

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

CLAUDIO EMANOEL BARBOSA LIMA

IMPLEMENTAÇÃO DA MODULAÇÃO PWM DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO
UNIDIRECIONAL BUCK APLICADO NO PROCESSO DE RECARGA DE BATERIAS
ÍON-LÍTIO

Joinville
2020

CLAUDIO EMANOEL BARBOSA LIMA

IMPLEMENTAÇÃO DA MODULAÇÃO PWM DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO
UNIDIRECIONAL BUCK APLICADO NO PROCESSO DE RECARGA DE BATERIAS
ÍON-LÍTIO

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: Dr. Diego Santos Greff

Joinville
2020

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, por todas as conquistas por todo caminho percorrido, por sempre me iluminar e me permitir chegar até aqui com saúde e ao lado das pessoas que amo.

A toda minha família, em especial aos meus pais, Virgílio e Surama, à minha irmã Mariana, por apesar de tudo sempre estar do meu lado, e às minhas avós, Ruth e Nanci, por sempre torcerem por mim. Obrigado por muitas vezes abdicarem de suas coisas para eu ter as minhas, obrigada por todo amor e ensinamentos.

A minha namorada Marcela, sem seu apoio, companheirismo e presença essa realização não seira possível. Obrigado por ser minha parceira durante todos estes anos, e me ouvir, muitas das vezes sem entender nada, mas saiba que isso vez diferença.

Ao meu professor e amigo orientador Greff, por todo o suporte desde que o procurei para me orientar. Obrigado pela atenção, paciência e conhecimento compartilhado.

Aos amigos que fiz na graduação, que de alguma forma contribuíram para este trabalho, obrigado pelos momentos incríveis compartilhados, pelas noites mal dormidas, pelo apoio em qualquer circunstância.

Por fim, agradeço a Universidade Federal de Santa Catarina, e aos professores, que dedicaram seu tempo para transmitir seus conhecimentos, alguns dos quais nunca serão esquecidos.

Alguns homens vêem as coisas como são, e dizem 'Por quê?' Eu sonho com as coisas que nunca foram e digo 'Por que não?'
– G. B. Shaw.

RESUMO

Estações de recarga rápida e eficiente de baterias tem sido desenvolvidas e requisitadas pela crescente demanda de veículos elétricos. As baterias são otimizadas a todo momento, visando atingir a máxima autonomia, no entanto, permanecem não atendendo integralmente as necessidades dos consumidores, fazendo-se necessário a produção de carregadores mais rápidos e eficientes. O presente trabalho contempla a implementação de um retificador ativo, o retificador trifásico unidirecional buck, descrevendo o processo de recarga das baterias, as normas e as classificações que regem esse campo de estudo. São mencionadas de maneira sucinta, as topologias usualmente aplicadas no primeiro estágio de carregamento, sendo proposto para um segundo estágio, a topologia de conversor forward/flyback, utilizado em conjunto com a ponte retificadora ativa. Foram definidos parâmetros e requisitos de operação, possibilitando a apresentação das formas de ondas e os cálculos necessários para o dimensionamento dos componentes e construção de um protótipo. A validação dos cálculos e os resultados adquiridos na implementação da modulação do conversor foram obtidos através da utilização de um software de simulação.

Palavras-chave: Retificador ativo. Veículo elétrico. Carregador. Bateria. Modulação. SPWM.

ABSTRACT

Rapid and efficient battery charging stations have been developed and demanded by the growing demand for electric vehicles. The batteries are more and more optimized, aiming to achieve maximum autonomy, however, they remain not fully meeting the needs of consumers, making it necessary to produce faster and more efficient chargers. The present work contemplates the implementation of an active rectifier, the unidirectional three-phase buck rectifier, describing the process of recharging the batteries, the standards and classifications of this field of study. The topologies usually applied in the first charger stage are briefly mentioned, and the forward / flyback converter topology, is proposed for a second stage. Operating parameters and requirements were defined, enabling the presentation of waveforms and the necessary calculations for the dimensioning of components and construction of a prototype. The validation of the calculations and the results obtained in the implementation of the modulation of the converter were obtained through the use of simulation software.

Keywords: Active rectifier. Electric vehicles. Charger. Battery. Modulation. SPWM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Tipos de VEs.	12
Figura 2 – Principais tecnologias de baterias íon-lítio.	13
Figura 3 – Estrutura do carregador.	14
Figura 4 – Processo de recarga.	15
Figura 5 – Retificadores trifásicos.	16
Figura 6 – Retificador trifásico unidirecional <i>buck</i>	16
Figura 7 – Conversor <i>forward</i>	17
Figura 8 – Conversor <i>flyback</i>	18
Figura 9 – Conversor <i>forward/flyback</i>	19
Figura 10 – Retificador trifásico unidirecional <i>buck</i> isolado.	19
Figura 11 – Primeira etapa: estado 1.	20
Figura 12 – Segunda e Terceira etapa: estado nulo.	21
Figura 13 – Formas de ondas teóricas.	22
Figura 14 – SPWM por estados contíguos.	23
Figura 15 – Diagrama genérico PLL.	24
Figura 16 – Diagrama SRF-PLL.	24
Figura 17 – Modelo de transferência térmica.	30
Figura 18 – Modelo de transferência térmica, com associação em paralelo.	31
Figura 19 – Circuito condicionador de sinal.	32
Figura 20 – Snubber RCD.	33
Figura 21 – Hercules LaunchPad RM42.	33
Figura 22 – Semicondutores.	35
Figura 23 – Dissipador HS 10425 L.	36
Figura 24 – Condicionador de sinal.	37
Figura 25 – Cartões de potência.	37
Figura 26 – Estrutura de firmware.	39
Figura 27 – Bancada de testes.	40
Figura 28 – Protótipo.	41
Figura 29 – Tensões de entrada.	41
Figura 30 – Atrasos.	42
Figura 31 – PLL.	42
Figura 32 – Sinal de comando das chaves.	43

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABDI	Agência Brasileira de Desenvolvimento Industrial
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IEA	International Energy Agency
Li-ion	Íon-Lítio (Lithium-ion)
LPF	Filtro passa-baixa (Low Pass Filter)
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
NCA	Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio
NiCd	Níquel-Cadmio
NMC	Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto
Pb-Acid	Chumbo Ácido
PCI	Placa de Circuito Impresso
PD	Detector de fase (Phase Detector)
PLL	Malha de captura de fase (Phase Locked Loop)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
RTUB	Retificador Trifásico Unidirecional <i>Buck</i>
RTUBI	Retificador Trifásico Unidirecional <i>Buck</i> Isolado
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal (Sine Pulse Width Modulation)
SRF	Quadro de referência síncrona (Synchronous Reference Frame)
SVM	Modulação espacial vetorial (Space Vector Modulation)
VCO	Oscilador controlado
VE	Veículo Elétrico
VHR	Veículo Híbrido Recarregável

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	10
1.1	Objetivos	11
1.1.1	Objetivo Geral	11
1.1.2	Objetivos Específicos	11
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	12
2.1	Veículos Elétricos	12
2.2	Baterias	13
2.2.1	Bateria íon-lítio	13
2.3	Carregador de baterias	14
2.4	Retificadores trifásicos	15
2.5	Conversores CC-CC isolados	17
2.5.1	Forward	17
2.5.2	Flyback	18
2.5.3	Forward/Flyback	18
2.6	Retificador trifásico unidirecional <i>buck</i> isolado	19
2.6.1	Princípio de funcionamento	19
2.7	Técnicas de modulação PWM	21
2.7.1	Modulação SPWM	22
2.7.1.1	Modulação SPWM por estados contíguos	22
2.8	Métodos de Sincronismos	23
3	METODOLOGIA	25
3.1	Requisitos de operação	25
3.2	Dimensionamento do hardware de potência	25
3.2.1	Cálculo das principais grandezas	26
3.2.2	Dimensionamento do transformador	27
3.3	Hardware de potência	28
3.3.1	Esforços de tensão e corrente	28
3.3.2	Seleção dos componentes	29
3.3.3	Perdas nos semicondutores	29
3.3.4	Dimensionamento Térmico	30
3.4	Circuitos auxiliares	31
3.4.1	Circuito condicionador de sinal	31
3.4.2	Circuito de acionamento da chave	32
3.5	Sistema Embarcado	33

3.6	Simulação	34
4	IMPLEMENTAÇÃO	35
4.1	Componentes dos circuitos de potência e auxiliares	35
4.2	Protótipo	36
4.3	<i>Firmware</i>	38
5	RESULTADOS	40
5.1	Equipamentos utilizados	40
5.2	Componentes testados	41
6	CONCLUSÃO	44
	REFERÊNCIAS	45
	APÊNDICE A	48
	APÊNDICE B	49
	APÊNDICE C	50
	APÊNDICE D	51
	ANEXO A	52
	ANEXO B	52

1 INTRODUÇÃO

Veículos elétricos (VEs) e veículos híbridos recarregáveis (VHRs) vem ganhando espaço no cenário mundial graças a benefícios como segurança, eficiência energética, redução de poluição atmosférica e sonora, se comparados aos tradicionais veículos com motores de combustão interna (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY - IEA, 2019). Muitas das principais montadoras de veículos estão direcionando seus investimentos para esse mercado (AGÊNCIA BRASILEIRA DE DESENVOLVIMENTO INDUSTRIAL - ABDI, 2018). Outras empresas apostam em um novo nicho, a conversão de carros com motor à combustão em elétricos (WEG, 2019).

Para atender essa crescente demanda, o setor de baterias tem crescido proporcionalmente. Em 2018 64 % do mercado mundial de baterias íon-lítio era dominado por VEs e VHRs (PILLOT, 2019). O desenvolvimento industrial e tecnológico no segmento abordado vem avançando, além da autonomia das baterias, a eficiência e velocidade dos carregadores também tem sido estudadas.

Os carregadores podem ser divididos pelas etapas de operação, podendo ser de um ou dois estágios. A respeito dos dispositivos de único estágio, somente conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) são empregados, onde uma tensão CC de barramento é fornecida como alimentação, tornando-se responsável da fonte chaveada, adequar e controlar as variáveis de saída do circuito.

Os carregadores de dois estágios usam conversores de corrente alternada para corrente contínua (CA-CC) em um primeiro estágio para retificar a tensão, e conversores CC-CC são responsáveis por adequar a tensão de carga em um segundo estágio, existindo a possibilidade desse conversor oferecer isolamento galvânica, de modo a elevar a segurança do sistema.

Muitas topologias de conversores são empregadas em carregadores de baterias, mas tratando-se de conversores CA-CC, os retificadores boost e buck são comumente os mais utilizados. O último possui como características principais, uma fonte de tensão na entrada e outra de corrente na saída do circuito, tornando-o interessante em aplicação de carregadores para baterias.

No segundo estágio de operação, diversos conversores vem sendo utilizados e estudados, a topologia forward/flyback proposta por Greff (2009), mostra-se interessante pela isolamento galvânica e capacidade de desmagnetização da corrente no lado da carga, possibilitando operação de chaveamento apenas no primeiro estágio.

Um fator importante que eleva ou reduz o rendimento de um conversor, é a

maneira em que ele é comandado a operar, com isso, diversas técnicas de modulação e controle são aplicadas e estudadas.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

Implementar a modulação do conversor Retificador Trifásico Unidirecional *Buck* (RTUB), em malha aberta, proposto por Greff (2009) e inicialmente projetado por Kawakami (2019), aplicado no estágio CA-CC do processo de recarga de baterias de Íon-Lítio (Li-ion) comumente utilizadas em VEs.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Realizar estudo do retificador buck trifásico isolado.
- Simular o circuito de potência.
- Projetar placas de circuito impresso (PCIs).
- Construir protótipo.
- Implementar firmware.
- Validar modulação com projeto simulado.
- Analisar resultados, se necessário realizar ajustes.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

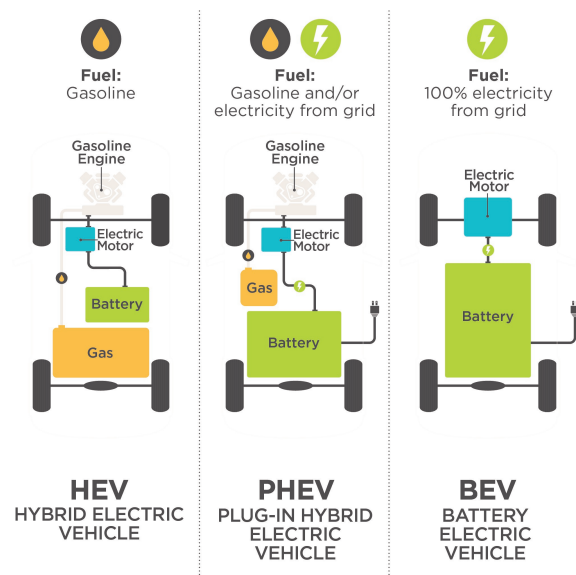
Neste capítulo serão abordados conceitos necessários para um melhor entendimento de um sistema de recarga de baterias. É importante apresentar configurações do sistema carregamento em VEs, assim como os dispositivos de armazenamento de energia, as teorias de eletrônica de potência a respeito de conversores CA-CC, CC-CC, técnicas de modulação, e métodos de sincronismo são importantes pois integram o sistema.

2.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS

A busca por sustentabilidade e eficiência energética, influencia cada vez mais no crescimento do mercado de VEs, em 2018 a frota mundial de carros chegou a cinco milhões e duzentos mil, dois milhões a mais do ano anterior (IEA, 2019).

Três modelos de automóveis são definidos como VEs, como mostra a Figura 1, porém o uso de carregador aplica-se apenas em dois deles os VHRs e veículos elétricos a bateria, popularmente denominados de VEs.

Figura 1 – Tipos de VEs.



