figura 5 – Inversor genérico . . . . .	16
Figura 6 – Conversores clássicos . . . . .	17
Figura 7 – Modelo de um transformador ideal . . . . .	18
Figura 8 – Conversor <i>Flyback</i> . . . . .	19
Figura 9 – Etapas possíveis em um ciclo de funcionamento . . . . .	20
Figura 10 – Principais formas de onda para <i>Flyback</i> CC-CC em DCM . . . . .	21
Figura 11 – Inversor <i>Flyback</i> . . . . .	24
Figura 12 – Principais formas de onda para inversor <i>Flyback</i> DCM . . . . .	25
Figura 13 – Simulação Inversor <i>Flyback Interleaved</i> . . . . .	27
Figura 14 – Tensão de Saída Simulada . . . . .	28
Figura 15 – Corrente nas chaves de entrada e saída do circuito . . . . .	28
Figura 16 – Circuito Térmico . . . . .	32
Figura 17 – Modelo do <i>Layout</i> da PCB . . . . .	36
Figura 18 – Correções no <i>Layout</i> da PCB . . . . .	37
Figura 19 – Circuito <i>Gate Driver</i> . . . . .	38
Figura 20 – Montagem do teste em bancada . . . . .	39
Figura 21 – Dados capturados com uma lâmpada como carga . . . . .	40
Figura 22 – Dados capturados com duas lâmpadas como carga . . . . .	41
Figura 23 – Dados capturados com três lâmpadas como carga . . . . .	42
Figura 24 – Comportamento da corrente no circuito . . . . .	43
Figura 25 – FFT da tensão de saída . . . . .	44
Figura 26 – Microinversor em funcionamento na bancada . . . . .	44
Figura 27 – Esquemático circuito final completo . . . . .	49



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do inversor . . . . .	26
Tabela 2 – Esforços simulados do primário . . . . .	29
Tabela 3 – Esforços simulados do secundário . . . . .	30
Tabela 4 – Valores máximos de operação do diodo selecionado . . . . .	30
Tabela 5 – Valores máximos de operação das chaves selecionadas . . . . .	31
Tabela 6 – Perdas nos semicondutores . . . . .	32
Tabela 7 – Parâmetros térmicos com $R_{DA}$ calculada . . . . .	33
Tabela 8 – Parâmetros de projeto do transformador . . . . .	34
Tabela 9 – Propriedades do núcleo de ferrite NEE-42/21/20 . . . . .	34
Tabela 10 – Eficiência do inversor - Teste com uma lâmpada . . . . .	41
Tabela 11 – Eficiência do inversor - Teste com duas lâmpadas . . . . .	41
Tabela 12 – Eficiência do inversor - Teste com três lâmpadas . . . . .	42

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
MPP	Ponto de Máxima Potência
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DCM	Modo de Condução Descontínua
BCM	Modo de Condução Crítica
CCM	Modo de Condução Contínua
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RMS	Valor Quadrático Médio
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor
PCB	Placa de Circuito Impresso
IDE	Ambiente de Desenvolvimento Integrado

## LISTA DE SÍMBOLOS

$v_x$	Tensão no ponto x
$i_x$	Corrente na linha x
$D_x$	Diodo x
$S_x$	Interruptor x
$L_x$	Indutor x
$C_x$	Capacitor x
$R_x$	Resistor x
$N_x$	Número de espiras da bobina x
$n$	Relação de espiras entre entrada e saída de um transformador
$V_i$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$V_a$	Tensão alternada de saída
$L_m$	Indutância de magnetização
$P_o$	Potência de carga
$P_a$	Potência de carga alternada
$P_t$	Perda total do circuito
$X_p$	Valor de pico de X
$X_{med}$	Valor médio de X
$X_{rms}$	Valor quadrático médio de X
$X_{max}$	Valor máximo de X
$\alpha$	Relação entre saída e entrada de tensão do inversor proposto
$\eta$	Eficiência do inversor

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>12</b>
1.1	Objetivo	15
<b>1.1.1</b>	<b>Objetivo Geral</b>	<b>15</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>15</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>16</b>
2.1	Conversor Flyback	19
<b>2.1.1</b>	<b>Etapas de Operação</b>	<b>19</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Modo de Condução Descontínua (DCM)</b>	<b>21</b>
2.1.2.1	Equacionamento Conversor Flyback DCM	22
2.2	Inversor Flyback	23
<b>2.2.1</b>	<b>Modo de Operação Descontínuo</b>	<b>23</b>
2.2.1.1	Equacionamento Inversor Flyback DCM	24
<b>3</b>	<b>PROJETO E SIMULAÇÃO</b>	<b>26</b>
3.1	Esforços no Circuito Simulado	29
3.2	Seleção dos Semicondutores	30
3.3	Perdas, Eficiência e Dimensionamento Térmico	31
<b>3.3.1</b>	<b>Cálculo Térmico</b>	<b>32</b>
3.4	Dimensionamento do Transformador	33
3.5	Prototipagem em Placa de Circuito Impresso	35
<b>3.5.1</b>	<b>Correções PCB</b>	<b>36</b>
3.6	Circuito de Acionamento das Chaves	37
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DOS RESULTADOS</b>	<b>39</b>
4.1	Setup de Testes	39
4.2	Resultados Obtidos	40
<b>4.2.1</b>	<b>Análise dos Sinais</b>	<b>42</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>45</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>46</b>
	<b>APÊNDICE A</b>	<b>47</b>
	<b>APÊNDICE B</b>	<b>49</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Em termos de fonte energética, por muito tempo o fogo foi a maior ferramenta disponível, sendo responsável por muitos dos avanços seguintes após sua descoberta, porém é volátil e de difícil armazenamento. Com o advento da eletricidade tornou-se possível ter uma forma versátil e conveniente de energia, passando a se tornar um recurso indispensável para o desenvolvimento da sociedade como se conhece hoje, segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL, 2005).

A maioria das fontes de energia, tais como hidráulica, biomassa, eólica, combustíveis fósseis e energia dos oceanos, são formas indiretas de energia solar. Tendo também a possibilidade de utilizar tal energia de forma direta para aquecimento ou para geração de potência mecânica ou elétrica. A energia solar se destaca, pois além de ser considerada uma energia limpa e mesmo apresentando problemas, como a dependência de condições climáticas e atmosféricas e a restrição de disponibilidade de radiação solar, estima-se que o sol incide sobre a superfície terrestre 10 mil vezes mais energia do que o consumo energético mundial (ANEEL, 2005).

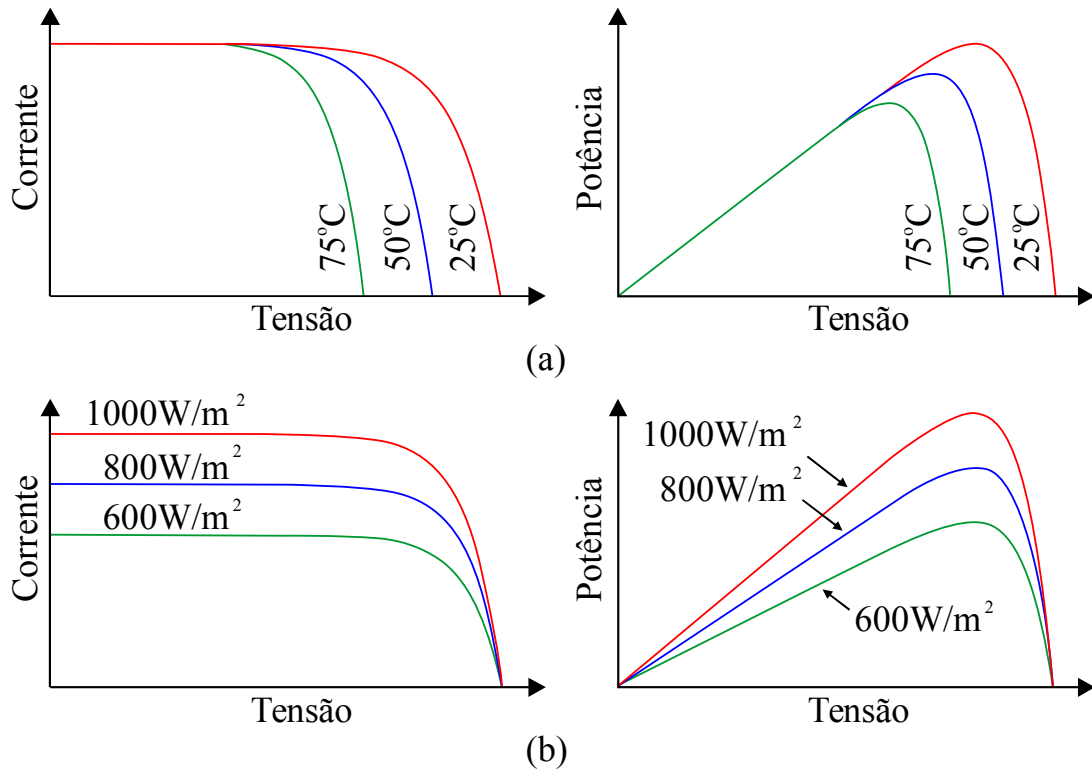
Por sua extensão e localização geográfica privilegiada situado na região equatorial do globo, o Brasil tem um índice de irradiação solar que varia de 4.200 a 6.700 kWh/m<sup>2</sup> por ano, sendo superior a vários países que hoje são referências no uso de energia solar para a geração de energia elétrica, como a Alemanha com o índice de 900 a 1.250 kWh/m<sup>2</sup>/ano, a França com 900 a 1.650 kWh/m<sup>2</sup>/ano e a Espanha com 1.200 a 1.850 kWh/m<sup>2</sup>/ano. Em uma análise no âmbito das residências baseada na capacidade de geração em telhados e no consumo, o Brasil possui uma relação de 230%, em outras palavras, a geração solar tem o potencial de gerar o equivalente de 2 vezes o consumo residencial, apresentando em alguns estados do nordeste uma relação superior a 300% (SILVA, 2015).

Na conversão de energia solar para elétrica utiliza-se de materiais usualmente chamados de células solares ou fotovoltaicas. Recebem tal nome devido ao efeito que decorre da excitação dos elétrons em materiais semicondutores na presença de luz solar, denominado efeito fotovoltaico, dentre esses materiais destaca-se o silício (BRITO; SILVA, 2006).

O conjunto de células solares forma o módulo fotovoltaico, que devido a características construtivas, pode assumir a forma de uma fonte de corrente constante ou uma fonte de tensão, sendo que os valores máximos alcançados são fortemente influenciados pela temperatura e irradiância solar. Na Figura 1 observamos a curva que caracteriza a potência gerada pelo painel.

É possível observar que o ponto de máxima potência (MPP), não se localiza no valor máximo de tensão. Este ponto é o ideal para operação do módulo, pois nele a geração de energia alcança seu máximo. Módulos fotovoltaicos comerciais destinados a aplicações de baixo e médio porte apresentam potência máxima na faixa de 140 W a 320 W, com tensão de máxima potência próximo de 31 V (MACEDO, 2017).

Figura 1 – Comportamento das características de um módulo fotovoltaico para variação de (a) temperatura e (b) irradiância solar.

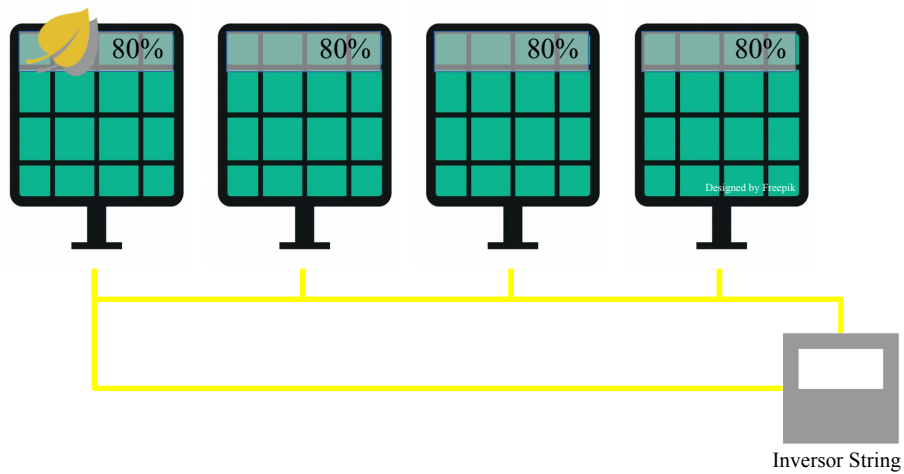


Fonte: Macedo (2017, p. 30)

Na prática, independente do módulo a ser utilizado, é desejável que se opere no ponto de máxima potência, no entanto, ao fazer uma análise da carga que utilizará esse sistema, a tensão e corrente de trabalho muitas vezes não são as mesmas fornecidas pelo módulo neste ponto. Surgindo a necessidade de um conversor que faça a interface entre o ponto de operação desejável e os valores requeridos pela carga. Para suprir tal necessidade há diversos sistemas de conversão de energia fotovoltaica, que podem ser escolhidos conforme a quantidade de módulos e a potência do total instalada (MACEDO, 2017).

Para aplicações onde há necessidade da conexão do módulo direto na rede elétrica, é necessário converter a tensão contínua gerada pelo módulo, para a tensão alternada da rede elétrica, sendo necessário um conversor de potência do tipo inversor. O sistema comumente utilizado é o inversor centralizado, como mostrado na Figura 2, onde vários módulos são conectados em série, tendo a taxa de geração de energia limitada pela placa com menor potência conectada. Tal situação pode ocorrer por exemplo, quando há um conjunto de células com diferentes características ou por efeito de sombreamento, que é quando um dos módulos é obstruído por um elemento externo, reduzindo a área útil de absorção de energia da célula (MACEDO, 2017).

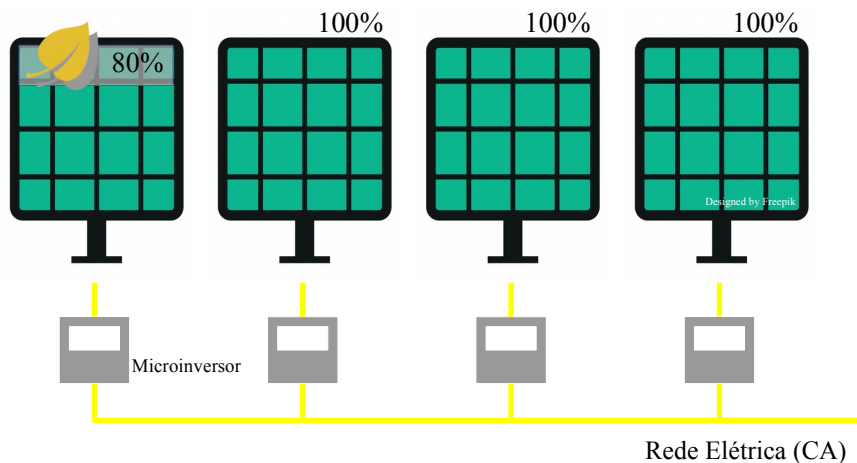
Figura 2 – Efeito de sombreamento em um inversor do tipo *string*



Fonte: Autor (2019).

