

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EDUARDO ANTONIO DA ROCHA

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE SISTEMAS REGENERATIVOS
BASEADOS EM RETIFICADORES BIDIRECIONAIS E À DIODO
COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM SUPERCAPACITORES**

JOINVILLE – SC

2022 - 01

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE SISTEMAS REGENERATIVOS BASEADOS EM
RETIFICADORES BIDIRECIONAIS E À DIODO COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA
EM SUPERCAPACITORES

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Bacharelado de
Engenharia Elétrica do Centro de
Ciências Tecnológicas da Universidade
do Estado de Santa Catarina para
obtenção do Grau de Engenheiro
Eletricista

Orientador: Prof. Dr. Joselito
Anastácio Heerdt

JOINVILLE, SC

2022 - 01

RESUMO

A eficiência energética é um ponto de grande importância dentro da competitividade entre as indústrias, principalmente nos tempos atuais em que questões ecológicas estão em alta. A economia energética ou o reaproveitamento desta é um passo importante para alcançarmos a melhor eficiência de um produto. Sistemas de elevador que consistem em subir e descer uma carga tendem a desperdiçar energia quando estão realizando a frenagem do motor. Este trabalho visa apresentar um estudo sobre sistemas que podem aproveitar a energia que geralmente é desperdiçada. Esse estudo terá como base duas soluções que permitem de alguma forma aproveitar essa energia, sendo um sistema que consiste em transferir a energia de volta à rede, formado por um conversor bidirecional, e outro que armazena a energia para ser reaproveitada através de um conversor a indutor chaveado, que controla a energia fazendo com que possa ser armazenada em um banco de supercapacitores. Os dois sistemas serão estudados na faixa de 14 *kW* com o objetivo de comparação e avaliação de vantagens e desvantagens. Através dos dados adquiridos buscamos identificar o que terá melhor aplicação no mercado, levando em conta o rendimento das chaves e seu o custo.

Palavras-chave: Supercapacitores, frenagem regenerativa, indutores chaveados, conversor CC-CC, conversor Back-to-back, eficiência energética.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Conversor bidirecional conectado ao barramento c.c. de um retificador a diodos e a um sistema de armazenamento de energia.	6
Figura 2 - Esquema de um inversor de frequência variável com retificador ativo CFP.	7
Figura 3 - Posicionamento dos elementos de um elevador de cargas verticais.....	8
Figura 4 - Comparação entre a densidade de energia e a potência entre capacitores, supercapacitores, baterias e células combustível.	11
Figura 5 - Sistema usual de acionamento de motores de carga vertical.....	12
Figura 6 - Sistema usual de acionamento de motores de carga vertical com aplicação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.....	19
Figura 7 - Planta de controle aplicada ao conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	21
Figura 8 – Circuito de simulação dos modos de operação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.	21
Figura 9 - Curvas da tensão do barramento c.c. (V_a), tensão do supercapacitor (V_b) e corrente do motor (I_{motor}).	22
Figura 10 - Curvas da tensão do barramento c.c (V_a), tensão do supercapacitor (V_b) e corrente do motor (I_{motor}) durante toda a operação Buck do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado.	24
Figura 11 - Curvas de tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado em operação Buck durante os períodos de maior tensão.	25
Figura 12 - Curvas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante a carga do supercapacitor de 90 V até 129 V.	26
Figura 13 - Curvas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante operação Buck.	27
Figura 14 - Curvas da tensão do supercapacitor (V_b), corrente do motor (I_{motor}) e tensão do barramento c.c. (V_a), durante a operação Boost do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.	28
Figura 15 - Curvas de tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Boost durante a descarga do supercapacitor de 129 V até 90 V.	29
Figura 16 - Curvas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Boost durante a descarga do supercapacitor de 129 V até 90 V.	30
Figura 17 - Curvas de correntes das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante os períodos de maior valor.	31
Figura 18 - Circuito utilizado para estudo sobre as formas de onda da ponte de diodo....	32
Figura 19 - Formas de onda da tensão do barramento c.c. (V_a), corrente da rede (I_{rede}), corrente do motor (I_{motor}) e potência ($I_{motor} \cdot V_a$) do retificador trifásico a Diodo.	33
Figura 20 - Formas de onda da tensão do sobre o Diodo (V_{diodo}), corrente do diodo $ID1$ e corrente do motor (I_{motor}).	34
Figura 21 - Conversor c.c.-c.c a indutor chaveado com aplicação de módulos térmicos. ...	40
Figura 22 - Circuitos para medir as perdas sobre o modulo térmico de um MOSFET.	41
Figura 23 - Características de catálogo do MOSFET IMZA120R007M1H.....	41
Figura 24 – Conjunto de dados aplicadas ao Thermal Module do MOSFET IMZA120R007M1H	42
Figura 25 – Características de catálogo do MOSFET SCT3017ALHR.....	42
Figura 26 – Conjunto de curvas aplicadas ao Thermal Module da chave SCT3017ALHR	43