Fonte: Dinger (2010, p. 3).

A bateria se torna fator relevante para esses modelos cuja autonomia do veículo é principalmente ou completamente fornecida por esse dispositivo de armazenamento de energia.

2.2 BATERIAS

Baterias são componentes que convertem energia química em energia elétrica, e podem ser divididas em dois grandes grupos, primárias e secundárias. As baterias, ou células primárias, possuem funcionamento baseado em uma reação química não reversível, popularmente conhecidas como pilhas simples.

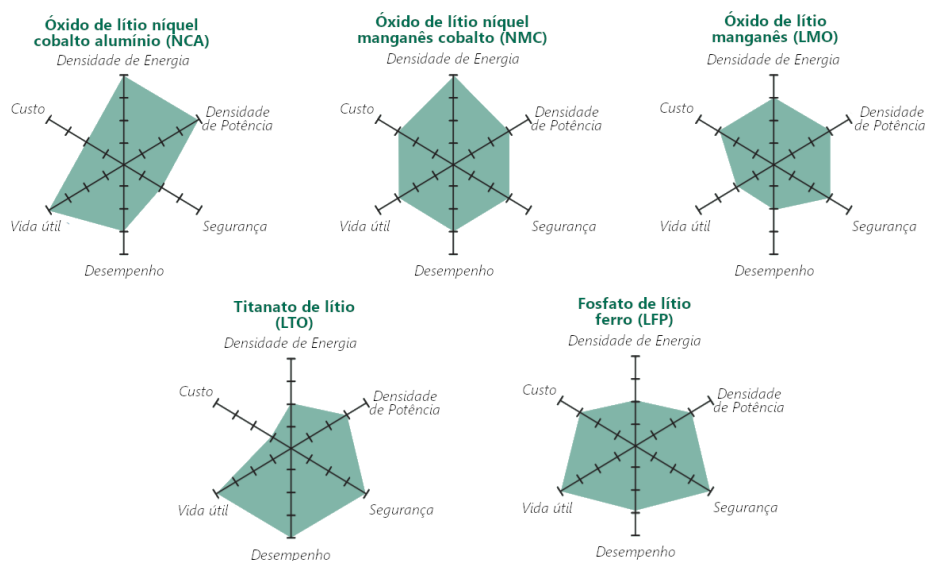
Células secundárias, nominadas como baterias recarregáveis, funcionam da mesma maneira, porém a conversão de energia acontece de forma bidirecional. Atualmente, as tecnologias comerciais mais empregadas estão as baterias de Chumbo-ácido (Pb-acid), Níquel-Cádmio (NiCd) e Li-ion.

2.2.1 Bateria íon-lítio

Segundo Schalkwijk e Scrosati (2002), lítio possui relativamente baixa massa, alta tensão e maior densidade energética entre todos os metais. Esses aspectos são transmitidos para as baterias provenientes desse metal, além do lítio, outros elementos são responsáveis por acrescentar certas características.

Várias tecnologias surgiram ao longo da explosão de inovação desse mercado, e para avaliar as diferentes topologias, um grupo de características é usualmente categorizado em: segurança, vida útil, desempenho, custo, densidade energética e densidade de potência (DINGER, 2010). Na Figura 2 é possível comparar essas propriedades em cinco diferentes tecnologias.

Figura 2 – Principais tecnologias de baterias íon-lítio.



Fonte: Dinger (2010, p. 3).

Normalmente os aspectos para aplicação em VEs, adotando um critério de relevância, são ordenados da seguinte forma: segurança, densidade energética,

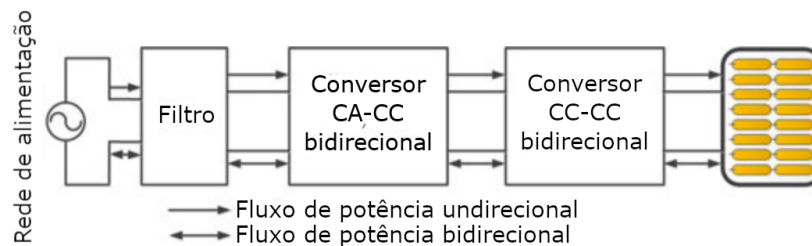
densidade de potência, custo, e vida útil. As tecnologias Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (NCA) e Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (NMC) são as mais utilizadas na indústria de VEs e VHRs (BATTERY UNIVERSITY, 2011).

2.3 CARREGADOR DE BATERIAS

O principal obstáculo para o mercado de VEs está em sua capacidade de mobilidade, dois fatores são responsáveis por isso, a autonomia das baterias, que vem crescendo nas últimas décadas, e o tempo de recarga das mesmas.

O processo de recarga das baterias acontece em duas etapas, as quais o conjunto geralmente formado por conversores CA-CC e CC-CC, denominado carregador, deve ser capaz de controlar. Em função da escolha de topologia do retificador, faz-se necessário a inclusão de um filtro, de forma a reduzir as distorções causadas por componentes harmônicas de alta frequência na rede elétrica. A Figura 3 mostra um diagrama simples da organização de um carregador.

Figura 3 – Estrutura do carregador.



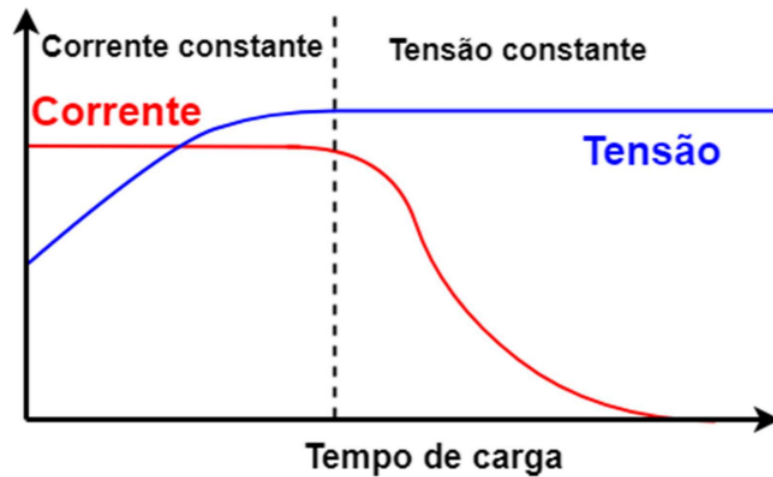
Fonte: Adaptado de Yilmaz e Krein (2013, p. 5676).

Na primeira etapa do processo de recarga, ilustrada idealmente ao lado da segunda, na Figura 4, o carregador é responsável por manter a corrente em um nível constante e controlar a tensão, fazendo com que a tensão sob a bateria aumente até atingir a tensão máxima, dando início a segunda fase do processo. Nesse estágio, o carregador mantém a tensão e controla a corrente até atingir valor nulo (DACOL, 2019).

De acordo com Yilmaz e Krein (2013) os carregadores são classificados pelas indústrias em três modos de carga, baseados na norma IEC 62196 SAE (2009), outras normas também regulamentam índices de potências, taxa de distorção de harmônicas, como é o caso da brasileira NBR IEC 61851 ABNT (2013).

Uma boa estratégia para a escolha da topologia do retificador visa garantir um bom proveito do nível desejado, conforme a Tabela 1 que indica o nível 2 como média potência, e ainda segundo Yilmaz e Krein (2013) possui baixo custo por potência.

Figura 4 – Processo de recarga.



Fonte: Dacol (2019, p. 23).

Tabela 1 – Classificação de carregadores.

Classe de potência	Descrição	Potência
1	Carregador de oportunidade	1,4 kW(12 A) – 1,9 kW(20 A)
2	Carregador dedicado	4 kW(17 A) – 19,2 kW(80 A)
3	Carregador comercial rápido	Acima de 100 kW

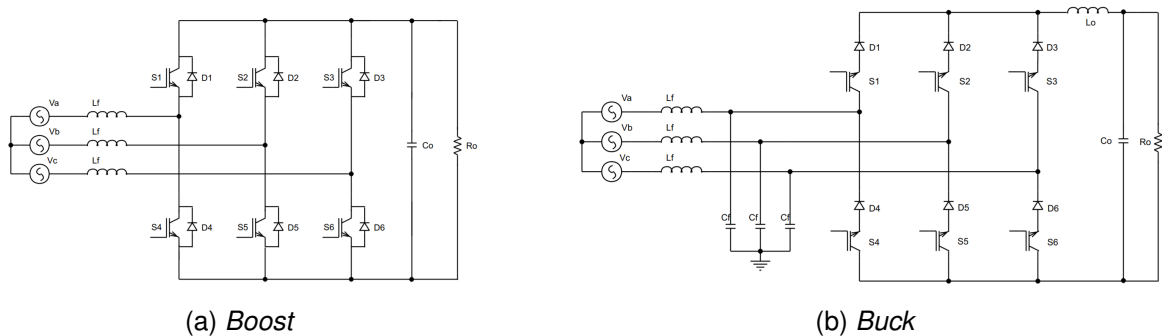
Fonte: Adaptado de Yilmaz e Krein (2013, p. 5674).

2.4 RETIFICADORES TRIFÁSICOS

Retificadores ou conversores CA-CC são dispositivos capazes de transformar energia alternada em contínua, podendo ou não ser controlados. Como é o exemplo da conhecida ponte de Graetz, um retificador trifásico a diodos, como cita Greff (2009) é amplamente utilizado em indústrias fornecendo potência para as mais diversas cargas de consumo.

Entre os retificadores trifásicos controlados, dois se destacam pela simplicidade e ampla aplicação: o retificador trifásico *boost* mostrado na Figura 5a, e o retificador trifásico *buck* apresentado na Figura 5b, ambos são chaveados e utilizam modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*).

Figura 5 – Retificadores trifásicos.

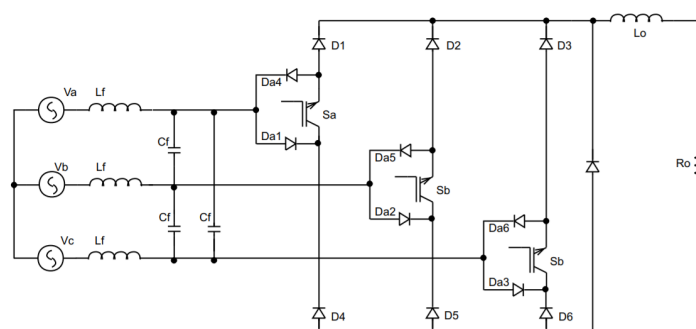


Fonte: Greff (2009, p. 4 e 5).

O retificador *boost* ou retificador elevador é usado quando a tensão de saída desejada é igual ou maior que a tensão de pico da onda senoidal, de acordo com Greff (2009), nessa topologia não se faz necessário o uso de filtros, já que as correntes de entrada em modo de condução contínuo descartam essa necessidade.

Em contrapartida, o retificador *buck* reduz a tensão, porém necessita imprescindivelmente de um filtro de entrada para eliminar componentes harmônicas de alta e baixa ordem, essa topologia oferece mais segurança contra curto-circuitos, inclusive deve ser utilizado no processo de sobreposição de comandos.

O autor cita outras configurações, gerando um comparativo para escolha na aplicação em baterias, ao final opta-se pela topologia *buck* cujo o número de chaves é reduzido pela metade, a quantidade de diodos duplicada, tornando-o unidirecional e com menor complexidade na implementação, como apresenta a Figura 6.

Figura 6 – Retificador trifásico unidirecional *buck*.

Fonte: Greff (2009, p. 7).

Para aplicação em baterias, é necessário ainda adequar a tensão de saída do retificador com a tensão do banco de baterias, responsabilidade dos conversores CC-CC. Para aplicações desse tipo, torna-se indispensável a isolamento galvânica para proteção da bateria em caso de avaria na ponte retificadora.

2.5 CONVERSORES CC-CC ISOLADOS

Segundo Petry (2001), conversores CC-CC são sistemas capazes de controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída, através de elementos passivos, como indutores e capacitores, e elementos ativos, os semicondutores de potência.

Os conversores clássicos são: o *buck* responsável por reduzir a tensão recebida, o *boost* entrega uma tensão acima à de barramento, e por fim o *buck-boost*, intuitivamente atinge tensões acima ou abaixo da tensão de entrada.

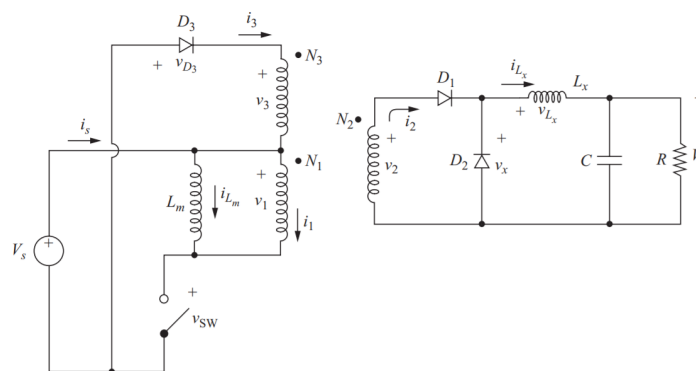
Existe também a possibilidade de adicionar transformadores, proporcionando maior relação entre a tensão de entrada e saída, além da isolação galvânica, desacoplando os circuitos de entrada e saída, como consequência adiciona segurança a carga (GREFF, 2009).

Esses dispositivos citados anteriormente, em geral são responsáveis por adequar e controlar a potência entregue a carga.

2.5.1 Forward

A topologia *forward* originou-se a partir da incorporação do isolamento galvânico e de outro diodo no conversor *buck*, o transformador nessa configuração é o dispositivo armazenador de energia, chamado de indutor de acoplamento segundo Tonini e Brandão (2010), essa energia deve ser removida a cada ciclo, por isso a necessidade de um segundo enrolamento, como apresenta a Figura 7, encarregado de desmagnetizar o núcleo.