Um outro sistema é o microinversor, apesar de ainda apresentar um rendimento inferior e uma maior complexidade no projeto, quando comparado ao inversor centralizado. Este tem a capacidade de operar cada módulo em seu ponto ótimo de geração de energia, o que o torna atrativo para aplicações em menor escala, como a geração distribuída. Tendo ainda outras vantagens como a modularidade, já que para aumentar a potência gerada, é necessário apenas adicionar outro conjunto de módulo com microinversor, sem a necessidade da troca dos equipamentos presentes. O que traz consigo a facilidade na instalação e expansão, podendo ser feito um paralelo à tecnologia *plug and play* da área da computação (MACEDO, 2017).

Figura 3 – Sistema fotovoltaico com microinversores



Fonte: Autor (2019).

Como observado na Figura 3, o efeito de sombreamento neste sistema, atinge somente a placa que sofreu a intempérie, mantendo a potência das demais em seu ponto máximo de operação, reduzindo o impacto negativo na eficiência total do sistema (MACEDO, 2017).

## 1.1 OBJETIVO

No intuito de contribuir no investimento gradual, na melhoria da viabilidade econômica e eficiência dos sistemas fotovoltaicos, propõe-se neste trabalho os seguintes objetivos.

### 1.1.1 Objetivo Geral

Propor um microinversor que possa ser conectado diretamente a rede elétrica, que proporcione isolamento entre o painel e a rede, com propósito final de uso para a geração distribuída de energia.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

- Examinar os inversores clássicos, em busca de um modelo que ressalte as características desejáveis para a microgeração de energia;
- Construir um protótipo com o controle necessário para o uso prático;
- Avaliar a eficiência do microinversor proposto com um módulo ligado na rede elétrica.



## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Os circuitos eletrônicos de potência tem como finalidade prover as condições de operação em tensão e corrente requeridos pela carga, a partir de uma fonte de alimentação, como visto na Figura 4. Para isso atuam sobre a forma de onda da fonte, alterando seu tipo ou nível. Por essa razão, esses circuitos são denominados conversores (HART, 2012).

Figura 4 – Ligação de uma fonte a uma carga com um conversor como interface

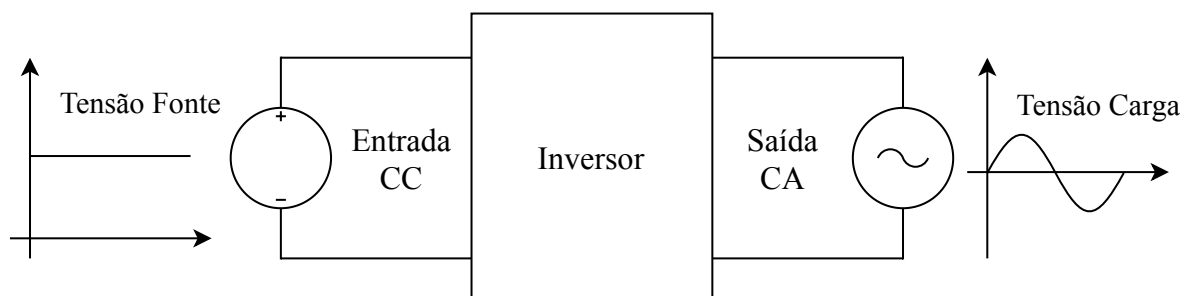


Fonte: Autor (2019).

Os conversores são classificados de acordo com sua relação entre a entrada e a saída, podendo ser do tipo CA (Corrente Alternada) ou CC (Corrente Contínua), nos conversores do tipo CC a corrente não altera seu sentido de circulação dentro do circuito, portanto possui uma polaridade constante. Já nos conversores CA a corrente altera seu sentido ciclicamente, variando de um máximo positivo a um máximo negativo em um intervalo de tempo (SANTANA, 2017).

No cenário do sistema fotovoltaico proposto, o módulo caracterizado é como uma fonte CC, onde deseja-se conectá-lo a rede elétrica, sendo neste caso uma carga CA, já que esta receberá a energia gerada. Como dito por Hart (2012), o modelo de conversor onde a entrada é CC e a saída CA, é classificado como um inversor. Nele, a potência média é transferida do lado CC para o CA. A Figura 5 demonstra um conversor CC-CA.

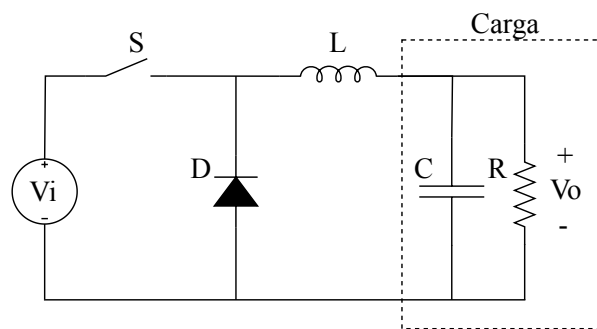
Figura 5 – Inversor genérico



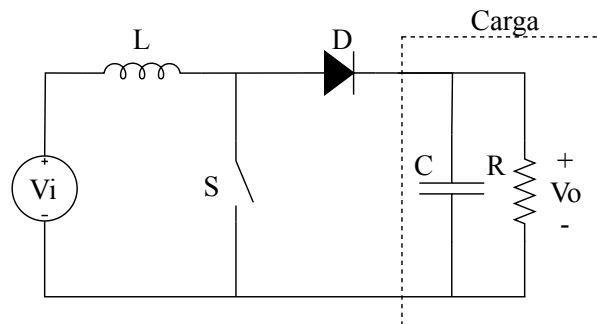
Fonte: Autor (2019).

Um grande número de estruturas de inversores, são derivadas de estruturas básicas de conversores CC-CC (MACEDO, 2017). Esses são baseados na utilização de uma chave e um componente armazenador de energia, para alterar o valor de saída do conversor. Dos conversores clássicos, vistos na Figura 6, tem-se o *conversor buck* ou *conversor abaixador*, nomeado assim pois a tensão de saída é menor do que a de entrada, o *conversor boost* ou *conversor elevador*, apresentando na saída uma tensão maior em relação a entrada, e o *conversor buck-boost*, onde a tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada, ajustada de acordo com os parâmetros de chaveamento (HART, 2012).

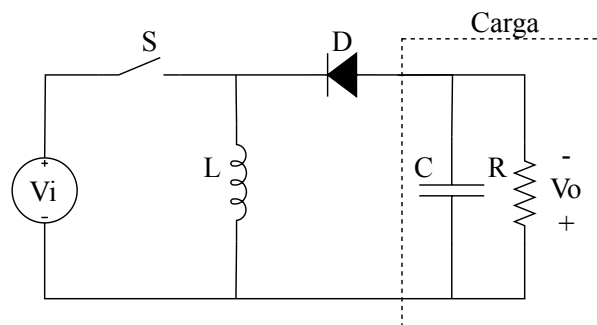
Figura 6 – Conversores clássicos



(a) Conversor Buck



(b) Conversor Boost



(c) Conversor Buck-Boost

Fonte: Autor (2019).

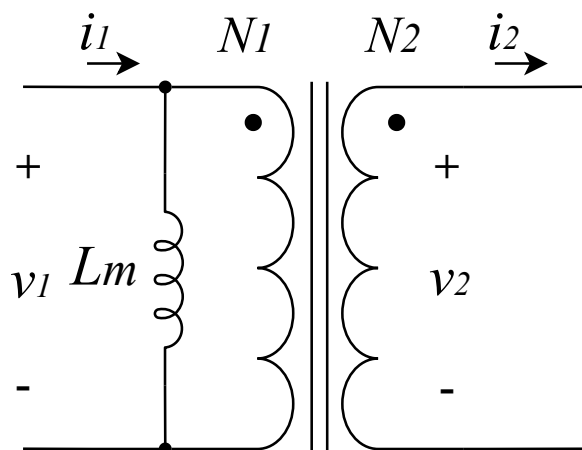
Uma desvantagem básica dos conversores citados anteriormente, é o fato de não oferecerem isolamento elétrico entre a entrada e a saída, por consequência, se a fonte for ligada a um ponto aterrado, a carga deverá estar conectada ao mesmo ponto. Um modo de isolar eletricamente a fonte da carga é utilizar um transformador. Em aplicações convencionais é aplicado um trafo em um estágio CA de baixa frequência (50 ou 60 Hz), porém requer um núcleo magnético maior, pesado e caro (HART, 2012).

Um método mais eficiente do uso do transformador é utilizar um esquema de chaveamento de alta frequência em um estágio CC, na entrada por exemplo. Isso permite que o transformador seja compacto, e ainda auxilie o conversor no ganho de tensão, já que a tensão no lado secundário do transformador provem da sua relação de espiras, como visto na equação 1. Onde  $v_1$  é a tensão de entrada e  $v_2$  a de saída, e  $N$  o número de espiras do lado respectivo,  $n$  é a relação de espiras da entrada sobre a da saída e  $\alpha$  seu inverso (HART, 2012).

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = n = \frac{1}{\alpha} \quad (1)$$

O modelo de representação do transformador no circuito, é composto de uma resistência em série a uma indutância em cada uma das bobinas, que representam a resistência dos condutores e a indutância própria respectivamente. O núcleo é modelado por uma resistência em paralelo a uma indutância, sendo que a resistência representa as perdas no material e a indutância é o valor para magnetizar o núcleo. Em um modelo ideal, muitas vezes utilizado para estudos preliminares, supõe-se que as resistências e indutâncias das bobinas são zero, e que a resistência em paralelo tende ao infinito, restando apenas a indutância de magnetização  $L_m$ , conforme mostrado na Figura 7 (HART, 2012).

Figura 7 – Modelo de um transformador ideal



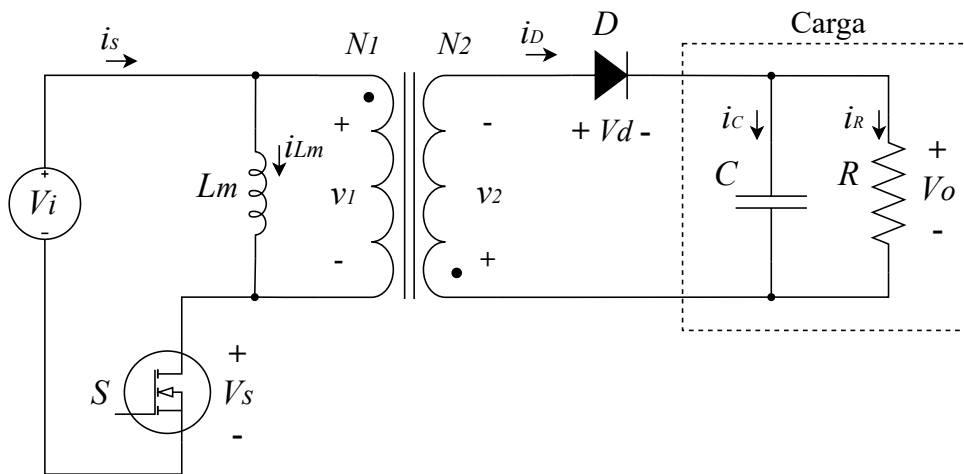
Fonte: Autor (2019).

Com o modelo elétrico do transformador definido, pode-se aplicar em um circuito conversor, proporcionando a ele tais características de isolamento.

## 2.1 CONVERSOR FLYBACK

Um conversor CC-CC que promove o isolamento entre a entrada e a saída é o conversor *flyback*, sendo similar ao conversor buck-boost visto na Figura 6c, com a adição do circuito do transformador no centro. E incorporando o elemento armazenador de energia  $L$ , à indutância de magnetização  $L_m$ , resultando no circuito da Figura 8. No modelo apresentado, a espira do secundário  $N_2$  é disposta na polaridade inversa para ajustar a polaridade da carga, tal inversão proveniente do ciclo de descarga do indutor. Os efeitos de indutâncias nas espiras, também conhecidas por indutâncias de vazamento, são importantes quando se considera o funcionamento e proteção da chave, neste modelo inicial serão omitidas (HART, 2012).

Figura 8 – Conversor *Flyback*



Fonte: Autor (2019).

O conversor *flyback* apresenta três modos de operação, definidos de acordo com o estado da corrente na indutância magnetizante, esses modos são caracterizados pelos estados que o circuito apresenta em um ciclo de operação.

### 2.1.1 Etapas de Operação

Com o circuito em pleno funcionamento, após o período transitório, é possível caracterizar três etapas, observadas na Figura 9. Na primeira etapa a chave  $S$  recebe um sinal de comando entrando em condução, a tensão de entrada  $V_i$  é aplicada sobre a indutância magnetizante e a entrada transformador, fazendo com que a corrente em  $L_m$  cresça linearmente. No lado secundário o diodo  $D$  mantém-se bloqueado, já que a tensão sobre ele será um valor negativo, como visto na equação 2, indicando que ele está polarizado inversamente (MACEDO, 2017).

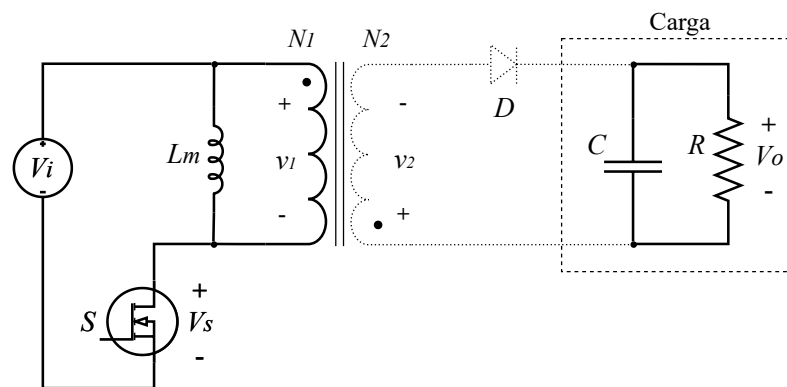
$$V_d = -\frac{V_i}{n} - V_o \quad (2)$$

Como visto em Macedo (2017), o início da segunda etapa acontece quando a chave  $S$  é aberta, neste instante a derivada da corrente no indutor  $L_m$  inverte a polaridade da tensão em

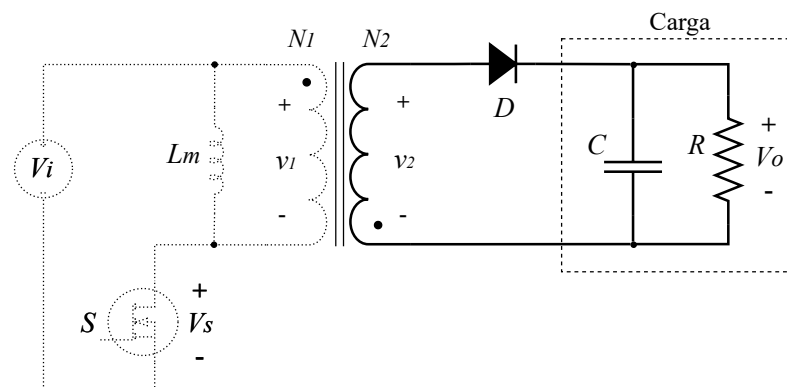
seus terminais, fazendo com que a tensão refletida  $V_2$  também se inverta e aumente até polarizar o diodo  $D$ , após isso a corrente armazenada no indutor é descarregada sobre a carga, partindo de seu valor de pico  $I_p$  até chegar ao seu valor nulo. Neste período a tensão sobre a chave  $S$  é a tensão de entrada somada a da carga refletida.