Figura 27 – Curva de perdas na Chave 1 (P_{total_chave1}), curva de perdas na Chave 2 e Chave 3 (P_{total_chave2} e P_{total_chave3}), curva de tensão sobre o supercapacitor (V_b) etapa de carga do supercapacitor.....	44
Figura 28 - Média de perdas na Chave 1 (p_{total_chave1}), média de perdas na Chave 2 (p_{total_chave2}), média de perdas na chave 3 (p_{total_chave3}) durante a variação de tensão de 90V até 129V no supercapacitor.	45
Figura 29 - Curva de perdas na Chave 1 (P_{total_chave1}), curva de perdas na Chave 2 e Chave 3 (P_{total_chave2} e P_{total_chave3}), curva de tensão sobre o supercapacitor (V_b) etapa de descarga do supercapacitor.	46
Figura 30 - Média de perdas na Chave 1 (p_{total_chave1}), média de perdas na Chave 2 (p_{total_chave2}), média de perdas na chave 3 (p_{total_chave3}) durante a variação de tensão de 129V até 90V no supercapacitor.	46
Figura 31 - Circuito de simulação das perdas sobre a ponte trifásica com uso de Módulos Térmicos.	47
Figura 32 - Circuito auxiliar para medir perdas sobre os módulos térmicos dos diodos ...	48
Figura 33 - Conjunto de dados aplicados ao Módulo Termico dos diodos da ponte trifásica.	48
Figura 34 - Tela de edição de curvas características do diodo SKN 20.	49
Figura 35 - Formas de onda de perdas sobre o diodo (P_{total_d1}), corrente do motor (I_{motor}), tensão sobre barramento c.c. (V_a) e potência passando pelo barramento c.c. ($V_a \cdot I_{motor}$).	50
Figura 36 - Médias das curvas de perdas sobre o diodo (P_{total_d1}), corrente do motor (I_{motor}), tensão sobre barramento c.c. (V_a) e potência passando pelo barramento c.c. ($V_a \cdot I_{motor}$).	51
Figura 37 – Circuito conversor Back to Back formado pelo conversor retificador trifásico CFP e conversor inversor trifásico.	53
Figura 38 – Curvas da tensão da fase a (v_a), corrente da fase a (i_{faseA}), corrente do motor (I_{motor}) e tensão sobre o barramento c.c. (V_a).....	54
Figura 39 – Curvas de corrente do motor (I_{motor}), corrente sobre as chaves I($IGBT1$) e tensão sobre a chave (V_{chave1}).....	55
Figura 40 – Zoom sobre corrente da chave I($IGBT1$) e tensão sobre a chave (V_{chave1})	56
Figura 41 - Tela com características aplicadas ao semicondutor PS21A79.	59
Figura 42 - Conversor trifásico com correção de fator de potência com módulos térmicos.	59
Figura 43 - Circuito para medir a potência dissipada sobre os transistores do modulo térmico.....	60
Figura 44 – Curvas de potência sobre o barramento c.c ($V_a \cdot I_{motor}$), potência dissipada sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP (P_{total}) e a potência fornecida pela fase a da rede ($i_a \cdot v_a$).....	61
Figura 45 – Média do modulo das curvas das potências do barramento c.c. ($V_a \cdot I_{motor}$), potência dissipada sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP (P_{total}) e a potência fornecida pela fase a da rede ($i_a \cdot v_a$) no período em que o motor está tracionando.....	61
Figura 46 – Média do modulo das curvas das potências do barramento c.c ($V_a \cdot I_{motor}$), potência dissipada sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP (P_{total}) e a potência fornecida pela fase a da rede ($i_a \cdot v_a$) no período em que o motor está freando	62