Figura 7 – Conversor forward.



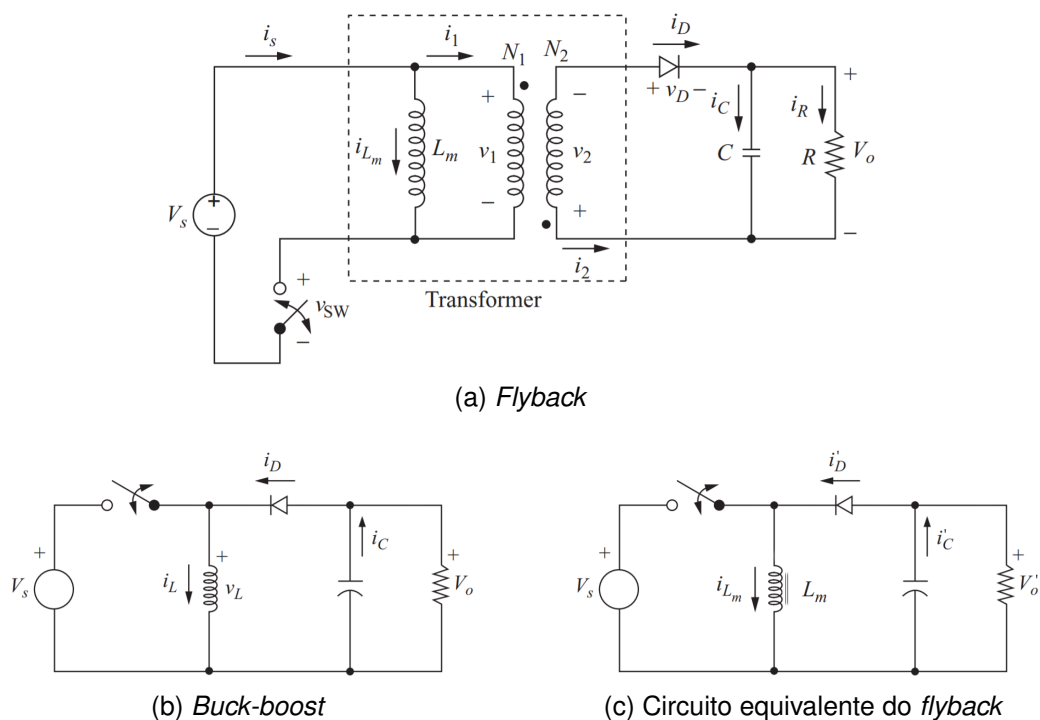
Fonte: Hart (2011, p. 278).

Sempre que necessário a isolação galvânica e a capacidade de reduzir a tensão, de acordo com Park e Zaloum (1982), os conversores *forward* são citados como referência, assim como o *flyback*.

2.5.2 Flyback

Assim como o conversor *forward*, a topologia *flyback* (Figura 8a), derivado do conversor clássico *buck-boost*. Devido a presença do indutor de acoplamento, o conversor dispensa outro elemento indutivo para filtragem, apresentando o mesmo funcionamento. Espelhando o circuito secundário no primário, obtém-se circuito equivalente idêntico ao do conversor proveniente, as Figuras 8b e 8c mostram a semelhança (PARK; ZALOUM, 1982).

Figura 8 – Conversor *flyback*.



Fonte: Hart (2011, p. 267 e 221).

A junção dos conversores *flyback* e *forward* foi inicialmente proposta por Park e Zaloum (1982), e será apresentada a seguir.

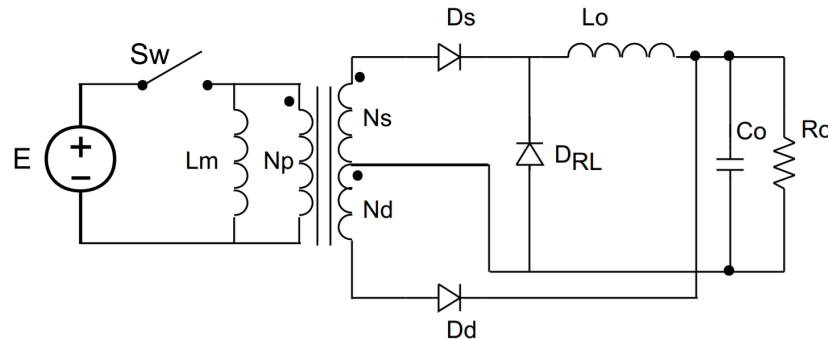
2.5.3 Forward/Flyback

Os conversores combinados, anteriormente citados, dão origem ao *forward/flyback*, Greff (2009) apresenta-o como atrativo quando aplicados em conjunto com retificadores ativos, sendo possível um único estágio no processamento de potência, dispensando a necessidade de uma chave adicional no estágio CC-CC. O autor ainda propõe modos de condução para cada par de enrolamento, modo de condução contínua (MCC) para corrente de carga, e modo de condução descontínua (MCD) para a desmagnetização do transformador.

Como ilustra a Figura 9, o circuito é praticamente composto pelo conversor

forward, agora com desmagnetização no lado da carga, através do sub-conversor *flyback*.

Figura 9 – Conversor *forward/flyback*.

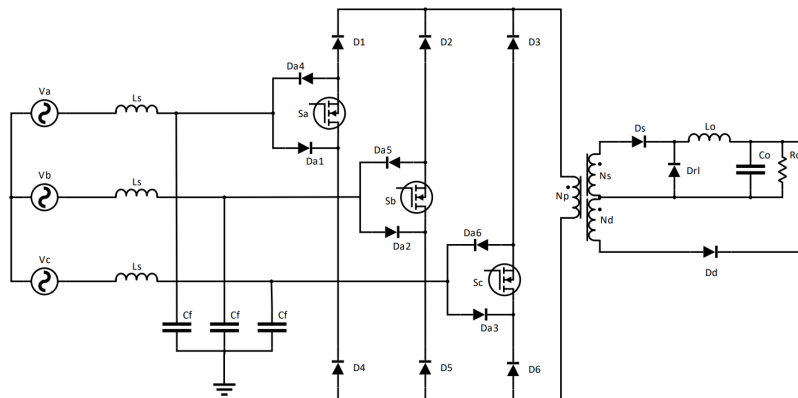


Fonte: Greff (2009, p. 4).

2.6 RETIFICADOR TRIFÁSICO UNIDIRECIONAL *BUCK* ISOLADO

O retificador proposto por Greff (2009) e dimensionado por Kawakami (2019), combina o RTUB e o conversor *forward/flyback*, originando o Retificador Trifásico Unidirecional *Buck* Isolado (RTUBI), segundo Greff (2009), autor da topologia. A Figura 10 ilustra o esquemático do retificador.

Figura 10 – Retificador trifásico unidirecional *buck* isolado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.6.1 Princípio de funcionamento

Para a modulação do modelo proposto, Greff (2009) sugere a técnica de transformação da modulação por largura de pulso senoidal (SPWM - *Sine Pulse Width Modulation*) de dois para três níveis, que será apresentada na próxima seção, possibilitando um estado nulo, onde o caminho da corrente usa do diodo de roda-livre (D_{rl}) para desmagnetizar o núcleo do transformador e concentrar a corrente na carga.

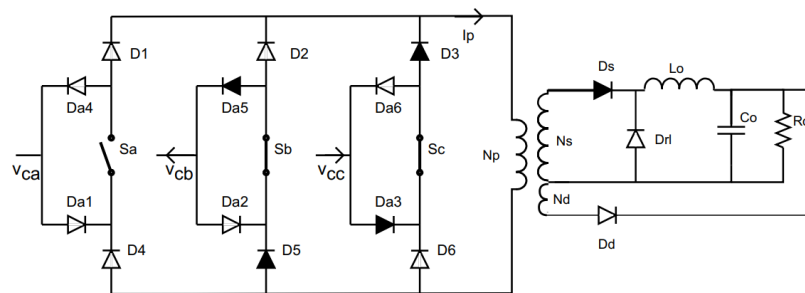
Dito isto, a operação de transferência de potência acontece em três etapas bases, levando o retificador a três estados ativos separados em 120° , e um estado nulo, citado anteriormente.

Para entender as etapas de operação é necessário definir ao menos as tensões de entrada $v_{ca}(t)$, $v_{cb}(t)$ e $v_{cc}(t)$:

$$\begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pk} \cdot \text{sen}(\theta + 90^\circ) \\ V_{pk} \cdot \text{sen}(\theta - 30^\circ) \\ V_{pk} \cdot \text{sen}(\theta + 210^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

No início da primeira etapa a ponte retificadora encontra-se no estado 1, quando o ângulo elétrico, θ , é igual a 30° , as chaves S_b e S_c estão fechadas. O caminho da corrente é marcado em negrito na Figura 11, com a corrente percorrendo por D_{a3} , S_c , D_3 , magnetizando os trafos de N_p e N_s espiras conduzindo D_s , para fornecer potência à carga pelo sub-conversor *forward*, e retornar para o primário através de D_5 , S_b e D_{a5} .

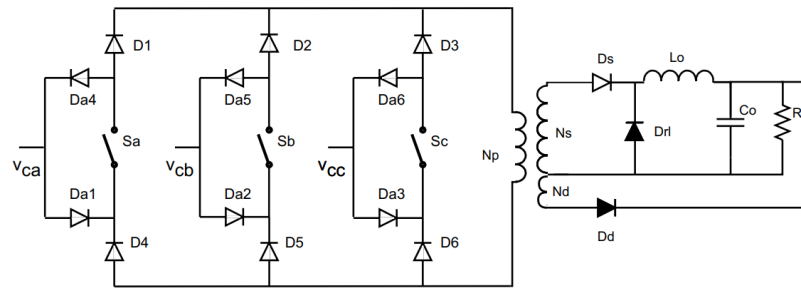
Figura 11 – Primeira etapa: estado 1.



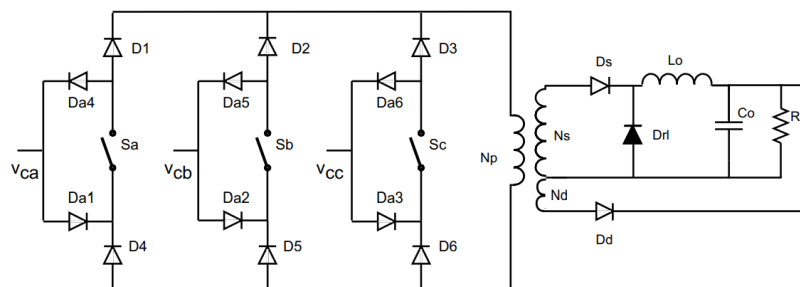
Fonte: Greff (2009, p.).

Na segunda etapa (Figura 14a) a corrente no primário é interrompida quando os interruptores S_b e S_c abrem, iniciando o estado nulo, onde a corrente de carga circula através do diodo de roda-livre D_{rl} , enquanto o campo magnético, é desmagnetizado pelo enrolamento do *flyback* conduzindo D_d . Ainda no estado nulo, acontece a terceira etapa, onde o núcleo do transformador já desmagnetizou, tendo apenas a circulação da corrente pelo D_{rl} , operação ilustrada na Figura 14b.

Figura 12 – Segunda e Terceira etapa: estado nulo.



(a) Segunda etapa: desmagnetização.



(b) Terceira etapa: condução em roda livre.

Fonte: Greff (2009, p. 80).

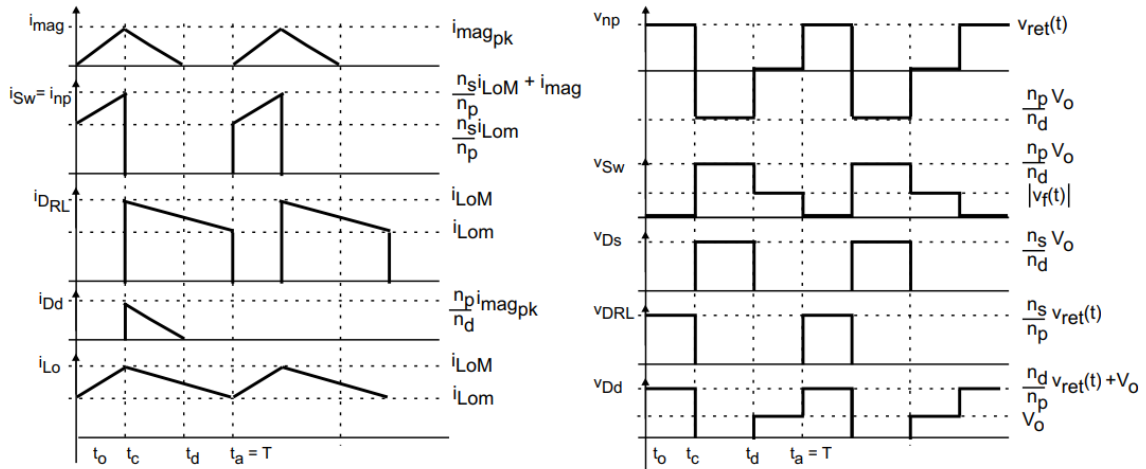
Então, após 120° do início do primeiro estado, inicia-se o segundo e subsequentemente os estados nulos de desmagnetização e circulação em roda-livre novamente. O ciclo se repete passando pelos estados 1, 2 e 3, com os estados nulos intercalando-os.

Através das etapas de operação ilustradas é possível gerar formas de onda de tensão e corrente, exibidas na Figura 13 a fim de complementá-las.