A última etapa é caracterizada quando a chave ainda está bloqueada, e não há mais energia na indutância magnetizante, sendo então a tensão na carga mantida pelo capacitor  $C$  (MACEDO, 2017).

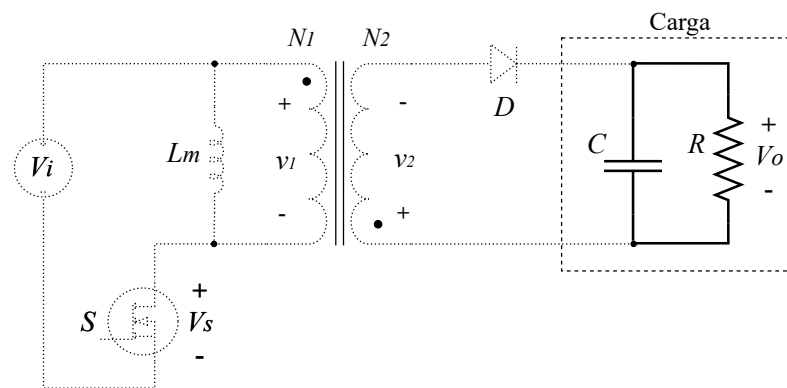
Figura 9 – Etapas possíveis em um ciclo de funcionamento



(a) Etapa 1



(b) Etapa 2



(c) Etapa 3

Fonte: Autor (2020).

A partir destas etapas de funcionamento é possível classificar os modos de operação do conversor, baseado na forma da corrente na indutância de magnetização.

O primeiro modo é onde a corrente no indutor nunca é nula, este estado é conhecido como modo de condução contínua (CCM). Implicando em uma menor variação de fluxo magnético no transformador, reduzindo as perdas no núcleo.

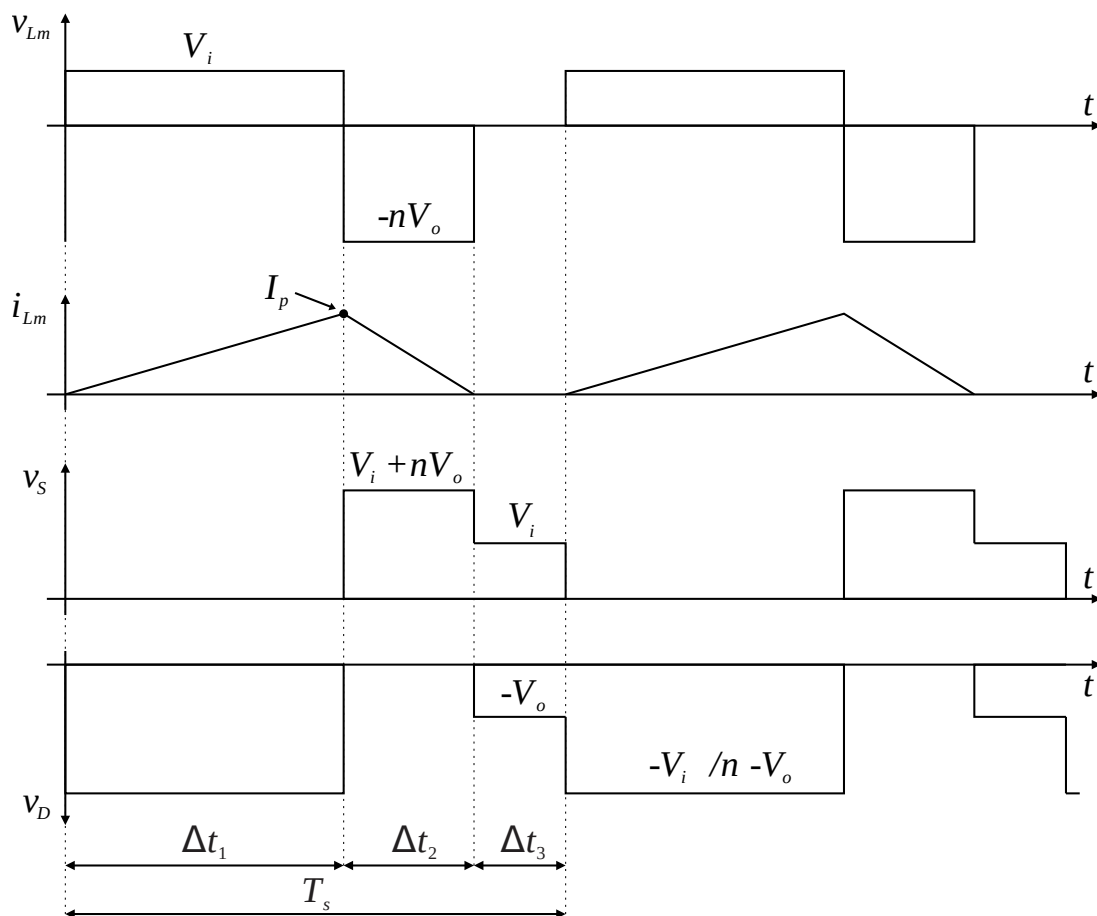
Quando a chave  $S$  é ligada imediatamente após cessar a corrente no diodo  $D$ , este é o modo de condução crítica (BCM). Nele, assim como no CCM, a etapa 3 não ocorre, já que carga é sempre mantida pela entrada (MACEDO, 2017).

Por fim, temos o modo de condução descontínua (DCM), este de interesse para a aplicação do projeto, sendo descrito com um maior detalhamento na seção a seguir.

### 2.1.2 Modo de Condução Descontínua (DCM)

Este modo de operação é o que inclui todas as etapas de funcionamento citadas na Figura 9. Onde a corrente no indutor cresce linearmente enquanto a chave  $S$  está fechada, após sua abertura a energia armazenada é descarregada sobre a carga conectada ao lado secundário do transformador.

Figura 10 – Principais formas de onda para *Flyback* CC-CC em DCM



Fonte: Macedo (2017, p. 55)

A definição de condução descontínua vem do fato, que o tempo na terceira etapa de funcionamento  $\Delta t_3$  é maior que zero. Logo há um momento no ciclo de operação que a corrente na indutância magnetizante é nula (MACEDO, 2017).

Este modo de operação foi o selecionado para o projeto, pois como será visto quando tratarmos do circuito inversor, veremos que neste modo a corrente de saída naturalmente segue a forma senoidal (MACEDO, 2017).

### 2.1.2.1 Equacionamento Conversor Flyback DCM

Conhecendo as principais formas de onda do circuito, é desejável encontrar o ganho estático do sistema para este modo de operação. Esta equação irá ser útil quando for traçada a estratégia de controle para o sistema. O ganho é definido como a relação da entrada e saída do sistema aplicado a uma variável, neste caso a tensão.

Partindo do conceito de valor médio nulo para a tensão no indutor, já que no ciclo de carregamento a corrente inicia com o valor em zero e ela é totalmente descarregada na etapa seguinte, temos que:

$$V_i \cdot \Delta t_1 - n \cdot V_o \cdot \Delta t_2 = 0 \quad (3)$$

Definindo  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_3$ , os tempos respectivos a cada etapa de funcionamento, sendo:

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s \quad (4)$$

Onde  $D$  é a razão cíclica da chave  $S$ , período onde ela está ativa, e  $T_s$  o período de um ciclo de comutação. No segundo intervalo de tempo, podemos aplicar a equação de tensão em um indutor:

$$v_L = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (5)$$

Aplicando a equação 5 ao circuito, com  $L_m$  sendo a indutância magnetizante,  $I_p$  a corrente de pico no indutor e  $V_o$  a tensão na carga, temos:

$$\Delta t_2 = L_m \cdot \frac{I_p}{n \cdot V_o} \quad (6)$$

Como é desejável manter as equações dependentes a parâmetros de projeto, é necessário encontrar uma forma de expressar a corrente máxima no primário com eles. Baseado no teorema do valor médio para integrais e desconsiderando as perdas de corrente na bobina do primário, pode-se definir que a corrente média na chave  $S$  é:

$$I_s = \frac{1}{T_s} \cdot I_p \frac{D \cdot T_s}{2} = \frac{I_p \cdot D}{2} \quad (7)$$

Considerando um conversor ideal, temos que a potência de saída  $P_o$  é igual a potência de entrada  $P_i$ .

$$P_o = P_i = V_i \cdot I_s \quad (8)$$

Aplicando (7) e (8) em (6), temos:

$$\Delta t_2 = \frac{2 \cdot P_o \cdot L_m}{n \cdot V_o \cdot V_i \cdot D} \quad (9)$$

Agora com os valores de tempo definidos, podemos aplicar os resultados na equação 3. Comumente em projetos de eletrônica é usual trabalhar com a frequência de comutação ao invés do período, sendo ela definida por  $f_s = 1/T_s$ . Logo:

$$V_i^2 = \frac{2 \cdot P_o \cdot L_m \cdot f_s}{D^2} \quad (10)$$

Com a potência de saída na carga podendo expressa por:

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (11)$$

Por fim, para obtermos o ganho em malha aberta a partir da tensão de saída sobre a de entrada, utilizamos (10) e (11), resultando em:

$$G_{DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \sqrt{\frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot L_m \cdot f_s}} \quad (12)$$

Observe que na equação obtida para o ganho estático acima, as variáveis são parâmetros dependentes da carga definida em projeto (MACEDO, 2017).

## 2.2 INVERSOR FLYBACK

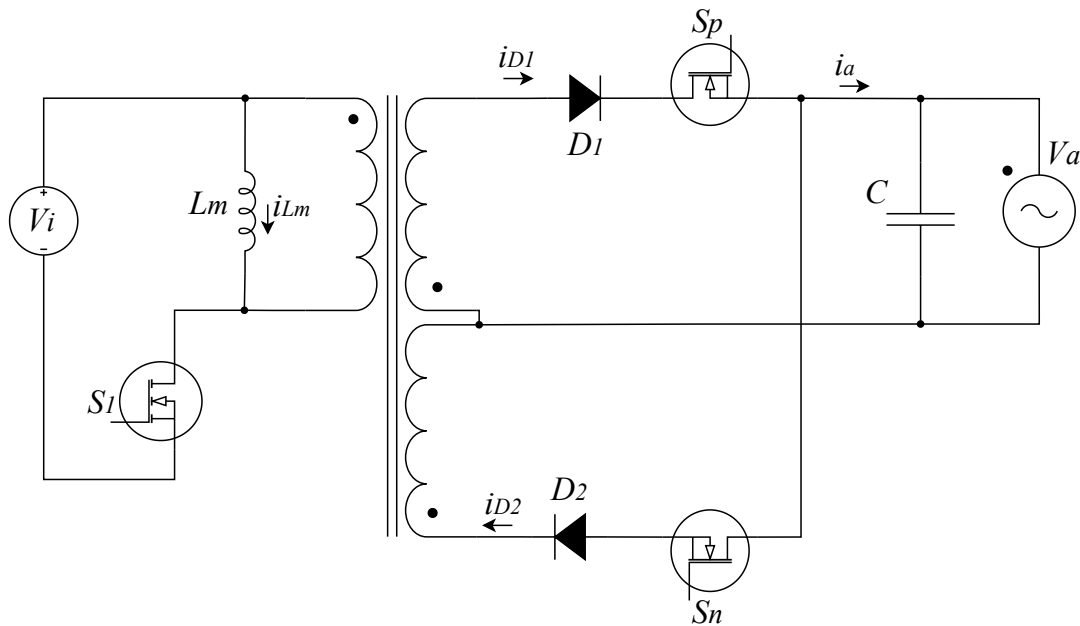
É possível expandir o conversor *Flyback* para atuar como um inversor. Isto é feito através da adição de outro circuito no secundário. Este novo circuito é semelhante ao já utilizado, ele inclui uma terceira bobina no transformador, um diodo e adição de duas chaves de comando, essas responsáveis pelos ciclos de inversão. O circuito do inversor *flyback* pode ser visto na Figura 11 (MACEDO, 2017).

### 2.2.1 Modo de Operação Descontínuo

O inversor *flyback* operando em modo descontínuo, mantém as mesmas características de funcionamento do seu modelo como conversor CC-CC. A diferença está no circuito adicional no lado do secundário, idêntico ao já existente, onde um atua no semiciclo positivo e outro no negativo da rede (MACEDO, 2017).

Semelhante ao visto na Figura 9, a diferença da operação do inversor está na etapa 2, Figura 9b, onde agora temos as chaves  $S_p$  e  $S_n$ , cada uma a ser ativada no semiciclo correspondente a polaridade da rede. Gerando assim a alternância na tensão da carga  $V_a$ .



Figura 11 – Inversor *Flyback*

Fonte: Autor (2021).

### 2.2.1.1 Equacionamento Inversor *Flyback* DCM

Como visto em Macedo (2017), para gerar uma forma senoidal, como a encontrada na rede elétrica, a chave  $S_1$  precisa ser acionada de forma a gerar este sinal. Para isso a razão cíclica  $D$ , não é mais um valor constante. Partindo do princípio de que a frequência de chaveamento  $f_s$  é muito maior do que a frequência da rede  $f_a$ , pode-se considerar que no intervalo de tempo  $\Delta t$  de comutação da chave do primário, as ondulações de tensão e corrente de saída são desprezíveis, se aproximando de uma constante. Fazendo com de ganho encontrada na equação 12, possa ser aplicada neste caso.

Para encontrar a equação que descreverá a razão cíclica, é necessário definir uma fórmula para carga CA, onde  $V_{ap}$  é a tensão de pico da senoide da rede, e  $V_{a_{rms}}$  seu valor quadrático médio (RMS).