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características do supercapacitor LS MTRON LSUM 129 0062f EA.....	11
Tabela 2 - Parâmetros para o cálculo dos indutores de um conversor CC-CC bidirecional a indutor chaveado	14
Tabela 3 - Parâmetros aplicados para o cálculo do capacitor de saída do retificador trifásico.	16
Tabela 4 - Valores dos esforços de tensão e corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante a carga do supercapacitor de 90V até 129V.	27
Tabela 5 - Valores dos esforços de tensão e corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante a carga do supercapacitor de 90V até 129V.	31
Tabela 6 - Valores dos esforços de tensão e corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado com 50% sobredimensionado.	35
Tabela 7 - Principais características da Chave1 do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.	35
Tabela 8 - Principais características da Chave2 e Chave3 do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.	36
Tabela 9 - Principais características do diodo da ponte trifásica.	38
Tabela 10 - Parâmetros de simulação utilizados no circuito da Figura 37.	54
Tabela 11 - Principais características da chave utilizada no conversor retificador trifásico CFP.	56
Tabela 12 - Perdas nas etapas da aplicação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado no sistema de frenagem regenerativa.	64
Tabela 13 - Perdas sobre os transistores do conversor retificador trifásico com correção de fator de potência.	64
Tabela 14 - Tabela de características quantitativas do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e o conversor retificador CFP	65
Tabela 15 - Vantagens e desvantagens do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e o conversor retificador trifásico CFP.	66

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	5
1.1 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA	5
1.2 FRENAGEM REGENERATIVA UTILIZANDO SUPERCAPACITOR COM CONVERSOR CC-CC A INDUTOR CHAVEADO	5
1.3 RETIFICADORES TRIFÁSICO BIDIRECIONAL CFP (CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA)	6
1.4 SISTEMAS DE TRAÇÃO VERTICAL	7
1.5 OBJETIVO GERAL	9
1.6 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	9
2. CONVERSOR BIDIRECIONAL C.C-C.C A INDUTOR CHAVEADO	10
2.1 ACUMULADORES DE ENERGIA	10
2.1.1 Características e escolha do supercapacitor estudado	11
2.2 SISTEMA USUAL DE ACIONAMENTO DE MOTORES DE CARGA VERTICAL	12
2.3 CONVERSOR C.C-C.C BIDIRECIONAL A INDUTOR CHAVEADO	13
2.3.1 Modos de operação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	13
2.4 CÁLCULO DO INDUTOR PARA O CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL A INDUTOR CHAVEADO	14
2.5 CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO	16
2.6.1 Controle da corrente do indutor chaveado	17
2.7 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO IDEAL	19
2.7.1 Formas de onda da atuação do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado	21
2.7.2 Esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	23
2.7.2.1 Esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação <i>Buck</i> em que o supercapacitor carrega de 90V até 129V	23
2.7.2.2 Esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação <i>Boost</i> em que o supercapacitor descarrega de 129 V até 90 V.	28
2.8 SIMULAÇÃO DA PONTE DE DIODO DA REDE TRIFÁSICA SEM A ATUAÇÃO DO CONVERSOR C.C-C.C A INDUTOR CHAVEADO	32
2.8.1 Escolhas das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	34
2.8.2 Cálculo de perdas sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	36
2.8.3 Projeto do dissipador de calor do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	37
2.8.4 Escolha dos diodos da ponte trifásica	38