2.7 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PWM

Em sistemas de conversão de energia, a técnica de modulação é essencial na operação, sendo ainda um aspecto muito importante quando se trata do desempenho do conversor (BACON; CAMPANHOL; SILVA, 2011). Diversas técnicas podem ser aplicadas, como é o caso de modulações escalares, vetoriais e descontínuas, cada uma com diferentes níveis de complexidade, vantagens e desvantagens. As modulações SPWM e modulação vetorial espacial (SVM - *Space Vector Modulation*) são amplamente utilizadas quando trabalha-se com tensões trifásicas, tanto na entrada quanto na saída de conversores.

Figura 13 – Formas de ondas teóricas.



Fonte: Greff (2009, p. 81).

2.7.1 Modulação SPWM

Greff (2009) em seu trabalho apresenta três diferentes técnicas de modulação SPWM escalares: simples, contínua e por estados contíguos, ao compará-las conclui que a modulação por estados contíguos é a mais adequada para aplicação no RTUBI, apresentando modulação ininterrupta, possibilitando que os interruptores habilitados conduzam continuamente no sub-período de acionamento, permitindo associar o conversor forward/flyback sem necessidade de chaves adicionais.

2.7.1.1 Modulação SPWM por estados contíguos

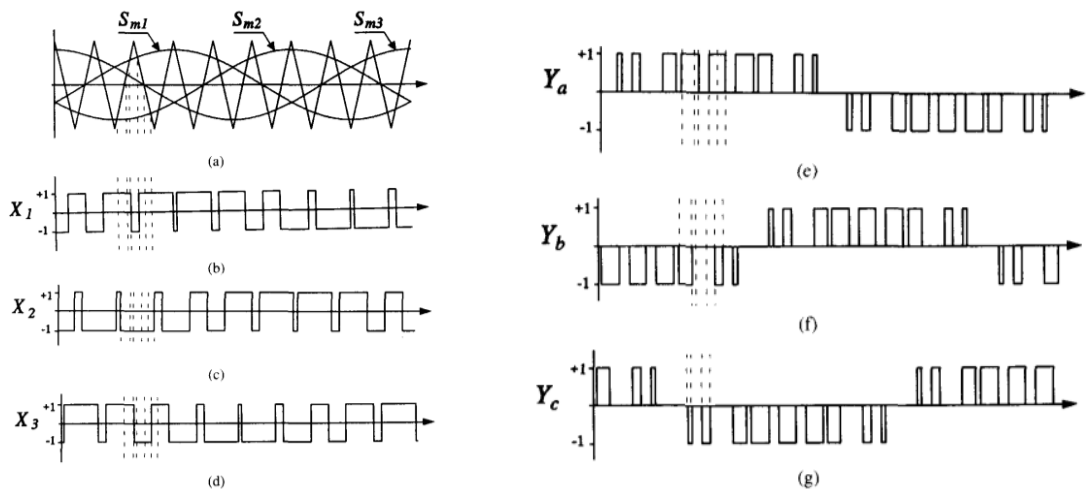
A técnica de modulação SPWM por estados contíguos, apresentada inicialmente por Wang e Ooi (1993), deriva da SPWM simples, onde um sinal de referência quando comparado à uma portadora, gera um sinal de dois níveis. A Figura 14, ilustra o resultado dessa comparação.

A transformação de dois para três níveis é executada utilizando a matriz da Equação 2, onde $X_a(t)$, $X_b(t)$ e $X_c(t)$ representam os sinais modulados de dois níveis. Assim, obtém-se até oito combinações de estados de chaves, seis combinações ativas, e dois estados nulos.

$$\begin{bmatrix} Y_a(t) \\ Y_b(t) \\ Y_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ X_3(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Juntamente com a identificação dos sub-períodos das tensões de fase da rede, isto é, a identificação de qual fase possui maior tensão de pico em dado instante

Figura 14 – SPWM por estados contíguos.



(a) SPWM simplificada.

(b) Resultado da transformação de dois para três níveis.

Fonte: Wang e Ooi (1993).

de tempo, utiliza-se uma lógica de gatilhamento que consiste na aplicação de portas lógicas E e OU, resultando finalmente nos sinais PWM que serão destinados as chaves de potência.

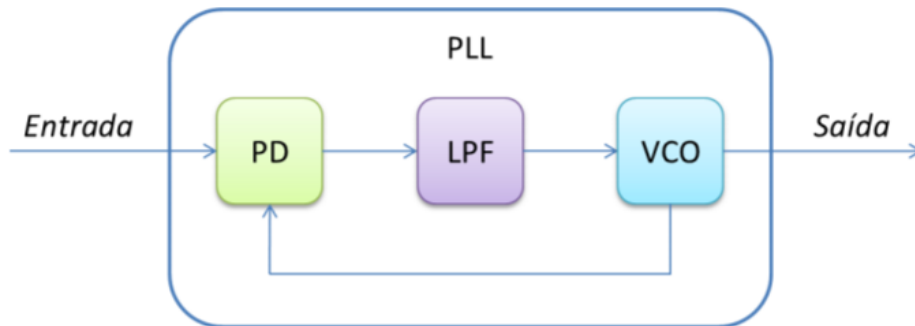
2.8 MÉTODOS DE SINCRONISMOS

Segundo Machado e Silva (2017), o desempenho de um sistema controlado ligado à rede elétrica está diretamente relacionado pelo sinal de referência usado nos cálculos de controle e modulação.

Algumas técnicas podem ser usadas para gerar uma referência sincronizada, entre elas, a detecção de passagem por zero do sinal de entrada ou o uso do próprio sinal de medição, aplicando apenas filtros para eliminação de ruídos. Porém esses métodos possuem algumas deficiências que impactam diretamente o desempenho do circuito, na detecção de passagem por zero caso o sinal seja ruidoso o sinal de saída do circuito não converge já que várias vezes o sinal passará pelo ponto nulo. O uso de filtros trata dos efeitos de distorções do sinal de entrada, porém adiciona fase ao sinal (CHOI; KIM; KIM, 2006).

Outro método se mostra mais robusto, eficiente e vem sendo o mais empregado na atualidade, a malha de captura de fase (PLL - *Phase Locked Loop*) (MACHADO; SILVA, 2017). Essa técnica de sincronismo se trata de uma malha de controle, composto por três principais elementos, um detector de fase (PD - *Phase Detector*), um filtro passa-baixa (LPF - *Low-Pass Filter*) e um oscilador controlado (VCO - *Voltage Controlled Oscillator*), conforme Figura 15. Por se tratar de um sistema em malha fechada, torna-se imune às restrições dos métodos citados anteriormente.

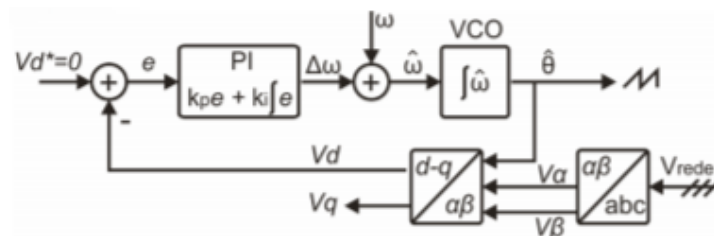
Figura 15 – Diagrama genérico PLL.



Fonte: Neves (2016, p. 20).

Machado e Silva (2017) apresentam a técnica conhecida por quadro de referência síncrono (SRF - *Synchronous Reference Frame*) (Figura 16), o qual utiliza as tensões trifásicas como entrada do circuito passando pela transformada Clark-Park, onde a componente V_d representa o erro do controlador, e o ângulo da componente V_a é a saída que realimenta a transformada $dq0$. Como a frequência do sinal é conhecida, pode-se adicionar à saída do PI a frequência angular, assim o sistema convergirá mais depressa.

Figura 16 – Diagrama SRF-PLL.



Fonte: Machado e Silva (2017, p. 71).

Essa técnica apresenta limitações se comparadas com implementações mais robustas e complexas (FANTI, 2016). No entanto, é simples e atende os requisitos para a aplicação, por esse motivo será utilizada como método de sincronismo para a modulação do objeto de estudo deste trabalho.

3 METODOLOGIA

Visando avançar o projeto proposto por Kawakami (2019), este capítulo aborda as principais etapas na implementação do retificador buck trifásico isolado, aplicado no carregamento de bateria de VEs, dispondo-os de forma organizada e cronológica.

Em um primeiro momento são enumerados os requisitos de maneira geral. Em seguida, é feita uma análise quantitativa e apresentada as equações relevantes do conversor para cálculo dos esforços e posteriormente dimensionamento dos componentes como chaves, diodos, capacitores, indutores e o projeto do transformador, assim como dimensionamento térmico dos semicondutores.

Em seguida, os circuitos auxiliares que compõem o protótipo são apresentados. Por fim usa-se de um microcontrolador, para embarcar a lógica de modulação e controle, que atua nos sinais dos interruptores.

A fim de validar os cálculos de projeto, assim como a implementação, utiliza-se a simulação do circuito em software, gerando um comparativo entre os resultados obtidos e os simulados.

3.1 REQUISITOS DE OPERAÇÃO

Para fins de aplicação em VEs, optou-se por operar o carregador a uma potência minimamente inferior a de nível 2 (Tabela 1), 3 kW, e uma tensão de entrada de 220 V linha-linha e saída de 60 V. A escolha do valor de tensão de entrada, é dado pelo fato de ter acesso a uma bancada protegida com esse nível de tensão, e a tensão de saída por ser tipicamente utilizada na aplicação proposta.

Assim como parâmetros de entrada e saída do retificador, é preciso também listar os parâmetros do transformador, e do filtro de saída. VALORES HABITUAIS foram usados para esse fim. A Tabela 2 apresenta os requisitos do projeto.

3.2 DIMENSIONAMENTO DO HARDWARE DE POTÊNCIA

O retificador a ser implementado, ilustrado na Figura 10, possui três semicondutores ativos, como MOSFETs ou IGBTs e doze diodos, além disso é indicado um filtro de entrada composto de um indutor e um capacitor para cada fase. O conversor proposto para o segundo estágio é composto por mais três diodos do secundário e também um filtro LC de saída.

Essa seção mostra os cálculos referente ao dimensionamento dos componentes citados, assim como os esforços e o dimensionamento térmico do

retificador considerando a operação em conjunto com conversor foward/flyback.

Tabela 2 – Requisitos de operação.

Tensão de entrada	V_i	220 V_{RMS}
Tensão de saída	V_o	60 V
Potência	P_o	3 kW
Frequência de comutação	f_s	30 kHz
Rendimento	η	90 %
Varição do fluxo eletromagnético	ΔB	0,18 T
Densidade de corrente	J	450 A/cm^2
Fator de utilização da área do enrolamento	kw	0,4
Fator de utilização do primário	kp	0,7
Percentual de ondulação de corrente	$\% \Delta I_{L_o}$	10 %
Percentual de ondulação de tensão	$\% \Delta I_{V_o}$	1 %

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.1 Cálculo das principais grandezas

- Tensão máxima retificada, ou tensão linha-linha de pico.

$$V_{ret,max} = \sqrt{2} \cdot V_{LL,rms} = 311,13 \text{ V} \quad (3)$$

- Tensão mínima retificada.

$$V_{ret,min} = V_{ret,max} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 269,44 \text{ V} \quad (4)$$

- Corrente de saída.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 50 \text{ A} \quad (5)$$

- Resistência da carga.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 1,2 \text{ } \Omega \quad (6)$$

3.2.2 Dimensionamento do transformador

Uma vez determinados os requisitos de operação, faz-se necessário os cálculos pertinentes ao dimensionamento do transformador (BARBI, 2007).

- Relação de áreas do núcleo do transformador.

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot \eta} = 97,98 \text{ cm}^4 \quad (7)$$

A Tabela 3 apresenta os dados do núcleo Thornton NEE-76/50/25.

Tabela 3 – Thornton NEE-76/50/25.

Área efetiva	A_e	6,4516 cm^2
Área da janela	A_w	9,6774 cm^2
Fator de indutância	A_l	5315 nH
Relação de áreas	$A_e A_w$	62,435 cm^4

Fonte: Adaptado de (THORTON, 2015).

Assim, a Equação 3.6 mostra o equivalente de dois núcleos, $n = 2$, para composição do transformador.

$$A_e A_w = 124,87 \text{ cm}^4 \quad (8)$$

- Relação de espiras.

$$N_p = \frac{V_{ret,min} \cdot 10^4}{2 \cdot n \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = 19,33 = 20 \quad (9)$$

$$N_s = 1.1 \cdot \frac{N_p \cdot (V_o + V_F \cdot D_{max})}{V_{ret,min} \cdot D_{max}} = 9,6 = 10 \quad (10)$$

$$N_d = N_p \cdot \frac{V_o \cdot (1 - D_{max})}{V_{ret,min} \cdot D_{max}} = 4,3 = 4 \quad (11)$$

- Corrente máxima no primário.

$$I_{p,max} = \frac{4 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{ret,min}} = 49,48 \text{ A} \quad (12)$$

- Indutância de magnetização.

$$L_{mag} = N_p^2 \cdot n \cdot A_l = 4,25mH \quad (13)$$

- Corrente de pico de magnetização.

$$I_{mag,pk} = \frac{V_{ret,max} \cdot D}{L_{mag} \cdot f_s} = 0,73A \quad (14)$$

- Corrente de pico de desmagnetização.

$$I_{dmag,pk} = I_{mag,pk} \cdot \frac{N_p}{N_d} = 3,65A \quad (15)$$

- Razão cíclica de desmagnetização.

$$D_{dmag} = \left(\frac{N_d}{N_p}\right)^2 \cdot \frac{L_{mag} \cdot I_{dmag,pk} \cdot f_s}{V_o} = 0,311 \quad (16)$$

- Corrente de desmagnetização.

$$I_{dmag} = I_{dmag,pk} \cdot D_{dmag} - \left(\frac{N_p}{N_d}\right)^2 \cdot \frac{V_o \cdot D_{dmag}^2}{2 \cdot L_{mag} \cdot f_s} = 0,57A \quad (17)$$

3.3 HARDWARE DE POTÊNCIA

Com o intuito de selecionar os componentes de forma adequada e construir o protótipo, algumas equações são imprescindíveis, como é o caso dos esforços em tensão e corrente, perdas e o dimensionamento térmico.