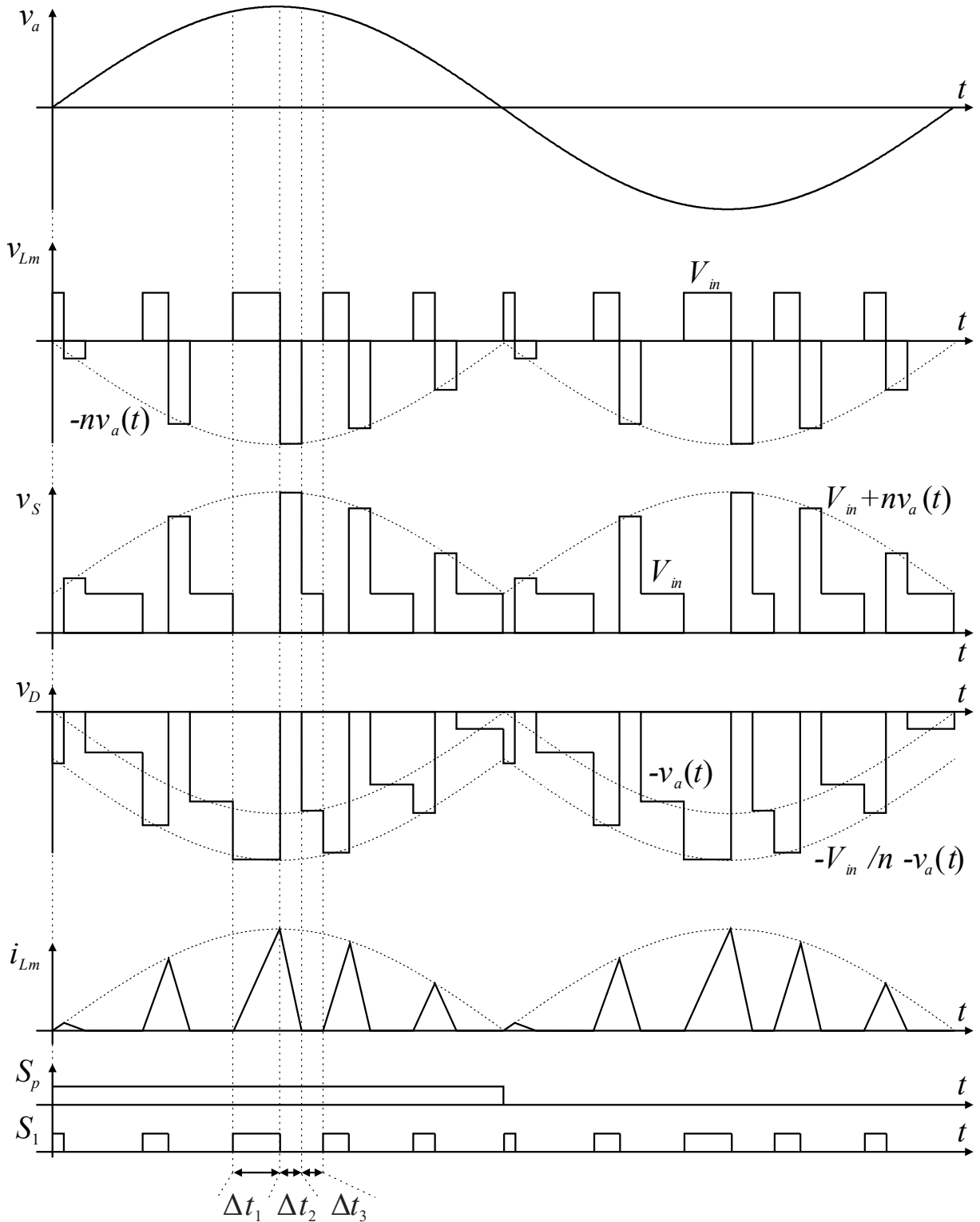
$$\begin{aligned} V_a &= V_{ap} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{a_{rms}} &= \frac{V_{ap}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (13)$$

Aplicando a equação da tensão na carga (13) em (12), temos que a razão cíclica é:

$$D = \frac{\sqrt{4 \cdot L_m \cdot f_s \cdot P_o}}{V_i} \cdot \sin(\omega t) \quad (14)$$

Na Figura 12 é possível observar as formas de onda para um ciclo da senoide desejada na saída. Vale observar o valor de  $D$  variando conforme o valor desejado em  $V_a$ . Outro ponto é de que o circuito do primário não faz distinção da sua atuação nos semiciclos, já que a mudança está na ativação das chaves  $S_p$  e  $S_n$  (MACEDO, 2017).

Figura 12 – Principais formas de onda para inversor *Flyback* DCM



Fonte: Macedo (2017, p. 55)

Nos capítulos a seguir será explorado o comportamento do circuito em uma simulação, os esforços nos semicondutores, posteriormente a descrição de um projeto para uma placa PCB.

### 3 PROJETO E SIMULAÇÃO

Os parâmetros para o projeto, foram definidos com base no painel solar disponível no laboratório GREEN da UFSC Joinville. Os valores de tensão e potência de entrada e saída, estão descritos na Tabela 1. A frequência de chaveamento do primário  $f_s$  foi definida para 30 kHz. Já a frequência de saída  $f_a$  deve ser a mesma da rede elétrica de 60 Hz.

Tabela 1 – Parâmetros do inversor

	Tensão	Potência
Entrada	18 V	150 W
Saída	$127 V_{rms}$	140 W

Fonte: Autor (2021).

Dos valores para a carga, considerando um valor do percentual de ondulação de tensão  $\% \Delta V_a$  de 5 % e uma razão cíclica máxima  $D_{max}$  de 0,5. Inicialmente para tensão de pico na saída, tem-se:

$$V_{ap} = V_{ar_{rms}} \cdot \sqrt{2} = 179,61 V \quad (15)$$

Sendo a resistência da carga, definida por:

$$R_a = \frac{V_{ar_{rms}}^2}{P_a} = 115,21 \Omega \quad (16)$$

Com esses valores é possível definir a capacitância do filtro de saída, equação vista em Barbi (2001, p. 68), sendo:

$$C_a = \frac{D_{max}}{\% \Delta V_a \cdot R_a \cdot f_s} = 2,8933 \mu F \quad (17)$$

A partir de (14), o valor máximo para a indutância magnetizante, pode ser definido por:

$$L_{m_{max}} = \frac{D_{max}^2 \cdot V_i^2 \cdot R_a}{V_{ap}^2 \cdot f_s} = 9,6429 \mu H \quad (18)$$

Pode-se ainda definir a relação entre a entrada e saída do transformador, pelo valor máximo de tensão da rede e a tensão do módulo, sendo:

$$\alpha = \frac{V_{ap}}{V_i} = 9,9781 \approx 10 \quad (19)$$

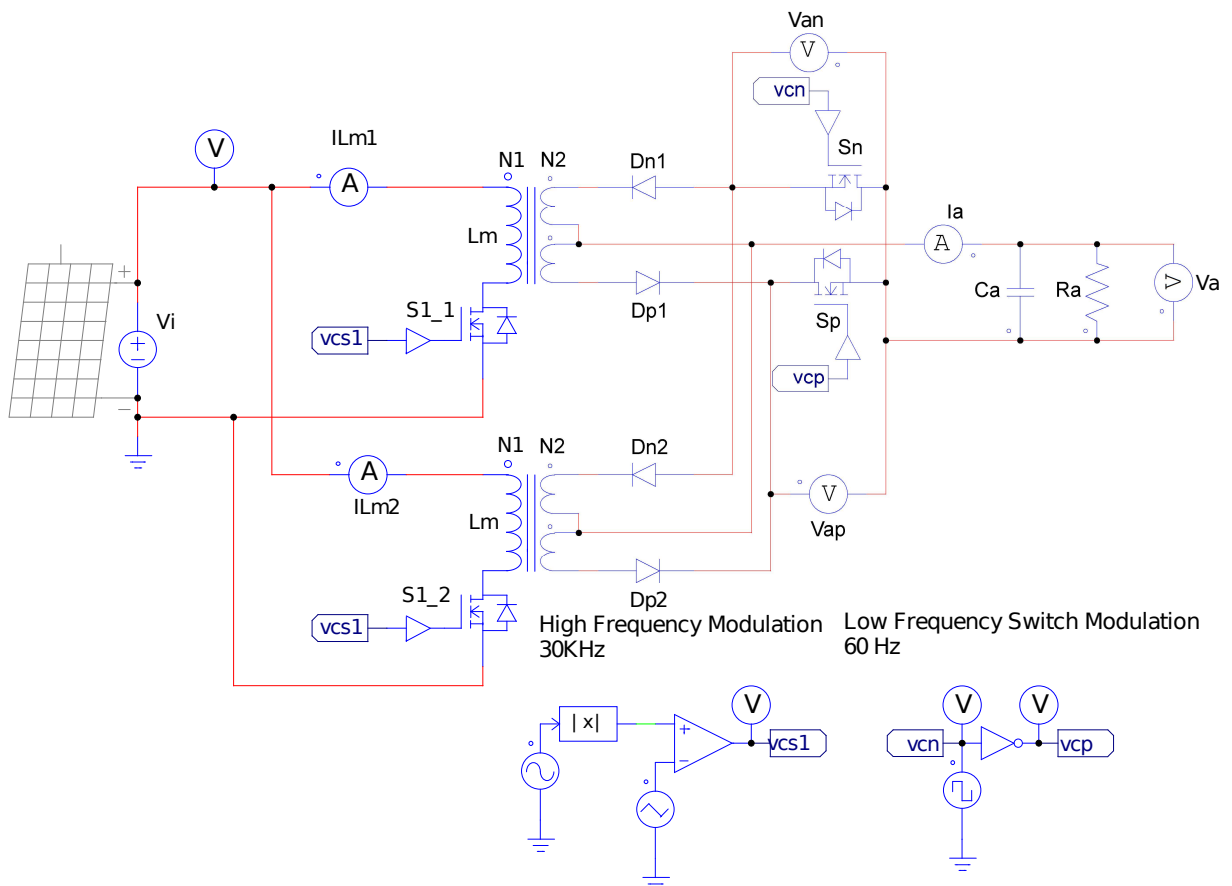
Este valor será utilizado posteriormente no projeto, no momento de definição da quantidade de espiras em cada bobina do transformador. Apesar de inicialmente parecer intuitivo utilizar uma relação de 1:10, é necessário levar outros fatores em consideração no dimensionamento, como visto em Barbi (2001).

Para verificar a funcionalidade do circuito, antes de montar em bancada, optou-se pela utilização de uma simulação no *software* PSIM, disponibilizado pela **Powersim Inc.** em versão de avaliação.

Já nos primeiros testes foi observada uma alta corrente na chave  $S_1$  do primário, chegando a valores de pico de 60 A. A fim de reduzir os esforços nessa parte do circuito, optou-se por utilizar a técnica de *interleaved*, que consiste em duplicar o circuito do primário, gerando dois caminhos para circulação de corrente, dividindo assim os esforços nos semicondutores da entrada.

O circuito resultante é visto na Figura 13, note que agora tem-se duas chaves no primário  $S_{1_1}$  e  $S_{1_2}$ , as quais são acionadas pelo mesmo sinal de comando PWM (*Pulse Width Modulation*)  $f_s$ . Este sinal indica o tempo em que a chave estará ligada, definindo pela razão cíclica  $D$ .

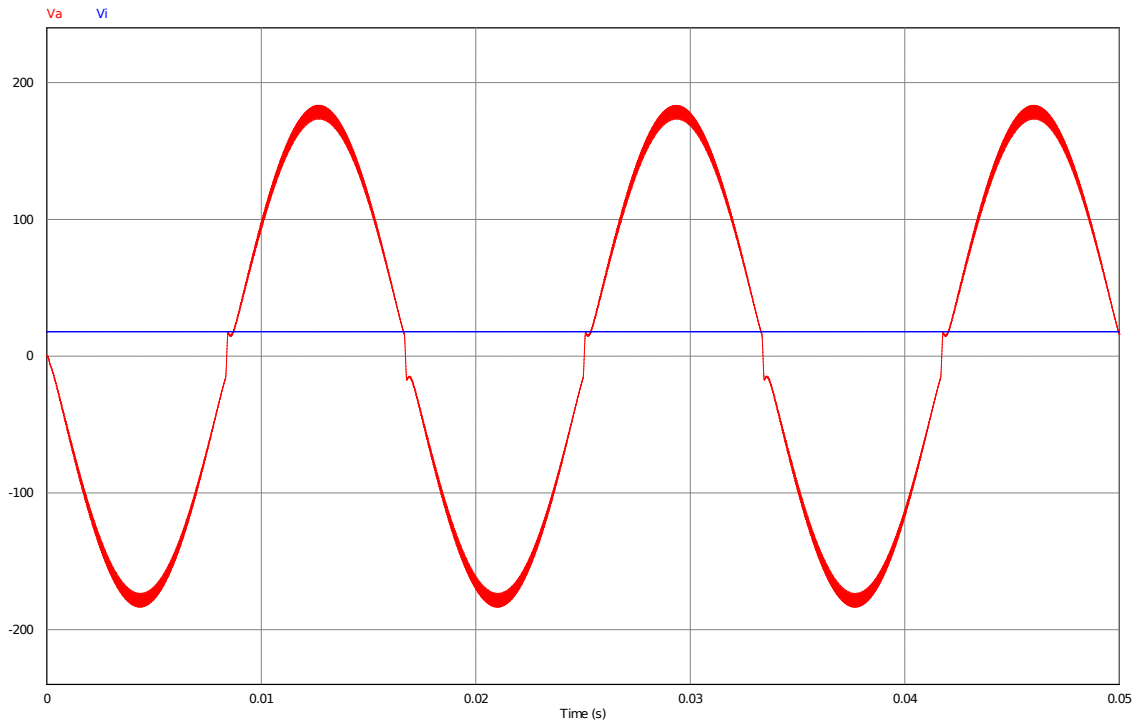
Figura 13 – Simulação Inversor *Flyback Interleaved*



Fonte: Autor (2021).

Utilizando os valores calculados acima, na simulação, foi-se capaz de verificar a funcionalidade do circuito. Obtendo a tensão de saída desejada pela fonte inversora, vista na Figura 14. Esta simulação foi realizada com o valor total da carga e com uma fonte CC de 18 V, simulando a geração de energia do painel fotovoltaico. A tensão de saída é identificada na cor vermelha e a de entrada em azul.

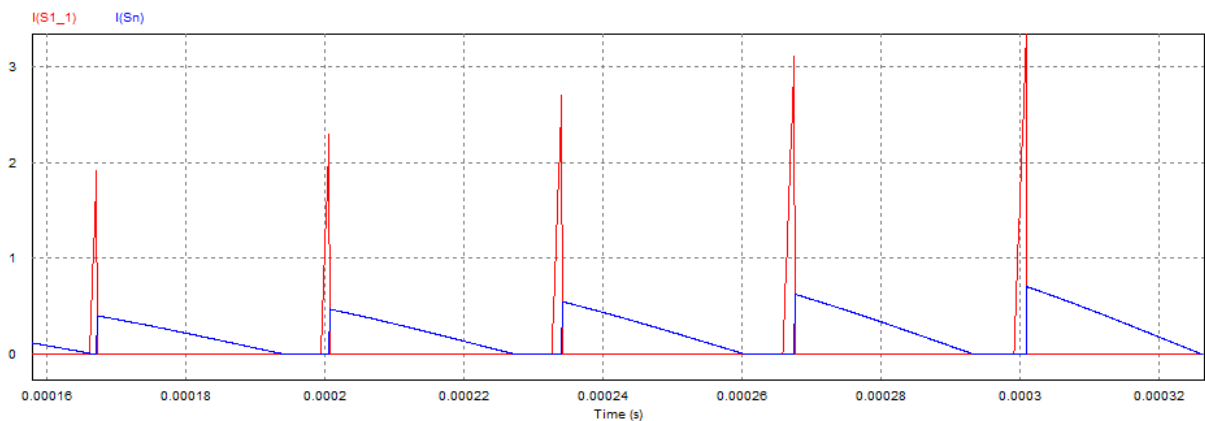
Figura 14 – Tensão de Saída Simulada



Fonte: Autor (2021).