2.8.5	Cálculo de perdas sobre os diodos da ponte trifásica.....	38
2.8.6	Projeto de dissipador para os diodos da ponte trifásica.....	39
2.8.7	Utilização dos Thermal Modules para cálculo de perdas sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.....	40
2.8.7.1	Simulação de perdas sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado com módulos térmicos durante a operação <i>Buck</i>	43
2.8.7.2	Simulação de perdas sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado com módulos térmicos durante a operação <i>Boost</i>	45
2.8.7.3	Simulação de perdas sobre a os diodos da ponte trifásica com Módulos Térmicos	47
3.	CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	52
3.1	CAPACITOR DE SAÍDA DA REDE TRIFÁSICA	52
3.2	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP	53
3.2.1	Análise dos esforços de corrente e tensão sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP	55
3.3	ESCOLHA E APLICAÇÃO DAS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP	56
3.4	CÁLCULO DE PERDAS SOBRE AS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP	57
3.5	CÁLCULO DO DISSIPADOR DE CALOR	58
3.7	SIMULAÇÃO DE PERDAS SOBRE AS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP	60
4.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	68

1. INTRODUÇÃO

Desenvolver maneiras eficientes de controlar a energia elétrica e a forma com que ela pode fluir dentro de um circuito sempre foi uma questão de grande importância dentro da engenharia elétrica. A eletrônica de potência é nome dado a área de estudo de conversores de energia elétrica, e ganhou grande relevância mundial no final do Século XX por sua importância dentro da indústria (BARBI, 2000).

1.1 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

A eficiência energética na engenharia tem um papel muito importante na diminuição do desperdício de recursos que consequentemente torna os impactos ambientais menores, além de resultar em uma economia nos custos do processo. De acordo com (MACHADO, 2021) é de grande importância que exista uma ampliação de pelo menos três vezes do mercado voltado a atender as questões de eficiência energética e afirma com base no IEA (International Energy Agency) que ainda existe um campo amplo para investimentos no setor de eficiência energética e que os governos de cada país de papel fundamental em incentivar esse crescimento.

O Brasil é um país com grande importância, ocupando atualmente a 20ª colocação entre os países que mais avançaram em medidas para desenvolver a área de eficiência. O estudo do Instituto Clima e Sociedade demonstra que em nosso país, existe um crescimento da taxa de consumo energética maior que a taxa de produção econômico, o que aponta a necessidade de continuar ampliando o incentivo a ideias que apoiem a eficiência energética (MACHADO, 2021).

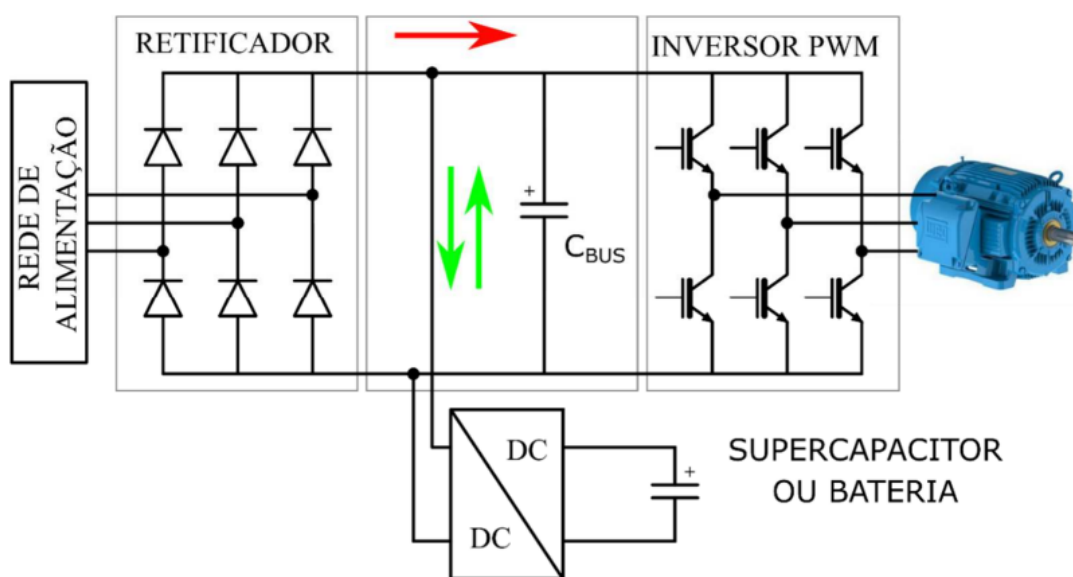
1.2 FRENAGEM REGENERATIVA UTILIZANDO SUPERCAPACITOR COM CONVERSOR CC-CC A INDUTOR CHAVEADO