3.3.1 Esforços de tensão e corrente

Esforços em tensão e corrente são parte fundamental em projetos de eletrônica de potência pois são responsáveis pela seleção de componentes, impactando indiretamente na eficiência térmica e energética.

- Corrente eficaz sobre a chave.

$$I_{SW} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} (i_{lo,min} + \frac{\Delta I_o}{2})^2 dt} = 13,39A \quad (18)$$

- Corrente média sobre a chave.

$$I_{SW,rms} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{lo,min} + \frac{\Delta I_o}{2} dt = 7,33A \quad (19)$$

- Máxima tensão sobre a chave.

$$V_{SW,max} = V_{LL,pk} = 311,13V \quad (20)$$

- Corrente eficaz sobre o diodo do primário.

$$I_{D,rms} = \frac{I_{SW,rms}}{\sqrt{2}} = 9,47A \quad (21)$$

- Corrente média sobre o diodo do primário.

$$I_D = \frac{I_{SW}}{2} = 3.71A \quad (22)$$

- Máxima tensão sobre o diodo do primário.

$$V_{D,max} = V_{LL,pk} = 311,13V \quad (23)$$

3.3.2 Seleção dos componentes

Tendo em vista os limites de operação em tensão e corrente, foi determinado os componentes semicondutores. Para os componentes ativos, as chaves, foi selecionado o IGBT FGA25N120ANTD para tensões e correntes de pico de 1200 V e 25 A, respectivamente. Para os diodos optou-se pelo componente C4D20120A com tensão nominal de 1200 V e corrente 26 A, esses valores também de pico.

3.3.3 Perdas nos semicondutores

- Perdas por condução na chave.

$$P_{SWCOND} = V_{CE} \cdot I_{SW} \quad (24)$$

- Perdas por comutação na chave.

$$P_{SWCOM} = V_{SW,max} \cdot I_{SW} \cdot \frac{(t_{on} + t_{off})}{2} \cdot f_s \quad (25)$$

- Perdas totais por chave.

$$P_{SW} = P_{SWCOND} + P_{SWCOM} \quad (26)$$

- Perdas por condução no diodo.

$$P_{DCOND} = V_{FM} \cdot I_D \quad (27)$$

- Perdas por bloqueio no diodo.

$$P_{DBLOQ} = Q_c \cdot V_{SW,max} \cdot \frac{f_s}{2} \quad (28)$$

- Perdas totais por diodo.

$$P_D = P_{D_{COND}} + P_{D_{BLOQ}} \quad (29)$$

Tabela 4 – Perdas por IGBT.

V_{CE}	2,5 V
I_{SW}	7,41 A
f_s	30 kHz
t_{on}, t_{off}	190 ns, 50 ns
$V_{SW,max}$	311,13 V
P_{SW}	26,84 W

Fonte: Elaborado pelo autor (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2007).

Tabela 5 – Perdas por diodo.

V_F	1,8 V
Q_c	99 nC
I_D	3,71 A
$V_{D,max}$	311,13 V
P_D	7,14 W

Fonte: Elaborado pelo autor (CREE, 2014).

Levando em consideração três chaves e doze diodos, a perda total P_d nos semicondutores representa 166,15 W, cerca de 5 % da potência proposta.

3.3.4 Dimensionamento Térmico

A etapa do cálculo das perdas apresentados na seção anterior é essencial para o funcionamento dos semicondutores, pois essas representam a parcela de energia elétrica convertida em energia térmica. Para que o conversor funcione adequadamente, é necessário que a temperatura de junção dos semicondutores não ultrapassem os limites térmicos do componente. Dessa forma, utiliza-se a potência encontrada no cálculo das perdas para dimensionar dissipadores, estes por sua vez, se bem dimensionados garantem uma alta taxa de condução de calor, mantendo os componentes dentro dos limites de temperatura.

O modelo térmico para o cálculo do dissipador é análogo a um circuito elétrico, onde tensão, resistência e corrente, são representados como temperatura, resistência térmica, e potência dissipada, respectivamente. A Figura 17 apresenta esse modelo.

Figura 17 – Modelo de transferência térmica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Da mesma forma que é realizada a analogia com o circuito, as equações também são válidas, assim:

$$V = R \cdot I \longrightarrow T_j - T_a = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \cdot P_d \quad (30)$$

Tabela 6 – FGA25N120ANTD.

R_{jc}	$0,4 \text{ C}^\circ/\text{W}$
R_{cd}	$0,5 \text{ C}^\circ/\text{W}$

Fonte: Elaborado pelo autor (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2007).

Tabela 7 – C4D20120A.

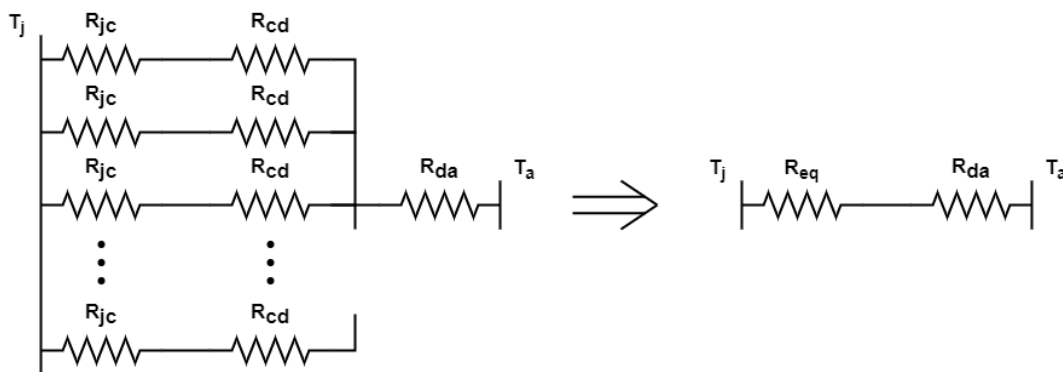
R_{jc}	$0,62 \text{ C}^\circ/\text{W}$
R_{cd}	$0,5 \text{ C}^\circ/\text{W}$

Fonte: Elaborado pelo autor (CREE, 2014).

Diante das opções disponíveis, optou-se por usar apenas um dissipador para atender a demanda térmica de todos os semicondutores, assim, utilizou-se dos princípios de circuitos elétricos onde é possível associar resistores em paralelo, encontrando um resistor equivalente R_{eq} . Resolvendo o circuito da Figura 18 e isolando a resistência térmica do dissipador R_{da} , obtém-se:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{Pd} - R_{eq} \quad (31)$$

Figura 18 – Modelo de transferência térmica, com associação em paralelo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando os valores das Tabelas 6, 7, na Equação 31 utilizando T_j igual a $150 \text{ }^\circ\text{C}$, e T_a em $40 \text{ }^\circ\text{C}$, calcula-se a resistência do dissipador, encontrando valor de $0.59 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

3.4 CIRCUITOS AUXILIARES

Em sistemas microcontrolados é comum a necessidade de circuitos auxiliares para compatibilizar os sinais entre as unidades de controle e de potência. Neste trabalho utilizou-se um circuito auxiliar para condicionamento dos sinais de medição, e outro para o acionamento das chaves a partir dos pulsos gerados pela unidade de controle.

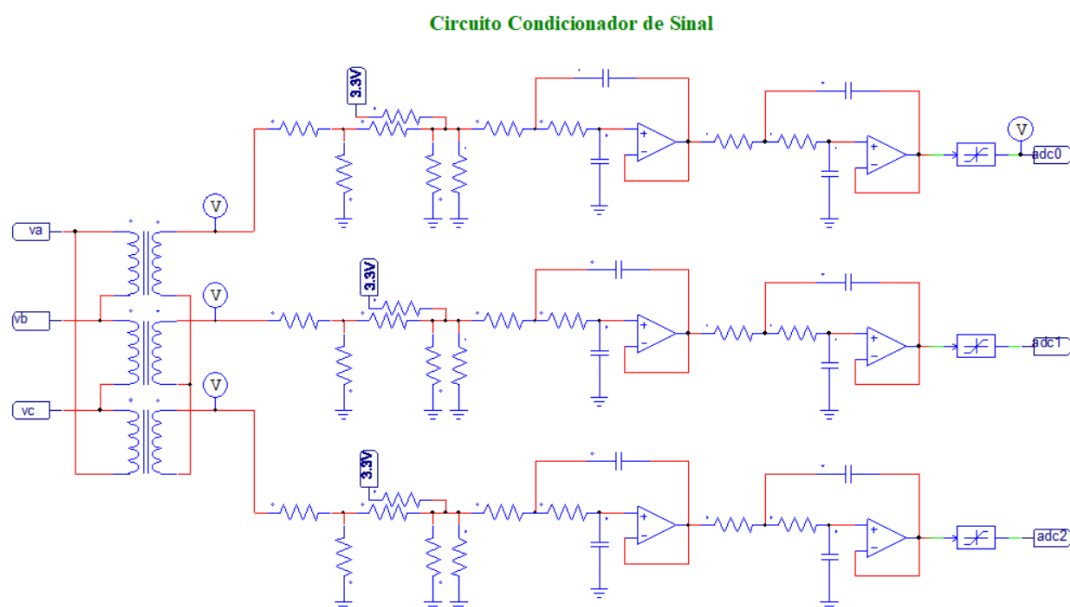
3.4.1 Circuito condicionador de sinal

A monitoração das tensões de entrada do circuito é crucial para operação do conversor, uma vez que são utilizadas para proteger o sistema através dos níveis de

tensão, e também para controlá-lo, utilizando fase e frequência, gerando uma referência para a modulação.

Para a aquisição desses sinais no sistema embarcado, optou-se pela utilização do conversor analógico-digital (ADC - Analog-to-Digital Converter) do microcontrolador associado a um circuito auxiliar capaz de adequar os valores de tensão e filtrá-los, evitando o fenômeno conhecido com *aliasing*. Para isso, foi utilizado além de um trio de transformadores em $\Delta - Y$ e divisores resistivos, reduzindo os níveis de tensão e adicionado offsets, um filtro de quarta ordem sob a topologia Sallen-Key apresentado por Kawakami (2019, p.39) ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Circuito condicionador de sinal.



Fonte: Kawakami (2019, p.39).

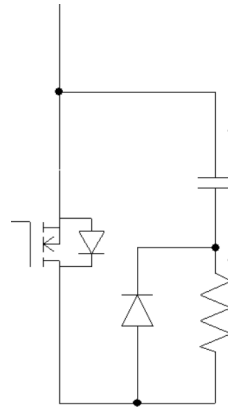
3.4.2 Circuito de acionamento da chave

Normalmente sistemas embarcados não possuem níveis de tensão e corrente para o acionamento de chaves de potência, por isso é comum utilizar um circuito auxiliar que além de fornecer a potência, isola a unidade de controle com a de potência através de algum sinal luminoso, seja um opto-acoplador ou até um par de transdutores ópticos utilizando como meio físico fibra-óptica. Esse circuito é comumente chamado de *gate driver*, em que neste trabalho foi adaptado o circuito desenvolvido pelo laboratório de energias renováveis (GREEN - *Group of Renewable Energies*).

A fim de minimizar perdas nas chaves, mostra-se interessante e até desejável, o uso de um circuito amortecedor de tensão (*snubber*), assim parte das perdas de comutação são transferidas para o circuito RCD (Figura 20).

Dessa forma a tensão sobre a chave quando ela bloqueia carrega o capacitor

Figura 20 – Snubber RCD.



Fonte: Elaborado pelo autor.

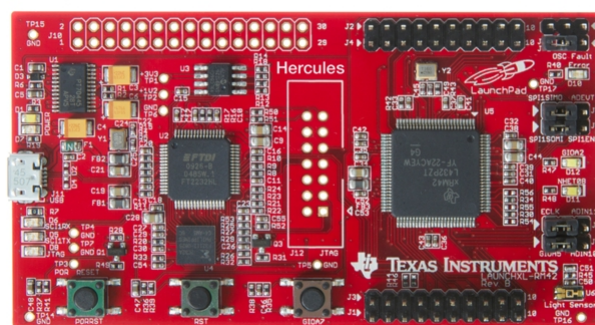
em paralelo, amortecendo a variação brusca da tensão.

3.5 SISTEMA EMBARCADO

A aquisição dos sinais, cálculos de controle, modulação, comunicação, e outras tarefas para operação do sistema são executadas pelo sistema computacional embarcado. Além de o microcontrolador ser capaz de executar essas tarefas, é exigido também capacidade de processamento para escalonar todas essas rotinas e executá-las dentro do período especificado para cada uma delas.

Para executar essas tarefas, optou-se pelo kit de desenvolvimento Hercules LaunchPad RM42, da *Texas Instruments* por atender as especificações de projeto, disponibilidade e possuir além do microcontrolador com arquitetura ARM, um co-processador de temporização de última geração (HET - High-End Timer), economizando interrupções do *loop* principal. A Figura 21 mostra o kit de desenvolvimento em questão.

Figura 21 – Hercules LaunchPad RM42.



Fonte: Texas Instruments (2013).

3.6 SIMULAÇÃO

Para validação dos cálculos e implementação do projeto, julgou-se adequado utilizar o processo de simulação para observar e comparar os dados e valores obtidos com o auxílio do software PSIM (POWERSIM, 2011). Os esquemáticos utilizados podem ser visualizados nos Apêndice A, B e C.