Outro ponto relevante a ser observado em destaque é a corrente do circuito. Na Figura 15, é possível observar a característica de condução descontínua definida na fase de projeto. Em vermelho temos a corrente em uma das chaves do primário  $S_{1_1}$ , e em azul a corrente na chave correspondente ao ciclo negativo tensão na carga  $S_n$ .

Figura 15 – Corrente nas chaves de entrada e saída do circuito



Fonte: Autor (2021).

Com os valores obtidos pela simulação do circuito, é possível calcular e comparar os esforços nos semicondutores na entrada e na saída.

### 3.1 ESFORÇOS NO CIRCUITO SIMULADO

Os esforços no circuito são os valores de corrente e tensão em que os semicondutores estão submetidos em operação. O conhecimento destes valores é de suma importância na etapa de seleção dos componentes, pois cada um deles contém em suas especificações de projeto, seus limites máximos de operação.

Partindo da simulação podemos avaliar inicialmente o circuito do primário. Este conta com duas chaves  $S_{11}$  e  $S_{12}$ , ambas submetidas ao mesmo nível de tensão, sendo a soma da tensão de entrada com a tensão refletida do secundário. Por consistir em um circuito espelhado, os esforços de corrente também são os mesmos nas duas.

Baseado nas equações descritas em Macedo (2017, p.65), os valores calculados para tensão e corrente nas chaves do primário são:

$$V_{pri_p} = V_i + \frac{V_{ap}}{\alpha} = 35,96 \text{ V} \quad (20)$$

$$I_{pri_p} = \frac{V_i \cdot D_{max}}{L_m \cdot f_s} = 31,11 \text{ A} \quad (21)$$

$$I_{pri_{rms}} = \frac{V_i}{L_m \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot D_{max}^3}{9 \cdot \pi}} = 8,27 \text{ A}_{rms} \quad (22)$$

$$I_{pri_{med}} = \frac{V_i \cdot D_{max}^2}{4 \cdot L_m \cdot f_s} = 3,89 \text{ A} \quad (23)$$

Os valores obtidos para estas grandezas na simulação, são apresentados na tabela a seguir, bem como o desvio em relação aos valores teóricos.

Tabela 2 – Esforços simulados do primário

	Valor Simulado	Desvio
$V_{pri_p}$	36,34 V	1,06 %
$I_{pri_p}$	31,09 A	0,06%
$I_{pri_{rms}}$	8,28 $A_{rms}$	0,12 %
$I_{pri_{med}}$	3,89 A	0,01 %

Fonte: Autor (2021).

Para o secundário, temos as chaves  $S_n$  e  $S_p$  correspondentes a condução nos ciclos negativos e positivos, além dos diodos  $D_{n1,2}$  e  $D_{p1,2}$ . Por terem o mesmo tempo de condução, os esforços sobre os semicondutores são os mesmos. Vale observar que nos esforços de corrente para as chaves, temos o coeficiente 2 multiplicando as equações, em decorrência da técnica de *interleaved*, utilizada no primário. Para os diodos não é necessário este coeficiente.

Como nas equações vistas em Macedo (2017, p.67), os valores calculado para tensão e corrente no circuito do secundário, observando as chaves, são:

$$V_{sec_p} = V_i \cdot \alpha + V_{ap} = 359,60 \text{ V} \quad (24)$$

$$I_{sec_p} = \frac{I_{S1p}}{\alpha} \cdot 2 = 6,22 \text{ A} \quad (25)$$

$$I_{sec_{rms}} = \frac{V_i}{L_m \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{n \cdot D_{max}^3}{12 \cdot \alpha}} \cdot 2 = 1,27 \text{ A}_{rms} \quad (26)$$

$$I_{sec_{med}} = \frac{V_i \cdot D_{rms}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_m \cdot \alpha} \cdot 2 = 0,49 \text{ A} \quad (27)$$

A seguir a tabela com os valores simulados e seu desvio em relação aos valores teóricos.

Tabela 3 – Esforços simulados do secundário

	Valor Simulado	Desvio
$V_{sec_p}$	366,88 V	2,02 %
$I_{sec_p}$	6,23 A	0,16 %
$I_{sec_{rms}}$	1,28 A <sub>rms</sub>	0,79 %
$I_{sec_{med}}$	0,50 A	2,04 %

Fonte: Autor (2021).

Com os valores dos esforços calculados e simulados, é o momento de partir para o dimensionamento dos componentes do circuito. A seguir será descrito o procedimento para a escolha das chaves de potência e diodos, o dimensionamento para o núcleo do trafo, bem como o número de espiras recomendado para os esforços encontrados.

### 3.2 SELEÇÃO DOS SEMICONDUTORES

Com o objetivo de obter um inversor de baixo custo, a escolha dos componentes para o circuito levaram os seguintes fatores em consideração, parâmetros de operação iguais ou maiores do que os esforços calculados para o circuito, e o valor dos componentes no mercado.

Partindo das premissas acima, para as chaves do primário foi selecionado o transistor MOSFET IRF540, produzido por Vishay (2011), já as do secundário o transistor MOSFET IRFP460, também da Vishay (2008), modelos conhecidos no mercado e acessíveis para compra. Para os diodos do circuito secundário o escolhido é o modelo MUR460, fabricados pela ONSemiconductors (2013). Nas tabelas 4 e 5 estão listados os principais valores relacionados a projeto.

Tabela 4 – Valores máximos de operação do diodo selecionado

	MUR460
Tensão de Bloqueio DC ( $V_R$ )	600 V
Corrente Média ( $I_F$ ) com $T_A = 40^\circ\text{C}$	4 A
Corrente de Pico ( $I_{FSM}$ )	450 A
Tensão de Queda Direta ( $V_F$ ) com $T_j = 25^\circ\text{C}$ e $I_F = 3 \text{ A}$	1,25 V

Fonte: Autor (2021).

Tabela 5 – Valores máximos de operação das chaves selecionadas

	IRF540	IRFP460
Tensão Dreno-Source ( $V_{DS}$ )	100 V	500 V
Corrente de Dreno ( $I_D$ ) com $T_C = 25^\circ\text{C}$	28 A	20 A
Corrente de Dreno Pulsada ( $I_{DM}$ )	110 A	80 A
Resistência Dreno-Source ( $R_{DS(on)}$ )	0,077 $\Omega$	0,27 $\Omega$
Tempo de Subida ( $t_r$ )	44 ns	59 ns
Tempo de Descida ( $t_f$ )	43 ns	58 ns
Delay ao Ligar ( $t_{don}$ )	11 ns	18 ns
Delay ao Desligar ( $t_{doff}$ )	53 ns	110 ns

Fonte: Autor (2021).

Com os componentes selecionados, agora é possível realizar os cálculos de perda nos semicondutores e da eficiência do circuito. Bem como realizar o dimensionamento térmico, para auxiliar na escolha dos dissipadores a serem empregues.

### 3.3 PERDAS, EFICIÊNCIA E DIMENSIONAMENTO TÉRMICO

Podemos classificar as perdas nos semicondutores em duas, as perdas por comutação, presente apenas nas chaves, e as perdas por condução que além das chaves, está presente também nos diodos.

O cálculo das perdas por condução é construído a partir da potência consumida pela resistência interna destes componentes. Já a de comutação leva em consideração a frequência de chaveamento, bem como os tempo de transição de estado do MOSFET e o seu diodo de recuperação interno (BARBI, 2001).

Para as chaves temos:

$$P_{cond}^S = D_{max} \cdot R_{DS} \cdot I_{rms}^2 \quad (28)$$

$$P_{com}^S = \frac{(t_f + t_r + t_{d(on)} + t_{d(off)}) \cdot I_{rms} \cdot V_p \cdot f}{2} \quad (29)$$

Já a perda no diodo é descrita por:

$$P_{cond}^D = V_F \cdot I_{rms} \cdot D_{max} \quad (30)$$

Utilizando os valores descritos nas tabelas 4 e 5, e os valores de esforços sobre os componentes, vistos na seção anterior, é possível calcular a potência dissipada em cada componente. Essas informações estão descritas na Tabela 6.

Note que a maior parte das perdas está nas chaves do primário, já que é a área de alta frequência e corrente do circuito.

Para o cálculo da eficiência, levando em conta a potência dissipada pelo total de semicondutores presentes, sendo dois MOSFET's IRF540 no primário, outro dois MOSFET's IRFP460 no secundário e quatro diodos MUR460.



Tabela 6 – Perdas nos semicondutores

	Perdas por Comutação	Perdas por Condução
IRF540	2,69 W	2,63 W
IRFP460	3,35 mW	217,74 mW
MUR420	-	396,87 mW

Fonte: Autor (2021).

Considerando a potência consumida como a soma das perdas de comutação e condução de cada componente, a perda total do circuito é:

$$P_t = 2 \cdot P_{IRF540} + 2 \cdot P_{IRFP460} + 4 \cdot P_{MUR460} = 12,67 \text{ W} \quad (31)$$

A partir daí, podemos calcular a eficiência total do inversor *flyback*, representada pela letra  $\eta$ , onde  $P_i$  é a potência de entrada e  $P_t$  é o somatório das perdas nos semicondutores.

$$\eta = 1 - \frac{P_t}{P_i} = 91,55 \% \quad (32)$$

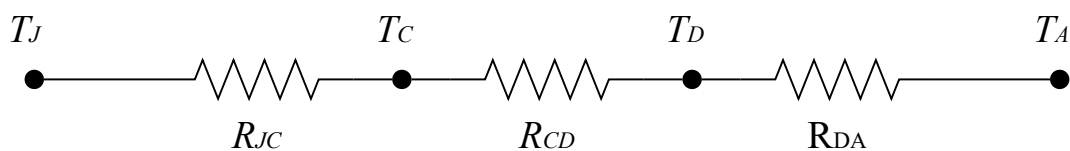
### 3.3.1 Cálculo Térmico

Com o valor de potência consumida pelos semicondutores, é visto a necessidade de realizar o dimensionamento térmico. Com atenção especial as chaves do primário, necessitando dissipar 5,32 W cada.

Como visto em Barbi (2001, p. 159), o cálculo térmico é feito visando garantir que a temperatura de junção do componente permaneça dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante. Tal ação é importante para garantir o funcionamento adequado do componente, dentro da vida útil estabelecida em seu projeto.

O cálculo para definir o dissipador a ser escolhido é baseado na representação do circuito térmico como um circuito elétrico. Na Figura 16, é possível visualizar as temperaturas sendo análogas à tensão, e as resistências térmicas à resistências elétricas.

Figura 16 – Circuito Térmico



Fonte: Autor (2021).

Onde  $T_J$  representa a temperatura de junção,  $T_C$  a temperatura do encapsulamento,  $T_D$  a temperatura do dissipador e  $T_A$  a temperatura ambiente, todas com valores em °C. As resistências representam a interface entre os locais das temperaturas citada acima, com valores dados em °C/W (BARBI, 2001).

Como a intenção é a adição do dissipador ao sistema, a fim de reduzir a resistência térmica do *case* ao ambiente, de modo que mantenha o componente em funcionamento estável dentro dos limites definidos. Sendo  $P$  a potência consumida pela chave, podemos escrever o circuito acima como:

$$T_J - T_A = P \cdot (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) \quad (33)$$

$$R_{DA} = \frac{T_J - T_A}{P} - R_{JC} - R_{CD} \quad (34)$$

Com as informações extraídas do *datasheet* de cada MOSFET, pode-se calcular o valor da resistência térmica necessária para cada dissipador, estes descritos na Tabela 7. Considerando um cenário extremo de operação, os valores para a temperatura de junção foram considerados os máximos, e para a de ambiente um valor típico utilizado em projetos desta linha, com uma margem relevante. Já para a resistência entre o encapsulamento e dissipador, foi utilizado o valor para a fita de mica, material utilizado no projeto.

Tabela 7 – Parâmetros térmicos com  $R_{DA}$  calculada

	IRF540	IRFP460
Perdas Totais ( $P$ )	5,32 W	0,22 W
Resistência Junção - Cápsula ( $R_{JC}$ )	1,0 °C/W	0,45 °C/W
Resistência Cápsula - Dissipador ( $R_{CD}$ )	0,35 °C/W	0,35 °C/W
Temperatura de Junção ( $T_J$ )	175 °C	150 °C
Temperatura Ambiente ( $T_A$ )	80 °C	80 °C
Resistência Dissipador - Ambiente ( $R_{DA}$ )	17,50 °C/W	317,38 °C/W

Fonte: Autor (2021).

Como a  $R_{JA}$  do componente IRQP460 é 40 °C/W, as chaves do secundário não necessitarão de um dissipador próprio, já que a própria Junção-Ambiente terá condutividade térmica o suficiente para dissipar a potência consumida pelo componente.

### 3.4 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

Para construção do trafo, como visto em Barbi (2001, p. 75), definimos inicialmente os requisitos para o transformador, vistos na Tabela 8. Em seguida, levando em conta fatores como a área de ocupação das bobinas e do entreferro, é possível relacionar os valores encontrados com modelos de trafo tabelados.

Neste projeto consultaremos os modelos disponibilizados pela THORNTON Eletrônica Ltda., empresa consagrada no mercado brasileiro na fabricação de núcleos de ferrite. Na seleção dos fios a serem utilizados para a bobina do primário selecionou-se o fio de cobre, já para o secundário, como temos um baixo nível de corrente, escolheu-se o fio de alumínio. Outro ponto relevante na escolha dos fios foi a disponibilidade dos mesmos no laboratório.

Tabela 8 – Parâmetros de projeto do transformador

Varição de Densidade do Fluxo Eletromagnético ( $\Delta B$ )	0,3 T
Densidade de Corrente do Cobre ( $J_{Cu}$ )	400 A/cm <sup>2</sup>
Densidade de Corrente do Alumínio ( $J_{Al}$ )	200 A/cm <sup>2</sup>
Fator de Utilização da Área do Enrolamento ( $k_p$ )	0,5
Fator de Utilização do Primário ( $k_w$ )	0,4

Fonte: Autor (2021).

Partindo da equação, vista em Barbi (2001), que descreve o mínimo produto das áreas da secção transversal do núcleo  $A_e$  e a área janela do núcleo  $A_w$ , temos que:

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,1 \cdot P_a \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J_{med} \cdot f_s \cdot \Delta B} \quad (cm^4) \quad (35)$$

Onde aplicando os valores conhecidos, é obtido:

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,1 \cdot 140 \cdot 10^4}{0,4 \cdot 0,5 \cdot (400 + 200)/2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 0,3} = 2,85 \text{ cm}^4 \quad (36)$$

Consultando a tabela de componentes disponibilizada por Barbi (2001, p.329), o modelo que atende o requisito do valor calculado é o NEE-42/21/20 da Thortorn (2020), que conta com as características vistas na Tabela 9.