Existem diversos equipamentos elétricos que trabalham em ciclos divididos em aceleração e desaceleração. Basicamente quando o dispositivo está na etapa de aceleração, ele exige um fluxo de energia da rede, enquanto na etapa de desaceleração, o fluxo de energia tende a realizar o caminho contrário, mas

geralmente é queimado em uma resistência preparada para isso a (ATTAIANESE; NARDI; TOMASSO, 2004).

Uma das propostas mais vistas na atualidade é a aplicação de um supercapacitor no barramento cc-cc. A desvantagem dos supercapacitores está em sua baixa tensão, sendo que muitas vezes o barramento cc-cc pode ultrapassar o valor de 500 V, desta forma se faz uso de algum tipo de controlador (ATTAIANESE; NARDI; TOMASSO, 2004).

Figura 1 - Conversor bidirecional conectado ao barramento c.c. de um retificador a diodos e a um sistema de armazenamento de energia.



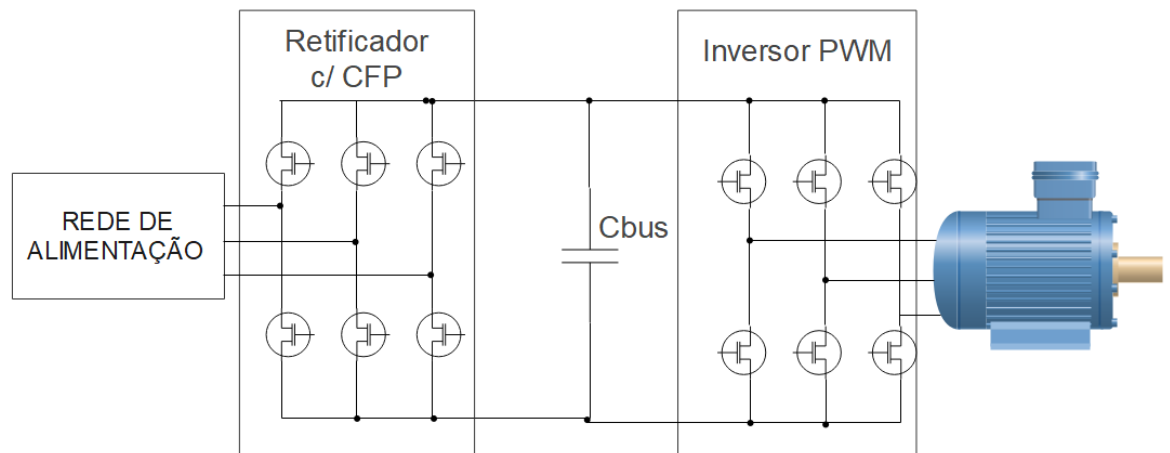
Fonte: Elaborado por (Schwinden, 2020).

1.3 RETIFICADORES TRIFÁSICO BIDIRECIONAL CFP (CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA)

Conversores responsáveis em transformar fontes de corrente alternada CA trifásica para corrente contínua CC são utilizados em larga escala para diversas funções, dentre elas podemos citar as fontes de alimentação para sistemas de telecomunicação, geração de energia elétrica renovável, carregamento de baterias para veículos elétricos, fontes de alimentação interruptas e sistemas HVDC. Muitas vezes as cargas utilizadas nos conversores retificadores trifásicos causam um desequilíbrio na rede, por esse motivo existem muitos estudos relacionados a correção do fator de potência desses circuitos (SINGH, 2014).