4 IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo são abordadas as etapas de implementação do hardware e firmware, os componentes escolhidos, o protótipo, assim como detalha as etapas de execução do software embarcado.

4.1 COMPONENTES DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E AUXILIARES

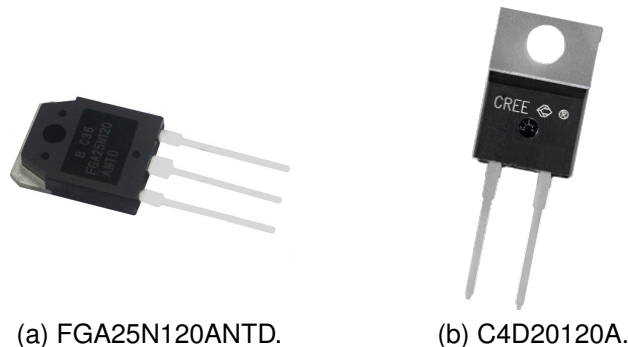
Como mencionado e justificado no capítulo anterior, os componentes do circuito de potência escolhidos são listados na Tabela 8 e ilustrados na Figura 22a e 22b:

Tabela 8 – Componentes semicondutores.

Descrição	Part Number	Fabricante
1200V NPT Trench IGBT	FGA25N120ANTD	Fairchild Semiconductor
Silicon Carbide Schottky Diode	C4D20120A	CREE

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 22 – Semicondutores.



Fonte: Fairchild Semiconductor (2007), CREE (2014).

Os circuitos auxiliares utilizam além de resistores, capacitores e diodos, circuitos integrados (CIs), como amplificadores operacionais (OpAmps - Operational Amplifiers), reguladores de tensão e opto-acopladores.

Para o circuito condicionador de sinal utiliza-se dois OpAmps para compor o filtro Sallen-Key de quarta ordem da Figura 19. Para escolha desse componente os requisitos de operação são: fonte única de alimentação em 5V, é desejável também alta precisão e baixo índice de ruídos, para isso optou-se pela utilização do CI OPA1013 composto por dois OpAmps sobre o encapsulamento N8.

Um trimpot 3386P-105 foi utilizado para um ajuste fino do divisor resistivo, que adiciona *offset* no sinal de medição, condicionando-o entre 0-3,3 V, faixa de operação do ADC.

Para o circuito de acionamento das chaves é necessário a utilização de um regulador de tensão de 5V para 15-20V, além de um opto-acoplador com a função de isolar o sistema microcontrolado. Os componentes ROE-0515S e HCPL-3120 foram escolhidos para o regulador de tensão e o opto-acoplador, respectivamente. Todos esses componentes são listados na Tabela 9.

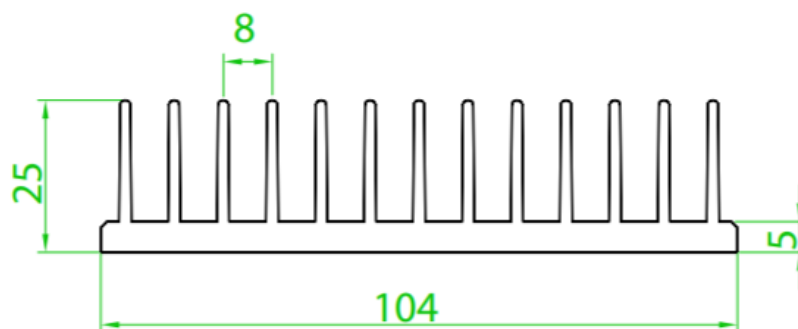
Tabela 9 – Componentes semicondutores.

Descrição	Part Number	Fabricante
Dual Operational Amplifier	OPA1013	Texas Instruments
Trimming Potentiometer	3386P-105	Bourns
DC/DC Converter	ROE-0515S	RECOM Power
IGBT Gate Drive Optocoupler	HCPL-3120	Avago

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além dos componentes apresentados, a escolha do dissipador é fundamental, pois garante o funcionamento do conversor dentro dos limites de temperatura aceitáveis, portanto foi selecionado o modelo 10425 L da HS com resistência térmica de $2,19^{\circ} \text{C/W/4"}$. Com isso, utilizando 40 centímetros de comprimento do dissipador, obtém-se um valor de $0,55^{\circ} \text{C/W}$, valor próximo dos $0,59^{\circ} \text{C/W}$ dimensionados.

Figura 23 – Dissipador HS 10425 L.



Fonte: HS (2018).

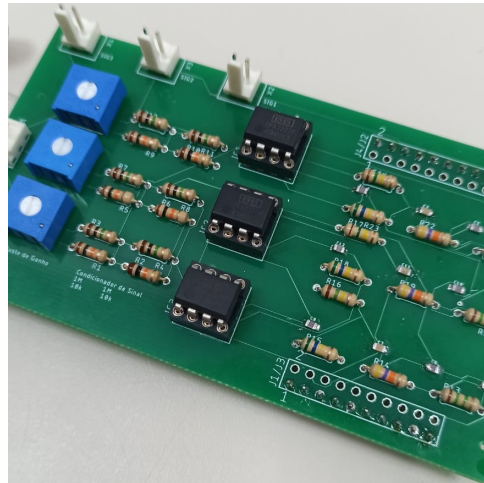
4.2 PROTÓTIPO

Para construção de um protótipo jugou-se adequado desenvolver PCIs para os circuitos de potência e auxiliares, o desenvolvimento foi baseado no projeto realizado por Kawakami (2019), utilizando os *softwares* abertos de desenvolvimento de PCIs

Eagle e Fusion 360 (AUTODESK, 2020).

O protótipo é constituído de 2 conjuntos de cartões, categorizados por sua operação. O cartão de medição foi desenvolvido como extensão do kit de desenvolvimento Hercules RM42, ambos operam diretamente com o controle, portanto pertencem ao conjunto de cartões de controle, a Figura 24 apresenta o protótipo condicionador de sinal.

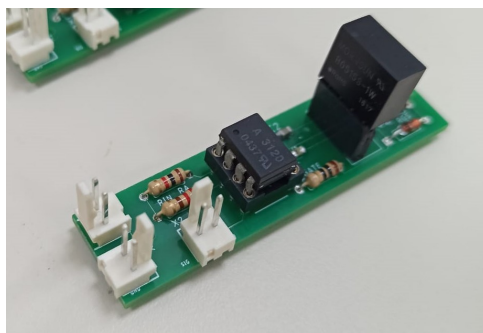
Figura 24 – Condicionador de sinal.



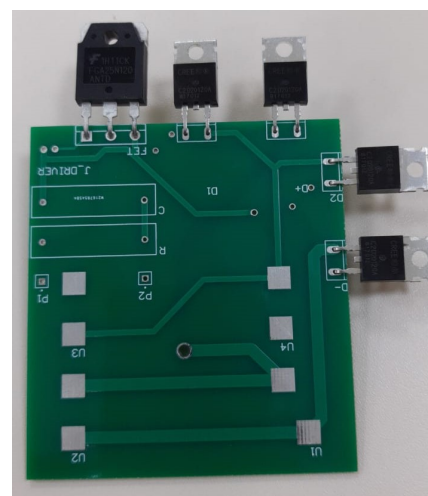
Fonte: Elaborado pelo autor.

Os *gate drivers* são responsáveis por entregar potência aos IGBTs, pertencendo então ao conjunto de cartões de potência juntamente com a ponte retificadora, desenvolvida de maneira modular, cada braço do retificador em PCBs diferentes, isto é, independentes mecanicamente. O *gate driver* e o braço de potência são apresentados nas Figuras 25a e 25b respectivamente.

Figura 25 – Cartões de potência.



(a) *Gate driver*.



(b) Braço de potência.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O projeto das PCIs pode ser encontrado no Apêndice D e Anexos A e B.

4.3 FIRMWARE

Para o desenvolvimento do *firmware* foi utilizado o *Code Composer Studio* (CCS), um ambiente integral de desenvolvimento (IDE - *Integrated Development Environment*), proprietário da *Texas Instruments*, fabricante do kit Hercules RM42, em conjunto com a ferramenta de HALCoGen da mesma fabricante (TEXAS INSTRUMENTS, 2020).

O código a ser implementado pode ser segmentado em quatro principais blocos, divididos em uma rotina principal e duas interrupções temporais. O primeiro bloco é formado pela inicialização do sistema, responsável por definir as portas e periféricos que são utilizados, como pinos de entradas e saídas de propósito geral (GPIO - *General Purpose Input/Output*), interrupções, contadores, ADC e outros periféricos.

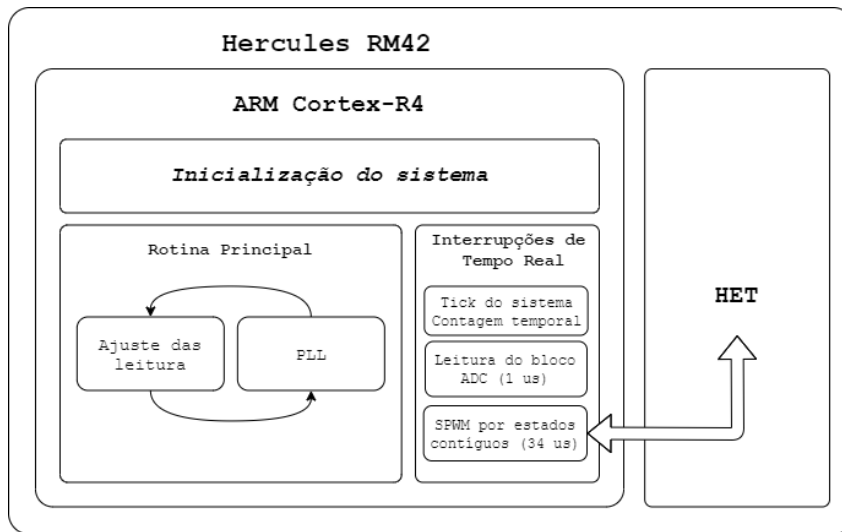
A leitura das tensões compreende o mais importante componente do sistema, essa ocorre através do bloco ADC do microcontrolador em uma interrupção criada pelo módulo de tempo real (RTI - *Real Time Interruption*), executada a cada 1 μ s.

Durante a rotina principal, os dados obtidos pelas leituras do ADC são ajustados de acordo com o fundo de escala no sistema por unidade (PU - *Per-Unit system*), onde a escala é representada proporcional ao valor nominal do mensurando, é executada também a PLL, visando obter uma referência síncrona para esse sinal.

Ainda, é importante tratar os atrasos gerados nos circuitos reativos, para isso adiciona-se um valor arbitrário ao ângulo, saída da PLL, corrigindo o sinal de referência para o sinal da rede de alimentação. A amplitude dessa referência denota o índice de modulação das chaves, determinando a tensão de saída do RTUB.

Em outra interrupção gerada a cada 34 μ s pelo RTI, ocorre a modulação SPWM por estados contíguos, onde utiliza-se o co-processador HET para a comparação com o sinal triangular da portadora e as tensões de entrada, assim como a identificação dos setores e sub-períodos da rede. Em seguida, utiliza-se da lógica de gatilho apresentada no capítulo anterior, para gerar os sinais de comando das chaves. A Figura 26 ilustra esses componentes dentro da estrutura do kit Hercules RM42.

Figura 26 – Estrutura de firmware.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5 RESULTADOS

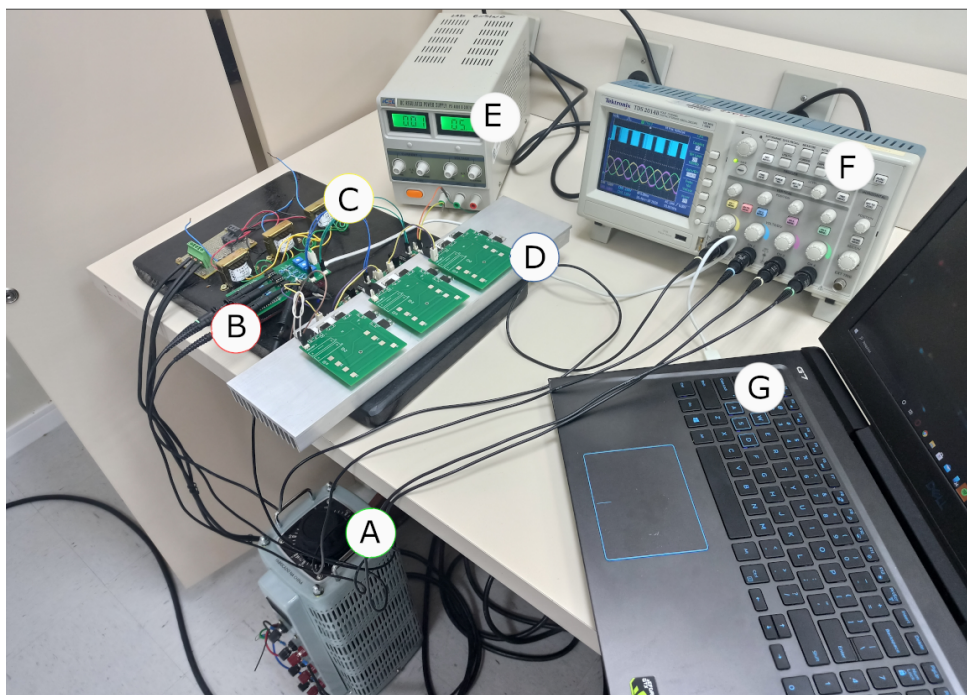
Após a integração dos itens descritos no capítulo anterior, iniciou-se o processo de avaliação dos resultados obtidos. É esperado que os componentes que integram o sistema funcionem da forma especificada. Este capítulo apresenta primeiramente os resultados obtidos na avaliação de tempo, fase e modo de operação da implementação da modulação para o projeto especificado.