Tabela 9 – Propriedades do núcleo de ferrite NEE-42/21/20

Área Efetiva ( $A_e$ )	2,40 cm <sup>2</sup>
Área da Janela ( $A_w$ )	1,57 cm <sup>2</sup>
Fator de indutância ( $A_l$ )	5500 nH
Produto das Áreas	3,77 cm <sup>4</sup>

Fonte: Autor (2021).

Para a escolha das espessuras dos fios a serem utilizados, foi utilizada a equação 37 que relaciona a área da secção reta do fio  $S$ , com a corrente eficaz  $I_{rms}$  e a densidade de corrente do fio  $J$ .

$$S = \frac{I_{rms}}{J} \quad (37)$$

$$S_{pri} = \frac{8,28}{400} = 2,07 \text{ mm}^2 \quad (38)$$

$$S_{sec} = \frac{1,28}{200} = 0,64 \text{ mm}^2 \quad (39)$$

Outro fator importante a ser definido é o valor do entreferro  $\delta$ , já que é o responsável por acumular a energia magnética do circuito. Sua definição, vista em Barbi (2001, p.82), é dada pela equação a seguir:

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot \Delta W}{B^2 \cdot A_e} \quad (40)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do ar, que é igual a  $4\pi \cdot 10^{-7}$ ,  $\Delta W$  é a energia acumulada no entreferro, obtido por:

$$\Delta W = \frac{P_a}{\eta \cdot f_s} = \frac{140}{91,55 \cdot 10^{-2} \cdot 30 \cdot 10^3} = 5,10 \cdot 10^{-3} \text{ J} \quad (41)$$

Conhecendo estes valores, podemos definir o valor do entreferro por:

$$\delta = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,10 \cdot 10^{-3}}{0,3^2 \cdot 2,4 \cdot 10^{-4}} = 0,59 \text{ mm} \quad (42)$$

Sendo sua largura:

$$lg = \frac{\delta}{2} = 0,29 \text{ mm} \quad (43)$$

Por fim, iremos definir o número de espiras mínimas recomendadas para a correta operação do transformador, como visto em Barbi (2001, p. 86). Iniciando pelo número de espiras do enrolamento do primário, temos:

$$\begin{aligned} N_{pri} &= \frac{\Delta B \cdot 10^4 \cdot \delta \cdot 10^2}{0,4 \cdot \pi \cdot I_p} \\ &= \frac{0,3 \cdot 10^4 \cdot 0,59 \cdot 10^{-1}}{0,4 \cdot \pi \cdot 31,09} = 4,53 \Rightarrow 4 \text{ espiras} \end{aligned} \quad (44)$$

Já para o secundário, temos:

$$\begin{aligned} N_{sec} &= N_{pri} \cdot \frac{(V_{secp} + V_F)}{V_{pri_p}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} \\ &= 4 \cdot \frac{(179,60 + 1,25)}{18} \cdot \frac{1 - 0,5}{0,5} = 40,18 \Rightarrow 40 \text{ espiras} \end{aligned} \quad (45)$$

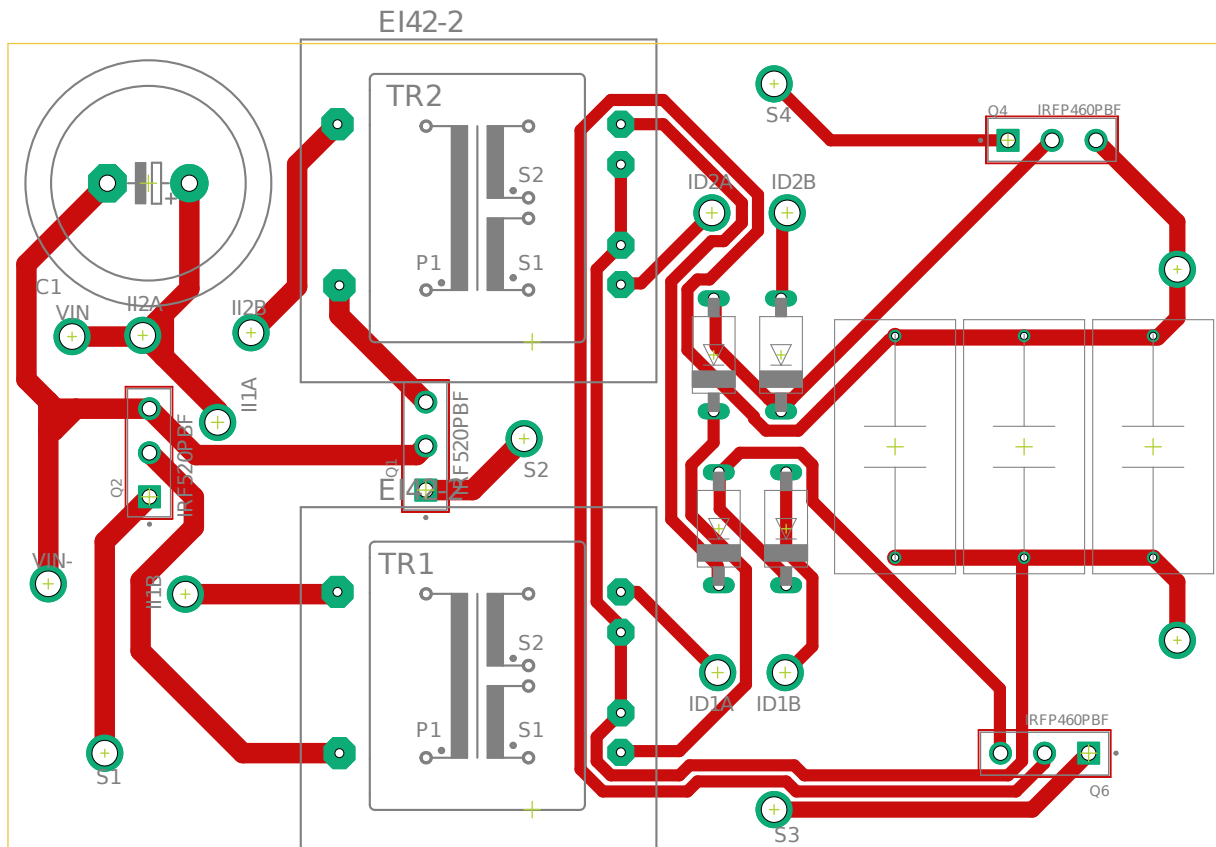
Com os parâmetros do transformador definidos é hora de seguir com o *desing* da placa de circuito impresso, a qual posteriormente será utilizada para os testes em laboratório.

### 3.5 PROTOTIPAGEM EM PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Após a seleção dos componentes, dissipadores e dimensionamento do núcleo do transformador. Todas as informações necessárias para a prototipagem da placa de circuito impresso (PCB) estão definidas.

A projeto da PCB aqui apresentado, foi feito pela turma de Projeto Integrador II do semestre 2019/2, do curso de Engenharia Mecatrônica da UFSC Joinville, como parte do desenvolvimento de uma atividade avaliativa da disciplina, a qual o autor deste trabalho fez parte.

Para a criação do *layout* da placa, foi utilizado o software EAGLE, disponibilizado em versão gratuita pela Autodesk ®. A disposição dos componentes foi feita baseada em técnicas básicas de projeto, como espessura das trilhas compatíveis a corrente que irá circular por elas, e a separação das trilhas de alta e baixa corrente, visando minimizar efeitos de interferências eletromagnéticas.

Figura 17 – Modelo do *Layout* da PCB

Fonte: Autor (2021).

O capacitor de entrada  $C_1$ , foi previsto para ser adicionado como um filtro, com função de evitar harmônicas de alta frequência que possam parasitar o circuito. Os *pad's* foram dispostos de forma que facilitem a conexão com os componentes externos e a medição das grandezas presentes.

Por se tratar de um protótipo de laboratório de baixo custo, o material selecionado para confecção da placa, foi o fenolite. Pode ser encontrado comercialmente em diferentes modelos e tamanhos. Fácil de ser manipulado com ferramentas simples, também já conta com uma ou mais camadas de cobre. Neste projeto foi selecionada a versão com uma face e de tamanho 10x15 cm. Para confecção do circuito aplicou-se a técnica de impressão por transferência térmica.

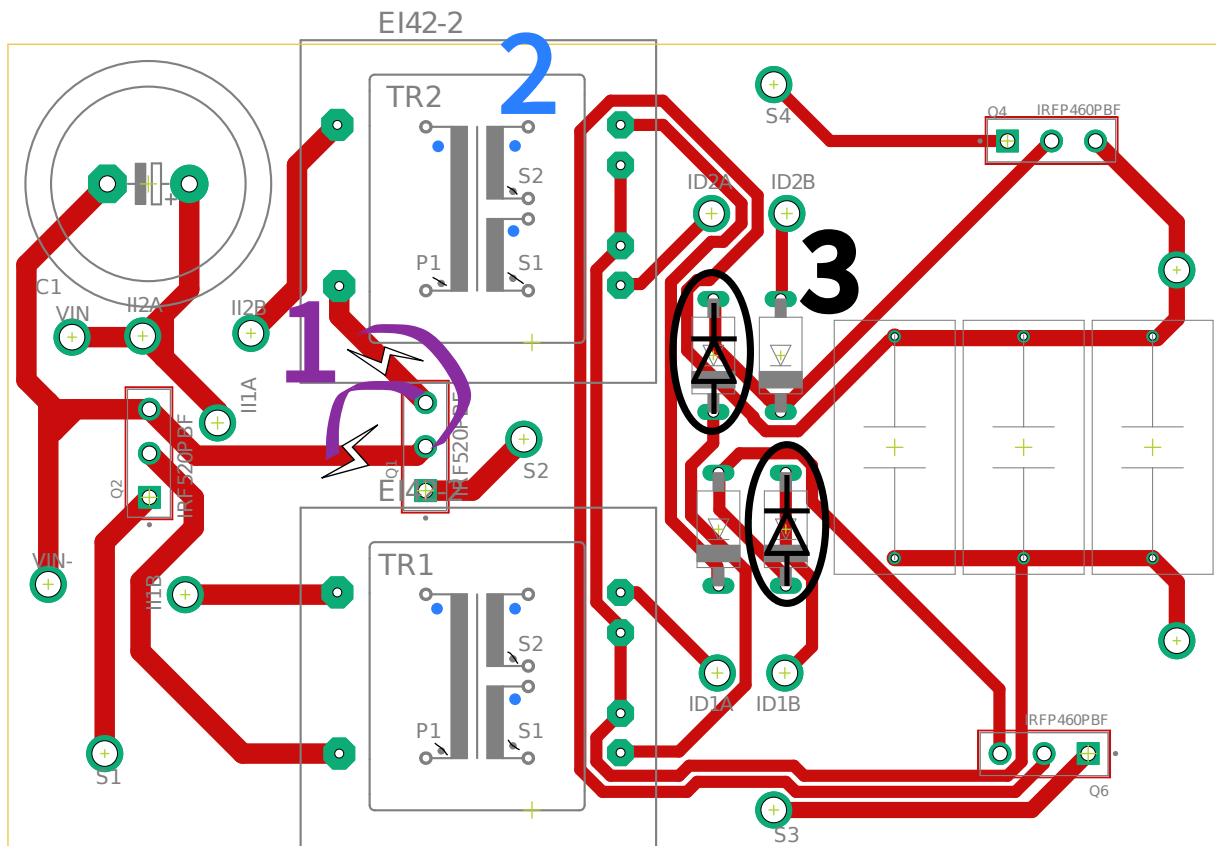
### 3.5.1 Correções PCB

Nos testes iniciais com a placa, que serão explorados no capítulo a seguir, foram observados alguns erros de roteamento na PCB. O que resulta em alterações a serem feitas para o correto funcionamento da placa. São elas:

1. No MOSFET do primário Q1, a ligação dos pinos 2 (Dreno) e 3 (*Source*) estão invertidas.
2. A serigrafia dos trafos TR1 e TR2, está com indicação de polaridade invertida em todas as bobinas.

3. Os diodos ID2A e ID1B estão dispostos em sua serigrafia no sentido inverso ao que dever ser conectado.

Figura 18 – Correções no *Layout* da PCB



Fonte: Autor (2021).

Outro cuidado a se destacar na montagem da placa, é a solda do MOSFET Q6. Isto devido à trilha entre os pinos 2 (Dreno) e 3 (*Source*), a qual pode facilmente surgir um curto no processo de solda.

### 3.6 CIRCUITO DE ACIONAMENTO DAS CHAVES

Para o acionamento das chaves optou-se pela utilização da placa de desenvolvimento Arduino® Mega 2560. A escolha foi baseada na disponibilidade do recurso e sua facilidade na programação, já que a família Arduino® conta com uma IDE própria e uma gama diversificada de bibliotecas em seu acervo. Maiores informações sobre as ferramentas da empresa, podem ser consultadas no site da Arduino®.

O Arduino® Mega 2560 conta com 12 pinos para o uso de PWM. Por padrão a frequência destes pinos são de 490 Hz ou 980 Hz. Porém é possível alterar a frequência destes pinos, através do divisor do *timer* que gerencia cada um deles. Para este projeto utilizamos o pino 3, gerenciado pelo *timer* 3, configurado para gerar a frequência de 31 kHz. Este valor é o mais próximo possível de ser gerado pela placa dos 30 kHz definidos para o projeto.

O código desenvolvido para a aplicação pode ser visto no Apêndice A. Duas bibliotecas

externas foram utilizadas em seu desenvolvimento. A *everytime.h* que conta com funções que auxiliam na temporização das execuções do código. Neste caso, como trata-se de um PWM modulado por um seno de baixa frequência, utilizou-se uma das funções da biblioteca, para criar uma base de tempo.

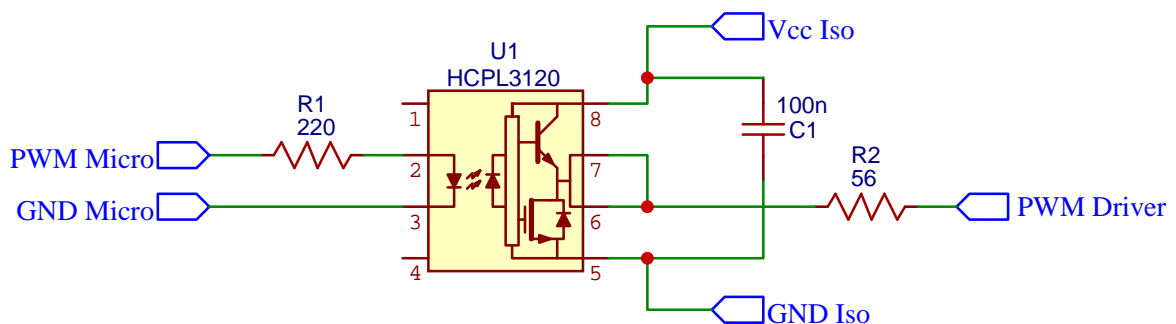
Como tem-se uma frequência de chaveamento relativamente alta, o valor da razão cíclica necessita ser ajustado em uma base de tempo pequena, para que não ocorra um efeito de "escada" na onda gerada. Selecionou-se uma base de tempo de  $200 \mu\text{s}$ , ou seja a cada 6 amostras do PWM o valor da razão cíclica será ajustado de acordo com o seno da frequência de saída.