Entre os métodos para a correção de fator de potência, pode ser dividido em dois grupos, os feitos para prevenção e aqueles aplicados como correção do problema já existente. Geralmente a correção preventiva tem como base a utilização de pré-reguladores com um alto fator de potência. Quando se está falando de um sistema com várias cargas, então é aplicada uma solução corretiva (DIAS, 2007).

Figura 2 - Esquema de um inversor de frequência variável com retificador ativo CFP.

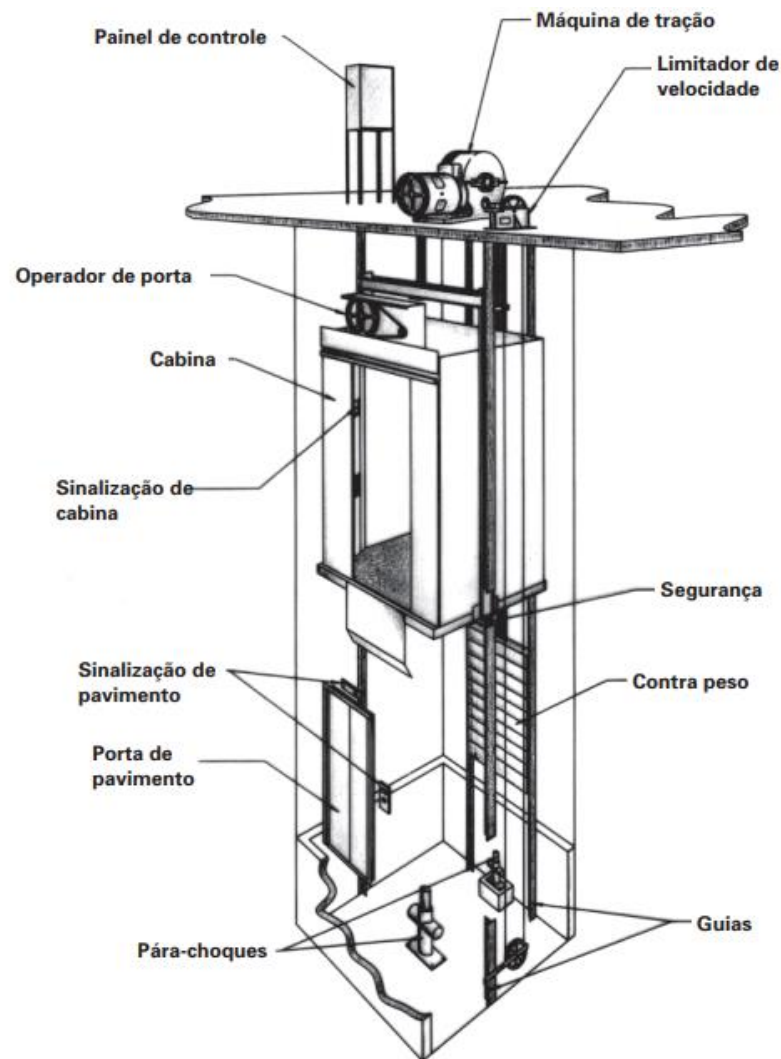


Fonte: Elaborado pelo autor

1.4 SISTEMAS DE TRAÇÃO VERTICAL

O sistema formado por um elevador como mostrado no manual de (ATLAS SCHINDLER, 2008) é basicamente constituído por uma cabine (ou qualquer peso o qual se queira içar) e um contrapeso conectados por cabos de aço através de uma polia e uma máquina de tração para realizar trabalho. O movimento de subir ou descer a cabine é proporcionada pelo motor que coloca sobre as polias as quais o sistema está conectado uma velocidade de rotação. Acelerar ou desacelerar é uma função controlada pelo motor, mas quando parado completamente é acionado um sistema de freio externo ao motor. A Figura 3 demonstra um sistema representativo de um elevador de cargas verticais.

Figura 3 - Posicionamento dos elementos de um elevador de cargas verticais



Fonte: Elaborado por (ATLAS SCHINDLER, 2008)

Todo motor elétrico quando submetido a um torque externo funciona como gerador de energia. O motor utilizado em elevadores tem duas funcionalidades simples, uma de produzir torque quando necessita tracionar a carga e outra que é absorver a energia cinética quando o motor realiza uma frenagem em relação ao movimento do sistema. Quando o motor está freando a carga ele começa a trabalhar como gerador de energia elétrica e por consequência surge uma sobretensão na linha de alimentação.