5.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

A Figura 27 mostra o protótipo em bancada juntamente com os equipamentos utilizados para verificar, validar e obter os resultados dos experimentos apresentados na próxima seção. A Figura 28 mostra o protótipo de perto.

Um transformador variável trifásico foi utilizado para alimentar o circuito principal, uma fonte CC conectada aos *gate drivers* entregando 5 V para alimentação do circuito. Além disso, foram utilizados o osciloscópio para aquisição dos resultados e o notebook, para carregar o arquivo binário de programação para o microcontrolador e rodar as simulações.

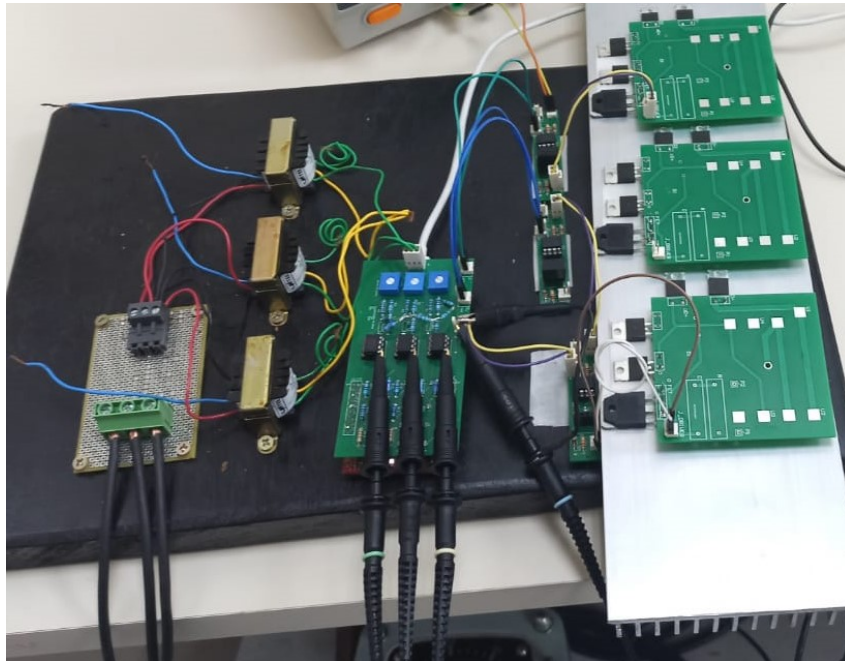
Figura 27 – Bancada de testes.



A - Transformador variável trifásico. B - Cartões de controle. C - Transformadores de medição. D - Cartões de potência. E - Fonte CC. F - Osciloscópio. G - Notebook.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 28 – Protótipo.

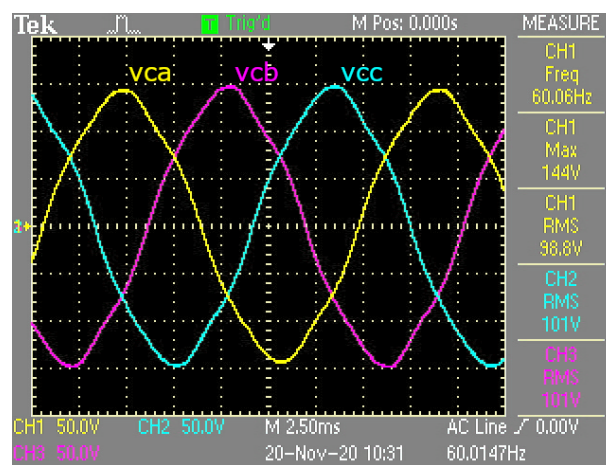


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 COMPONENTES TESTADOS

Para verificar o funcionamento do transformador trifásico, leituras das fases foram efetuadas e são apresentadas na Figura 29. A ausência de pontes diferenciais de tensão e a restrição da escala do osciloscópio levou a reduzir os valores propostos de tensão.

Figura 29 – Tensões de entrada.

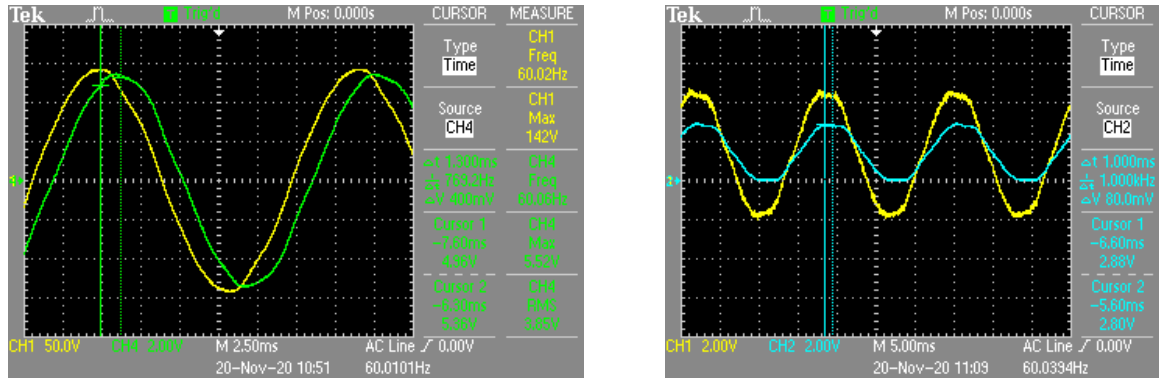


Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito de medição, como previamente mencionado, adiciona atraso ao sinal do mensurando. As Figuras 30a e 30b mostram essas fases comparando o sinal do

mensurando e o valor mensurado. Na Figura 30b nota-se um nível de tensão CC no sinal XXX, isso ocorre porque os sinais possuem referências distintas, porém o ponto de referência utilizado foi o do sinal XXX1.

Figura 30 – Atrasos.



(a) Atraso do transformador de medição.

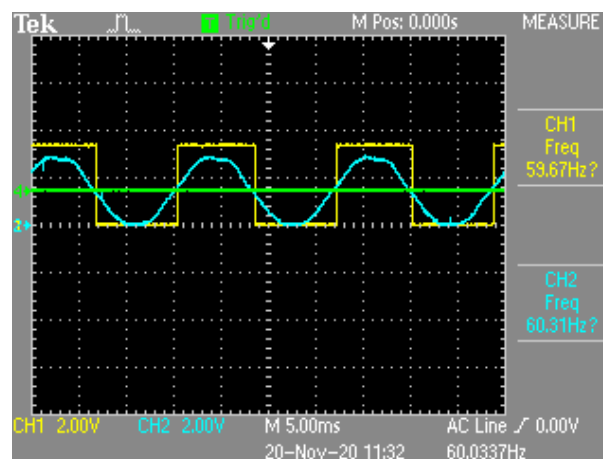
(b) Atraso do filtro amostrador.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A fim de obter o valor de fase para correção desse atraso, somam-se os valores de variação de tempo, atingindo 2,3 ms, assim, se convertidos para radianos tem-se um ângulo de 0,867 para frequência de 60 Hz.

O componente PLL pode ser validado dispondo apenas de saídas analógicas binárias, utilizando a detecção de passagem por zero para verificar a frequência e a fase do sinal de referência com o sinal de entrada do circuito. A Figura 31 mostra os resultados para a PLL sem correção de fase.

Figura 31 – PLL.

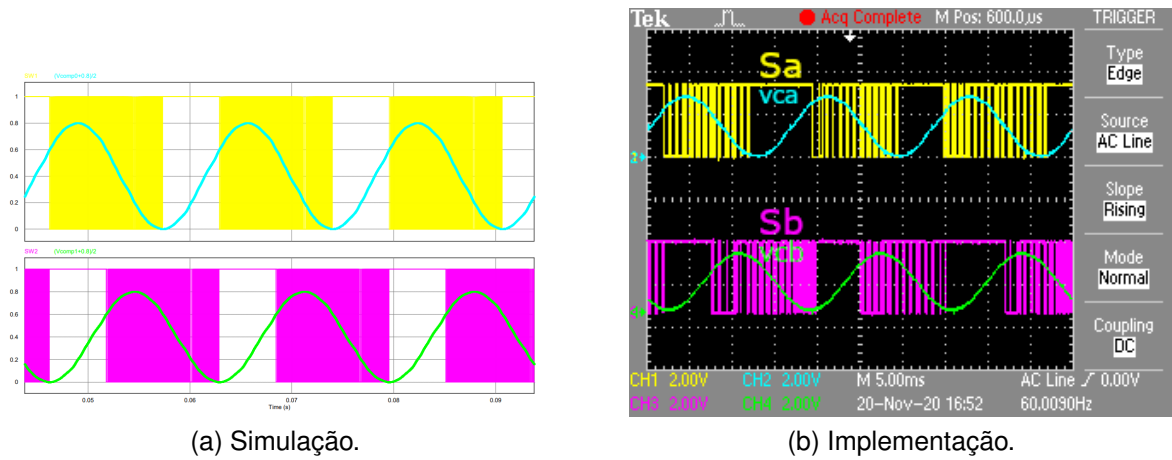


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, os sinais do chaveamento são aferidos verificando a sincronia dos pulsos com o sinal senoidal de referência. A partir da comparação realizada entre as Figuras 32a e 32b, é possível afirmar a coerência da implementação, validando

aspectos de tempo, fase e modo de operação.

Figura 32 – Sinal de comando das chaves.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho engloba partes de todas as etapas de um projeto em eletrônica de potência, cálculos, dimensionamento, desenvolvimento em hardware e software, condicionamento de sinais e a integração desses distintos elementos.

Inicialmente, através da simulação executada com base nos cálculos realizados, obteve-se o modelo ideal do conversor proposto. Em sequência, realizou-se a implementação do firmware, onde os resultados obtidos, quando comparados com o modelo simulado, apresentaram funcionamento esperado, atendendo aos requisitos. Por fim, pode-se afirmar que o projeto, a construção dos protótipos, a escolha dos componentes e do kit de desenvolvimento para a aplicação, alcançaram os objetivos propostos.

Apesar dos desafios e limitações enfrentados, acarretando em alguns atrasos e dificuldades, como a realização de testes mais completos, como o de potência, o objetivo geral do trabalho foi cumprido.

Sugere-se para continuação e finalização desse projeto a implementação do conversor forward/flyback para o segundo estágio de conversão, para então aplicação do controle utilizando malhas de tensão e correntes.

REFERÊNCIAS

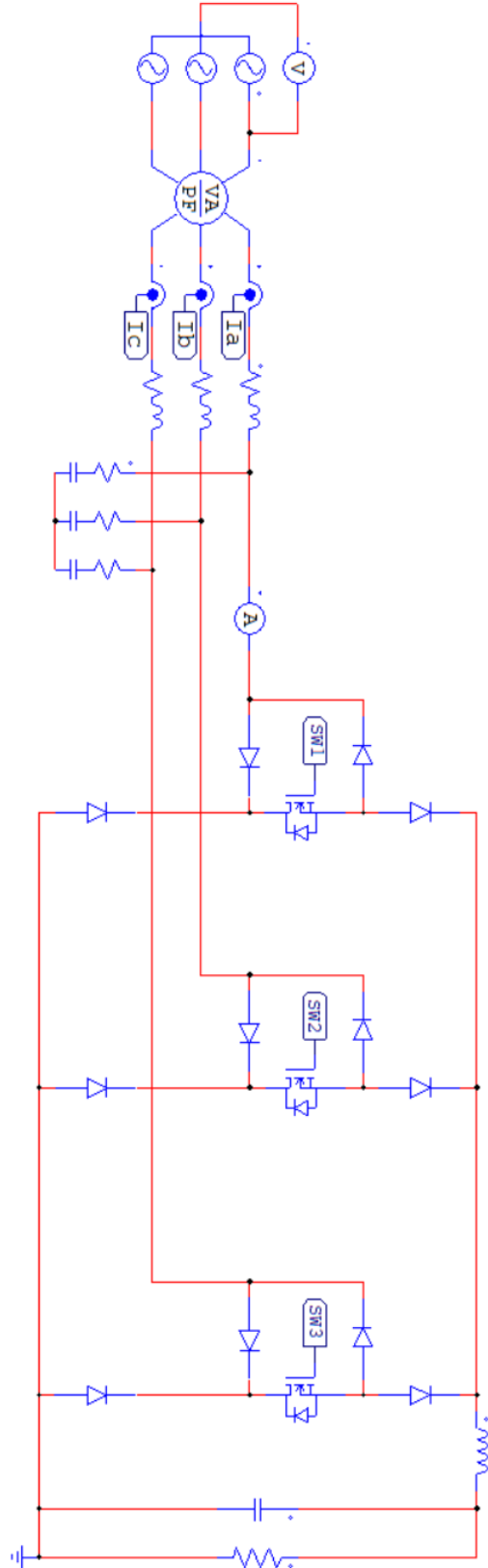
- AGÊNCIA BRASILEIRA DE DESENVOLVIMENTO INDUSTRIAL. **Principais montadoras do mundo apostam nos elétricos**. 2018. Disponível em: <https://www.abdi.com.br/postagem/principais-montadoras-do-mundo-apostam-nos-eletricos>. Acesso em: 04 out. 2019.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR IEC 61851**: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos. Rio de Janeiro, 2013.
- AUTODESK. **Eagle**. Version 9.6.2 Educational. [s.l.]: [s.n.], 2020.
- AUTODESK. **Fusion 360**. Version 2.0.9. [s.l.]: [s.n.], 2020.
- AVAGO. **HCPL-3120 Data Sheet**. San Jose, United States, 2019.
- BACON, V.; CAMPANHOL, L.; SILVA, S. **Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico**. UNOPAR Cient. Exatas Technol., Londrina, p. 14, nov 2011.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do autor, 2007. 332 p.
- BATTERY UNIVERSITY. **Types of Lithium-ion**. 2011. Disponível em: https://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion. Acesso em: 11 nov. 2019.
- BOURNS. **3386P-105 Data Sheet**. Riverside, United States, 2019.
- CHOI, J.-W.; KIM, Y.-K.; KIM, H.-G. Digital pll control for single-phase photovoltaic system. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 153, n. 1, p. 40–46, 2006.
- CREE. **C4D20120A Data Sheet**. Durham, United States, 2014.
- DACOL, R. P. **Carregador de baterias não isolado com retificador PFC bridgeless boost**. 136 p. Monografia (Graduação) — Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2019.
- DINGER, A. **Batteries for electric cars: challenges, opportunities, and outlook to 2020**. The Boston Group Consulting, 2010.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **FGA25N120ANTD Data Sheet**. San Jose, United States, 2007.
- FANTI, C. A. **Análises e comparações de algoritmos de sincronização para aplicações em eletrônica de potência**. Monografia (Graduação) — Universidade de São Paulo, 2016.
- GREFF, D. S. **Retificador Buck Trifásico Unidirecional PWM Isolado em Alta-Frequência por Único Estágio**. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 2009.