Pela base de tempo pequena optou-se por utilizar uma biblioteca que calcula os valores de seno e cosseno pelo método numérico de ponto fixo, a *cos\_fix.h*. Desenvolvido por Bonet (2020), as funções trigonométricas por este método resultam em uma precisão de  $9,53 \cdot 10^{-5}$ , menor do que as contidas na biblioteca padrão do C, de  $2,98 \cdot 10^{-8}$ .

Porém analisando a velocidade de retorno das funções, a **cos\_fix()** executa em  $6,77 \mu\text{s}$ , enquanto a função **cos()** padrão contida em *math.h*, retorna o valor em  $107,5 \mu\text{s}$ . Obtendo uma melhora na resposta em aproximadamente 15 vezes.

O modelo de *gate driver* selecionado foi o HCPL-3120 da Avago (2019). Este conta com um opto-acoplador interno, utilizado para isolamento do sinal de comando vindo do microcontrolador. A escolha deste componente levou em consideração atendimento aos parâmetros requeridos pelos MOSFET'S utilizados, bem como a disponibilidade do componente no laboratório.

Figura 19 – Circuito *Gate Driver*



Fonte: Autor (2021).

Foram montados 3 circuitos como o visto na Figura 19. Um para as chaves do primário, já que elas utilizam do mesmo sinal de comando. Os outros para as chaves do secundário. Fontes isoladas de 15 V para cada um deles, conectadas a **Vcc iso** e **GND iso**. Na entrada de **PWM Micro** e **GND Micro**, as portas digitais de 5V do Arduino© Mega e a referência GND. Por fim em **PWM Driver** o *gate* de cada MOSFET.

## 4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

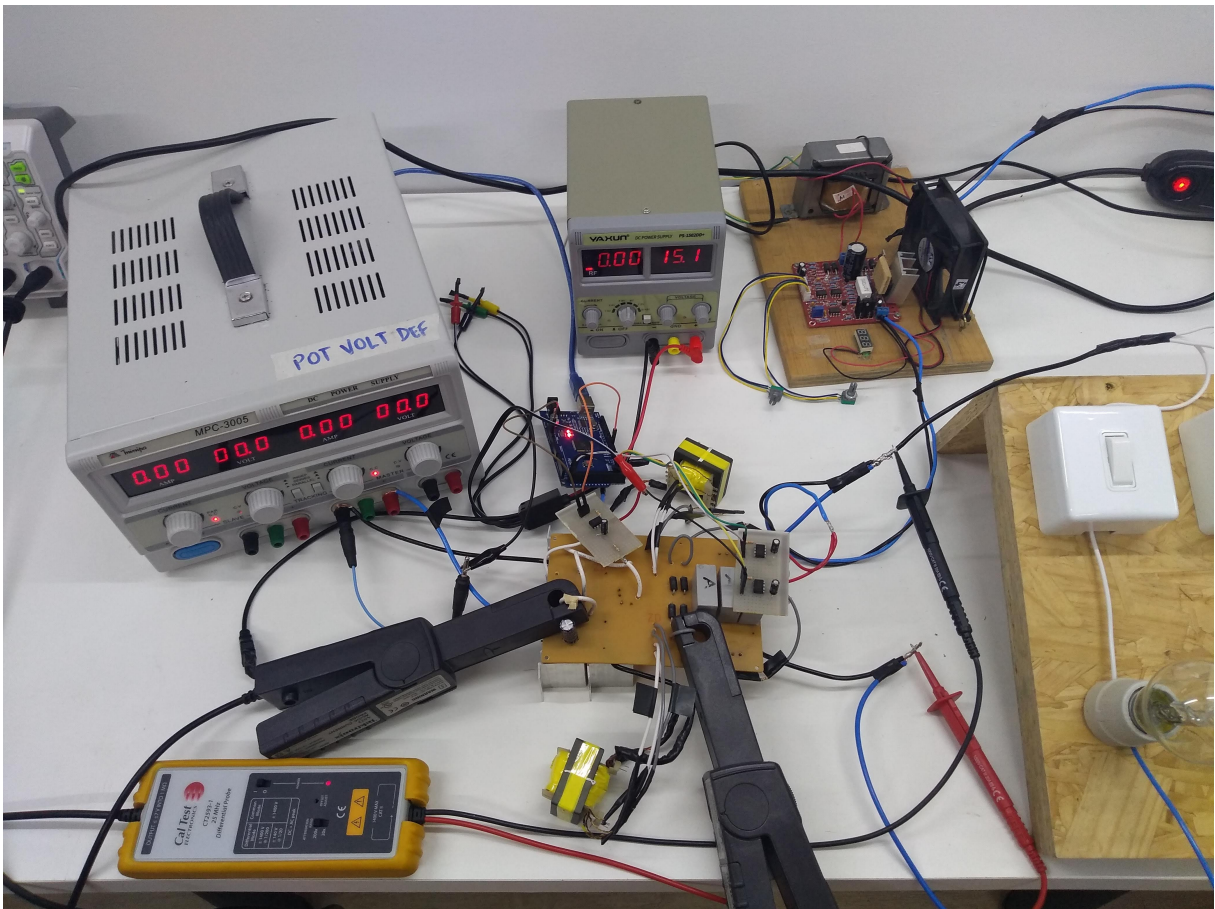
Após realizar a validação do dimensionamento dos componentes de potência e a conferência da PCB, realizando as devidas correções citadas anteriormente, iniciou-se os testes em bancada. Os resultados obtidos serão descritos a seguir.

### 4.1 SETUP DE TESTES

Para os testes em bancada a carga utilizada foram três lâmpadas de 25 W em paralelo, totalizando 75 W de carga. Esta ainda contando com interruptores o que permitia variar a carga nos testes.

Foram necessários quatro canais de fontes isoladas entre si, um canal de 15 V para alimentar o *gate driver* do primário, outros dois de 15 V para os do secundário. Por fim um canal dedicado de 18V para a entrada do microinversor, simulando a geração de energia vinda do painel fotovoltaico. O circuito de testes final pode ser visto no Apêndice B.

Figura 20 – Montagem do teste em bancada



Fonte: Autor (2021).



Para captura dos dados utilizou-se de um osciloscópio, com duas ponteiros de corrente, uma conectada ao circuito do primário e uma na carga. Outras duas ponteiros de tensão isoladas foram usadas para capturar a tensão sobre a bobina do primário e a tensão de saída.

A medida de tensão na entrada foi importante para considerar o real valor aplicado a bobina, pois devido a sua característica indutiva, a fonte de alimentação estava ativando a proteção de curto, ao ligar o circuito. Para mitigar este problema, optou-se por colocar um resistor NTC em série a entrada, servindo para absorver a maior parte da corrente inicial, e em regime tendo uma resistência baixa.

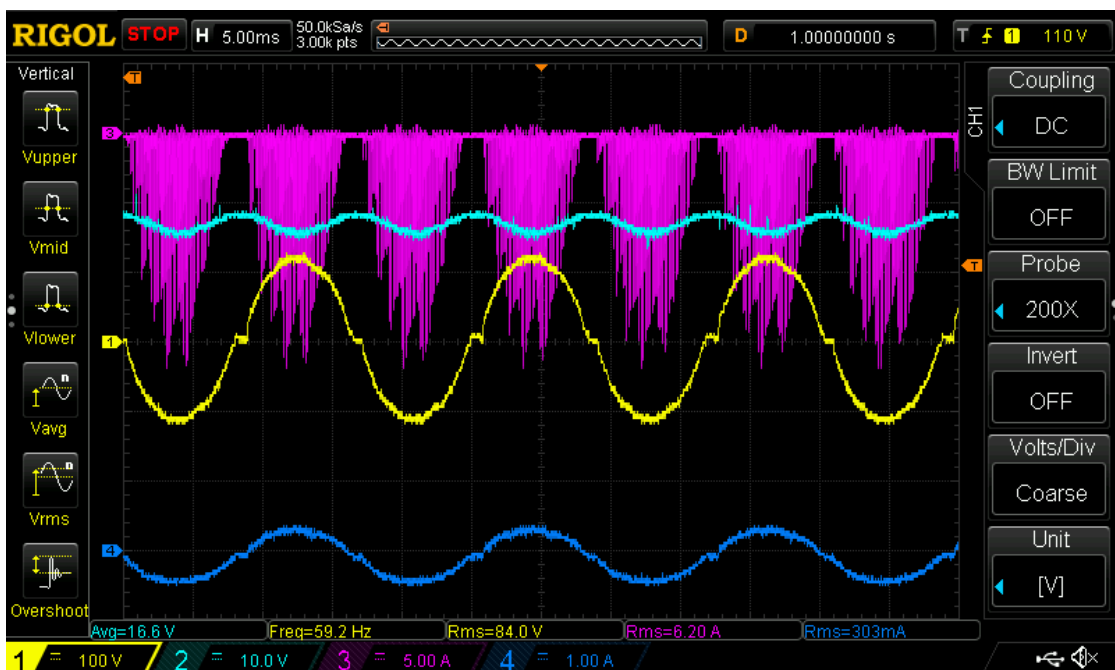
Outro problema observado nos teste, foi uma falha em um dos trafos. Para não correr riscos de danificar toda a placa, optou-se por realizar testes com apenas um deles e com a carga reduzida na saída. Há algumas possibilidades para que este trafo tenha apresentado irregularidades em seu funcionamento, já que ele foi bobinado a mão pelo autor. Porém optou-se por seguir para a etapa de aquisições de dados, do que permanecer explorando esta questão.

## 4.2 RESULTADOS OBTIDOS

Com a fonte de alimentação da entrada ajustada para um limite de tensão de 18 V, os testes foram realizados com a variação de carga de uma, duas e três lâmpadas conectadas, as correntes registradas na fonte registrados foram de 1,86 A, 1,88 A e 2.40 A, respectivamente.

Na Figura 21, observa-se os valores para uma lâmpada como carga. A tensão na bobina do primário em azul claro, a tensão aplicada a carga em amarelo, a corrente no circuito do primário em rosa e a corrente na carga em azul escuro .

Figura 21 – Dados capturados com uma lâmpada como carga



Fonte: Autor (2021).

Pode-se observar ainda na Figura 21, valores das respectivas entradas. Temos a tensão média no circuito do primário, a frequência da onda gerada e o valor de tensão RMS na saída, o valor RMS da corrente no primário e da corrente na saída. Sabendo que a tensão média aplicada a entrada e a corrente fornecida pela fonte CC na entrada, e os valores RMS da tensão e corrente de saída, pode-se calcular a eficiência do conversor para este cenário.

Tabela 10 – Eficiência do inversor - Teste com uma lâmpada

Potência de Entrada ( $P_i$ )	30,87 W
Potência de Saída ( $P_a$ )	25,45 W
Eficiência ( $\eta$ )	82,44 %

Fonte: Autor (2021).

Prosseguindo com os testes, visualiza-se na Figura 22, os valores capturados para a carga com duas lâmpadas. Observe que pela característica não linear na resistência das lâmpadas, a potência de saída não dobrou, como o esperado, mas é visível uma maior demanda de corrente.

Figura 22 – Dados capturados com duas lâmpadas como carga



Fonte: Autor (2021).

Para este cenário, podemos ver na tabela a seguir os valores das potências e a eficiência.

Tabela 11 – Eficiência do inversor - Teste com duas lâmpadas

Potência de Entrada ( $P_i$ )	30,88 W
Potência de Saída ( $P_a$ )	23,89 W
Eficiência ( $\eta$ )	77,36 %

Fonte: Autor (2021).

O último teste com o número máximo de lâmpadas disponíveis, pode-se observar os valores obtidos na Figura 23. Destaca-se a maior demanda de corrente, porém ainda não vemos uma multiplicação linear na potência de saída. Este efeito pode ser explicado, no fato de que a resistência das lâmpadas varia com sua temperatura e pelo valor máximo de tensão para as quais elas foram projetadas.

Figura 23 – Dados capturados com três lâmpadas como carga



Fonte: Autor (2021).

Como intuito de obter uma eficiência média do inversor nestes pontos, temos a seguir os valores de potência e eficiência para este cenário.

Tabela 12 – Eficiência do inversor - Teste com três lâmpadas

Potência de Entrada ( $P_i$ )	39,60 W
Potência de Saída ( $P_a$ )	29,24 W
Eficiência ( $\eta$ )	73,83 %

Fonte: Autor (2021).

Tendo como eficiência média do inversor, baseado nos três cenários testados, temos o valor médio de  $\eta_{med} = 77,87 \%$ .

#### 4.2.1 Análise dos Sinais

Explorando um pouco mais dos resultados obtidos, pode-se avaliar os sinais obtidos e se eles estão dentro do comportamento esperado, visto em simulação.

Inicialmente podemos ressaltar o comportamento da corrente da indutância magnetizante do transformador, onde pelo projeto espera-se ver um momento em que essa

correte atinga o zero, além de seguir naturalmente o formato de uma senoide. Podemos observar ter essa visualização nas imagens a seguir, onde temos a corrente na bobina do primário em rosa, e a corrente em uma das bobinas do secundário em azul.

Figura 24 – Comportamento da corrente no circuito



(a) Formato da corrente no primário



(b) Correntes nas bobinas do primário e secundário

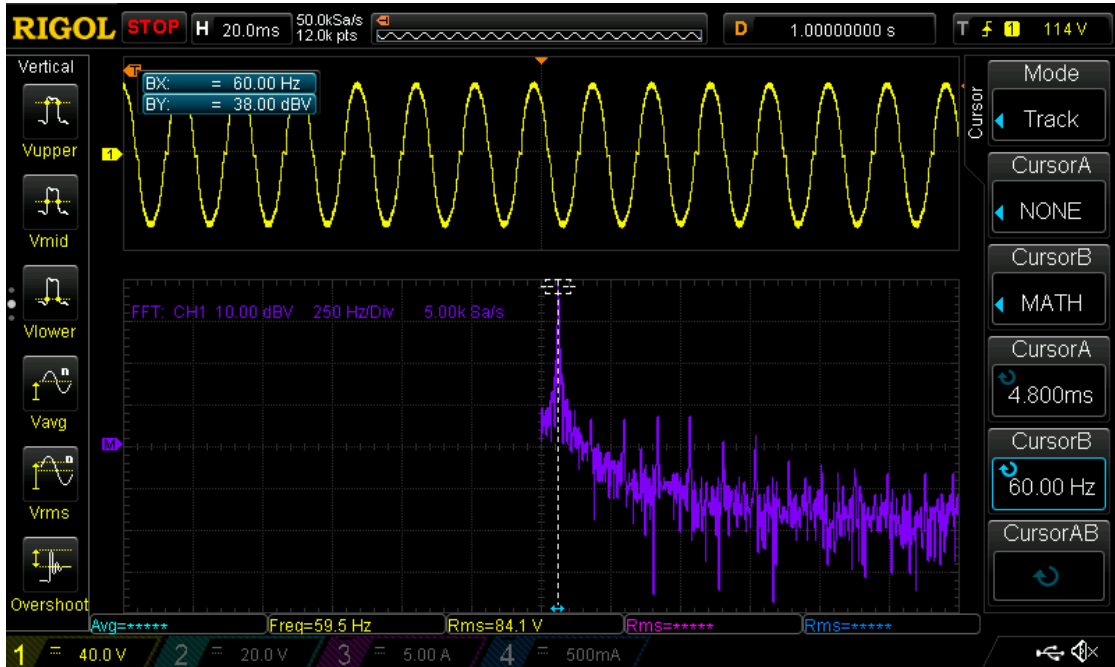
Fonte: Autor (2021).