- HART, D. W. **Power Electronics**. New York: McGraw-Hill, 2011. 478 p.
- HS. **HS Catálogo**. São Paulo, Brasil, 2018.
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Global EV outlook 2019**. 2019.
- KAWAKAMI, B. M. K. **Projeto de um retificador trifásico PWM buck isolado aplicado como carregador de baterias íon-lítio**. Monografia (Graduação) — Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2019.
- MACHADO, S. M.; DA SILVA, N. Técnicas de controle e métodos de sincronização para sistemas de energia renovável ligados à rede elétrica-uma revisão. **Semina: Ciências Exatas e Tecnológicas**, v. 38, n. 1, p. 63–76, 2017.
- SILVA NEVES, M. da. **Densenvolvimento e implementação de métodos de sincronismo aplicados a sistemas de geração distribuída**. Monografia (Graduação) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2016.
- OPAMP. **OPAMP Data Sheet**. Durham, United States, 2014.
- PARK, J.; ZALOUM, T. **A dual mode forward/flyback converter**. IEEE Power Electronics Specialists conference, Cambridge, p. 13, jun 1982.
- PETRY, C. A. **Introdução aos Conversores CC-CC**. Florianópolis: [s.n.], 2001. 17 p.
- PILLOT, C. **The rechargeable battery market and main trends 2018-2030**. Avicenne, 2019. Acesso em: 04 out. 2019.
- POWERSIM. **PSIM**. Version 9.1. [s.l.]: [s.n.], 2011.
- RECOM POWER. **ROE-0515S Data Sheet**. Münzfled, Austria, 2019.
- SAE INTERNATIONAL. **SAE J1772**: Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets – conductive charging of electric vehicles. Pennsylvania, 2009.
- SCHALKWIJK, W. A. van; SCROSATI, B. **Advances in Lithium-Ion Batteries**. [S.l.]: Kluwer Academic, 2002.
- TEXAS INSTRUMENTS . **Code Composer Studio**. Version 10.1.1. [s.l.]: [s.n.], 2020.
- TEXAS INSTRUMENTS. **LAUNCHXL-RM42**. 2013. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-RM42>.
- TEXAS INSTRUMENTS. **HALCoGen**. Version 4.7.1. [s.l.]: [s.n.], 2020.
- THORTON. **NEE-76/50/25 Data Sheet**. São Paulo, Brasil, 2015.
- TONINI, L. G. R.; BRANDÃO, R. B. **Relatório do projeto de um conversor CC-CC do tipo forward**. Vitória: [s.n.], 2010. 24 p.
- WANG, X.; OOI, B.-T. Unity pf current-source rectifier based on dynamic trilogic pwm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 8, n. 3, p. 288–294, 1993.

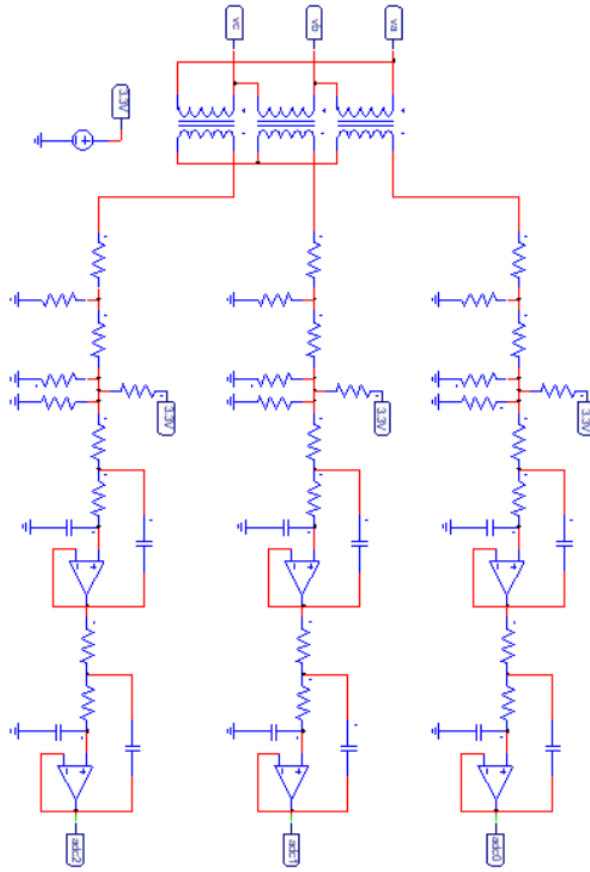
WEG. **WEG anuncia parceria tecnológica para converter veículos à combustão em veículos elétricos.** 2019. Disponível em: <https://www.weg.net/institutional/BR/pt/news/produtos-e-solucoes/weg-anuncia-parceria-tecnologica-para-converter-veiculos-a-combustao-em-veiculos-eletricos>. Acesso em: 04 out. 2019.

YILMAZ, M.; KREIN, P. T. **Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 12, p. 5673–5689, dec 2013.

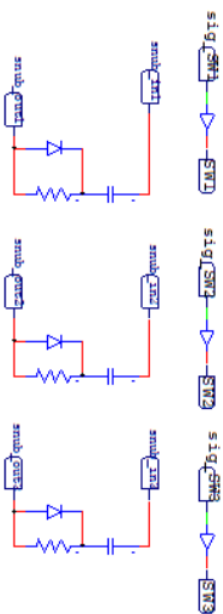
APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO RETIFICADOR



APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO CIRCUITOS AUXILIARES

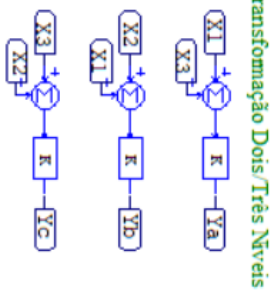
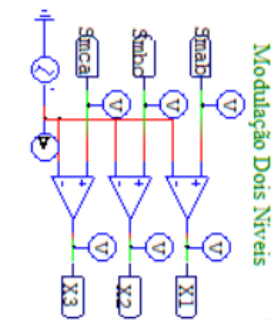
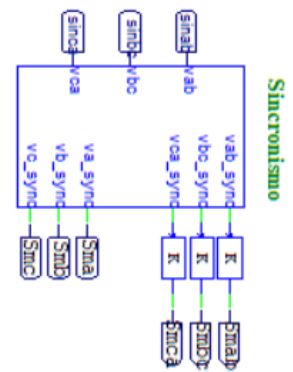


Circuito Condicionador de Sinal

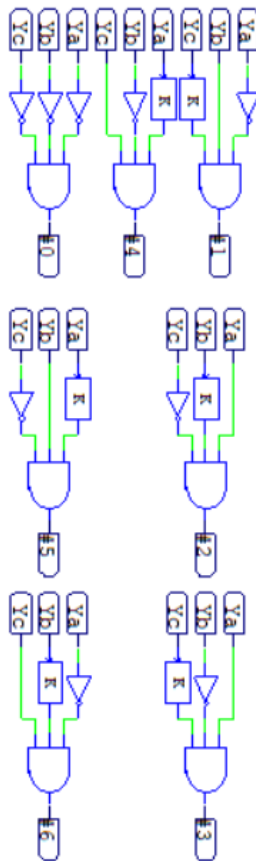


Circuito de Açãoamento das chaves

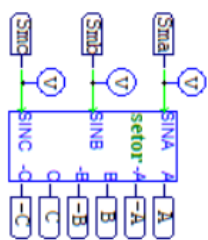
APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO FIRMWARE



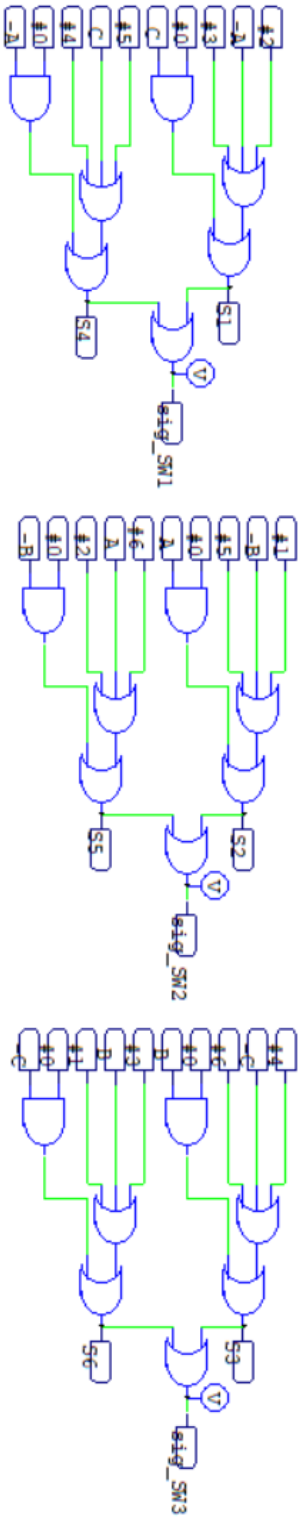
Identificação dos Sub-Períodos de Rede



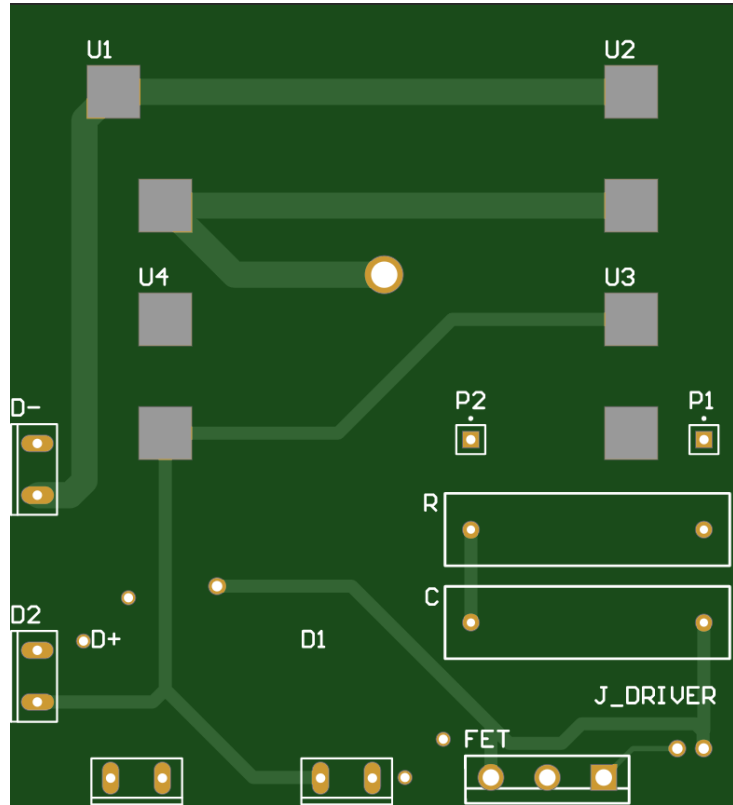
Identificação dos Setores



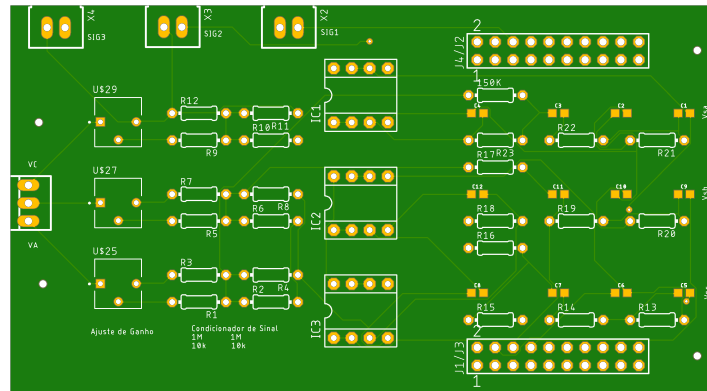
Lógica de Gatilho



APÊNDICE D - BRAÇO DE POTÊNCIA

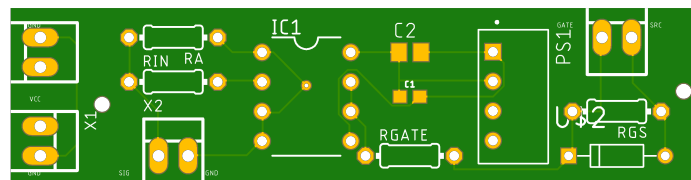


ANEXO A - CIRCUITO AMOSTRADOR LAYOUT



Fonte: Kawakami (2019)

ANEXO B - CIRCUITO DE GATE DRIVER LAYOUT



Fonte: Kawakami (2019)