É possível observar também na Figura 24b, que pela escala de tempo de  $20 \mu\text{s}$ , o tempo entre um pico e outro é de aproximadamente de  $32 \mu\text{s}$ , resultando em uma frequência de 31,25 kHz, aproximadamente o valor setado pela porta PWM do arduino.

Outro sinal interessante de ser avaliado é a tensão de saída na carga. Para isso capturou-se a transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal. Onde é possível visualizar no espectro da

frequência, a intensidade dos sinais que compõem a forma de onda final. Na Figura 25 é possível visualizar a componente fundamental do sinal gerado em 60 Hz, e as harmônicas subsequentes.

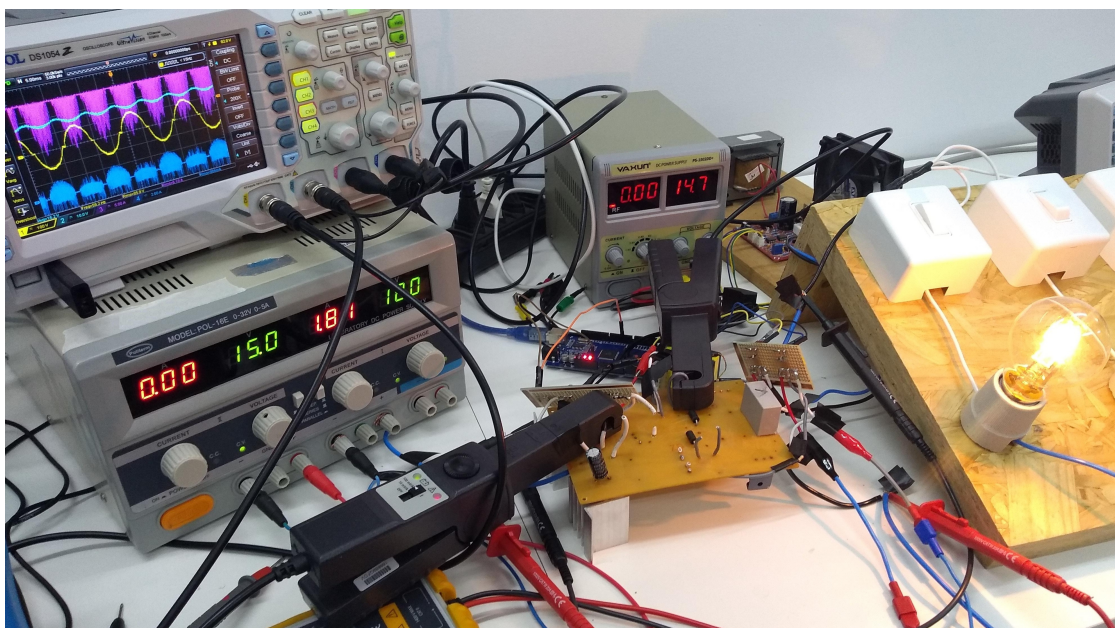
Figura 25 – FFT da tensão de saída



Fonte: Autor (2021).

Vale destacar que nos teste realizados, o valor da razão cíclica máxima foi ajustado para um valor experimental de  $D = 0,26$ . Tal alteração teve de ser feita possivelmente decorrente da redução no valor da carga final.

Figura 26 – Microinversor em funcionamento na bancada



Fonte: Autor (2021).

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho foi proposto com o objetivo de construir um microinversor isolado, que pudesse ser conectado diretamente a rede elétrica. Ao decorrer do trabalho limitou-se a conexão para uma carga CA, já que para conectar o protótipo na rede, necessita-se atender algumas normas técnicas impostas pela empresa concedente.

Inicialmente foi apresentado uma visão geral do cenário de microgeração de energia, com foco em dados sobre a capacidade de geração nacional. Seguindo de informações sobre a estrutura que compõe um sistema fotovoltaico, formado pelo conjunto módulo e inversor, ou como proposto aqui, o microinversor. Além disso, foi explicado o funcionamento de um inversor *flyback*, bem como a sua derivação dos conversores clássicos, demonstrando suas etapas de operação e modos de condução.

Na etapa de projeto e simulação, foram descritos os requisitos para o projeto e os cálculos dos componentes baseados neles. A partir daí foi possível verificar o funcionamento do circuito simulado, bem como avaliar as formas de onda geradas e os esforços nos componentes. Em seguida houve a etapa de seleção dos semicondutores, onde foram escolhidos baseados nas informações obtidas anteriormente. Posteriormente foi descrito o dimensionamento térmico e o do trafo a ser empregado no circuito. Finalmente descreveu-se a etapa de prototipagem da placa do microinversor e do circuito de *gate driver* utilizado.

Os resultados obtidos são demonstrados e discutidos no capítulo final, onde podemos observar a funcionalidade do protótipo em bancada. Foram demonstrados as formas de onda para tensão na entrada e saída do microinversor, e também suas formas corrente. Apesar dos testes terem sido realizados com uma carga menor do que a planejada inicialmente, conseguiu-se retirar aprendizados importantes dos experimentos, e validar a funcionalidade do circuito. Alcançando em partes o objetivo final do trabalho.

- Como oportunidades de trabalhos futuros relacionados pode-se citar:
  - Implementação da lógica de controle em malha fechada;
  - Circuito de malha de captura de fase (PLL), para obter o sincronismo entre a rede e o microinversor;
  - Analisar e projetar um filtro de saída, com intuito de minimizar as distorções harmônicas na corrente de saída, podendo ser este um LC ou outras topologias mais complexas;
  - Criação de um sistema de gerenciamento para um banco de baterias, atuando na interface entre o módulo fotovoltaico e o microinversor, com intuito de estabilizar a tensão de entrada do microinversor.

## REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Atlas de energia elétrica no brasil**. 2. ed. Brasília, 2005. Disponível em: [https://www.aneel.gov.br/documents/656835/14876406/2005\\_AtlasEnergiaEletricaBrasil2ed/](https://www.aneel.gov.br/documents/656835/14876406/2005_AtlasEnergiaEletricaBrasil2ed/). Acesso em: 22 out. 2019.

AVAGO. **Datasheet HCPL-3120**. 2019. Disponível em: <https://docs.broadcom.com/doc/AV02-0161EN>. Acesso em: 30 abril 2021.

BARBI, I. **Eletrônica de potencia: projetos de fontes chaveadas**. Santa Catarina: Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

BONET, E. **Trigonométrie en virgule fixe**. 2020. Disponível em: [https://wiki.logre.eu/index.php/Trigonométrie\\_en\\_virgule\\_fixe](https://wiki.logre.eu/index.php/Trigonométrie_en_virgule_fixe). Acesso em: 29 abril 2021.

BRITO, M. C.; SILVA, J. A. Energia fotovoltaica: conversão de energia solar em electricidade. **O Instalador**, jul. 2006. Disponível em: <http://solar.fc.ul.pt/i1.pdf>. Acesso em: 18 nov. 2019.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. São Paulo: AMGH, 2012.

MACEDO, G. B. N. d. **Microinversor Flyback de estágio único para conexão de módulo fotovoltaico à rede elétrica**. 2017. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.

ONSEMICONDUCTORS. **Switch-Mode Power Rectifiers**. 2013. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mur420-d.pdf>. Acesso em: 30 abril 2021.

SANTANA, L. **Corrente alternada e contínua: qual é a diferença entre elas?** São Paulo, 2017. Disponível em: <https://blog.bluesol.com.br/corrente-alternada-e-continua-diferencas/>. Acesso em: 18 nov. 2019.

SILVA, R. M. da. **Energia Solar no Brasil: dos incentivos aos desafios**. Brasília, 2015. Disponível em: <http://www.senado.leg.br/estudos>. Acesso em: 22 out. 2019.

THORTORN. **Datasheet NEE-42/21/20**. 2020. Disponível em: [http://www.thornton.com.br/pdf/nee\\_42\\_21\\_20.pdf](http://www.thornton.com.br/pdf/nee_42_21_20.pdf). Acesso em: 30 abril 2021.

VISHAY. **Datasheet Power MOSFET IRFP460**. 2008. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf>. Acesso em: 30 abril 2021.

VISHAY. **Datasheet Power MOSFET IRF540**. 2011. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/91021/91021.pdf>. Acesso em: 30 abril 2021.



## APÊNDICE A - CÓDIGO COMANDO DAS CHAVES

```

#include "everytime.h"
#include "cos_fix.h"

#define TWO_PI 6.283185307179586476925286766559

double D = 0.24; //Razao Ciclica
double f = 60.0; //Frequencia da Modulacao

double sin_value = 0; //Valor do Seno
double omega = 0; //Angulo
uint32_t cont_time = 0; //Base de tempo

void setup()
{
    //Para gerar a frequencia de 31372.55 Hz
    TCCR3B = TCCR3B & B11111000 | B00000001;
    pinMode(3,OUTPUT); //PWM
    pinMode(24,OUTPUT); //Ciclo Positivo
    pinMode(26,OUTPUT); //Ciclo Negativo
}

void loop()
{
    everyu(200) //Ocorre a cada 200 microsegundos
    {
        cont_time = cont_time + 200;
        omega = (cont_time * TWO_PI * f) / 1e6;
        if(omega >= TWO_PI) //Reinicia a contagem a cada 2*PI
        {
            cont_time = 0;
            omega = 0;
        }
        //Obtem o valor do seno, ajustando as escalas de sin_fix()
        sin_value = (sin_fix((omega * (1UL << 16)) / TWO_PI))/((1UL <<
            14) * 1.0);
        if(sin_value >= 0) //Ciclo Positivo
        {

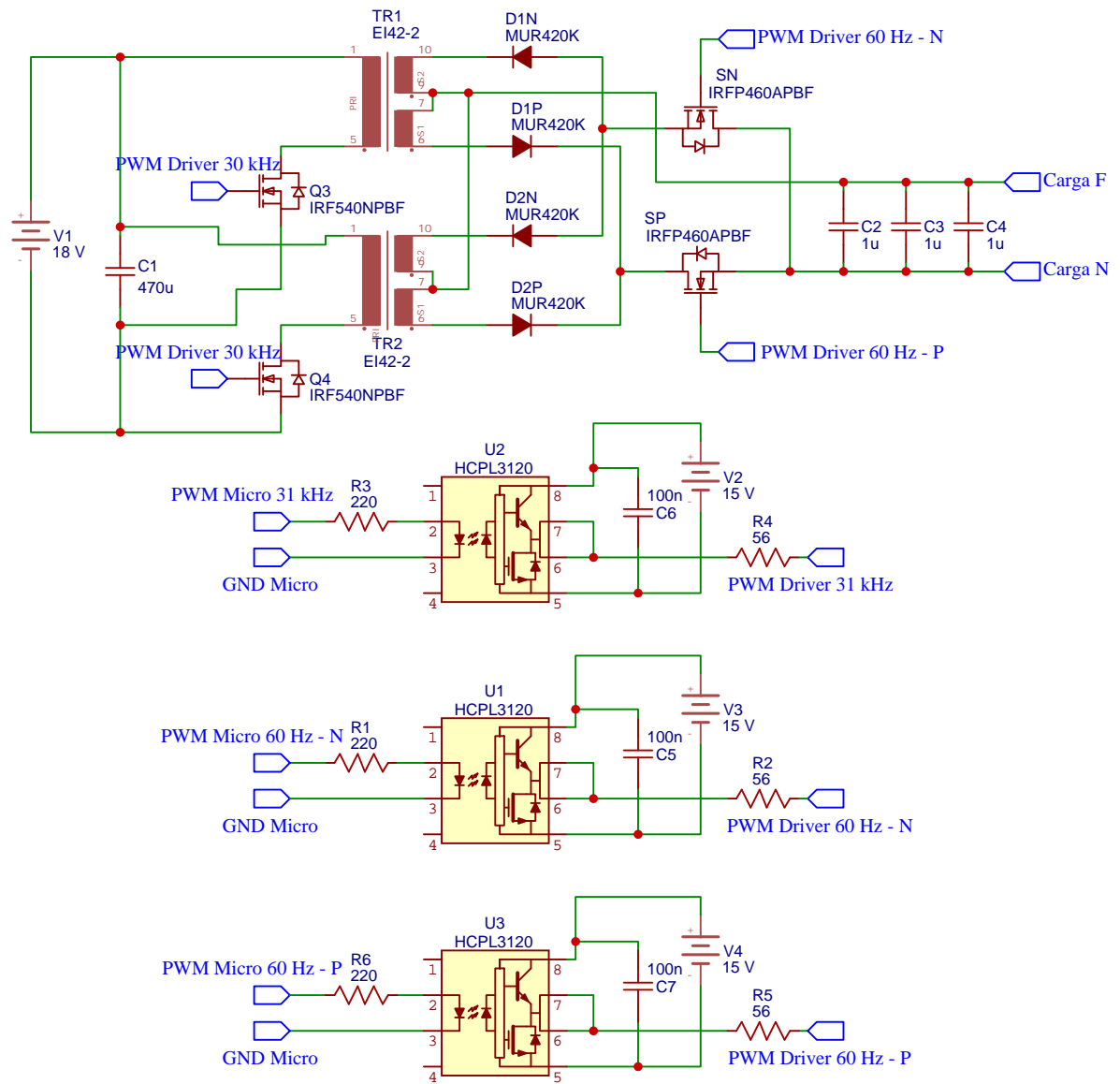
```



```
    digitalWrite(24, HIGH);
    digitalWrite(26, LOW);
}
else //Ciclo Negativo
{
    digitalWrite(24, LOW);
    digitalWrite(26, HIGH);
    sin_value = sin_value * -1;
}
//Modula a razao ciclica do PWM 255 -> Max (ADC de 8 bits)
analogWrite(3,(D * sin_value)*255);
}
}
```

## APÊNDICE B - CIRCUITO FINAL COMPLETO

Figura 27 – Esquemático circuito final completo



Fonte: Autor (2021).