1.5 OBJETIVO GERAL

A principal ideia deste trabalho é realizar estudos comparação dos dois conversores bidirecionais: conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e retificador trifásico bidirecional CFP (correção de fator de potência) que realizam a frenagem regenerativa de um motor de carga vertical de 14 *kW*, para compreender melhor qual dos dois pode ser mais eficiente energeticamente e viável no mercado.

1.6 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Desenvolvimento de estudo comparativo de conversores bidirecionais aplicáveis para frenagem regenerativa de elevadores de carga vertical.
- Estudo de perdas sobre transistores através de aplicação de software
- Comparação de características positivas ou negativas que influenciem a instalação e utilização dos conversores no mercado.

2. CONVERSOR BIDIRECIONAL C.C-C.C A INDUTOR CHAVEADO

A aplicação de um conversor c.c.-c.c. bidirecional a indutor chaveado para a recuperação de energia cinética de elevadores e armazenamento em supercapacitores é um projeto já estudado, projetado e construído por (Schwinden, 2020) em sua dissertação de mestrado, o qual é aplicado diretamente no barramento c.c. (link c.c.) do inversor. Quando o motor está realizando a frenagem o conversor faz com que a energia gerada por ele seja enviada para o banco de supercapacitor e armazenando lá, quando o motor volta a trabalhar a energia é transferida para barramento c.c. (link c.c.) do inversor. A Figura 1 auxilia a compreensão da aplicação deste conversor.

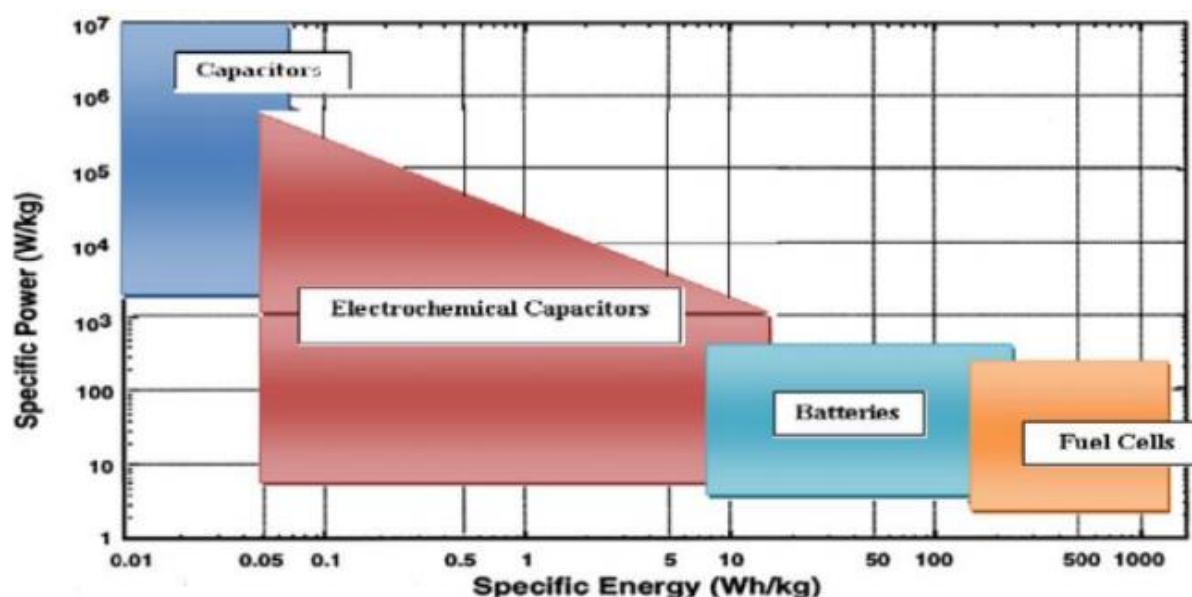
2.1 ACUMULADORES DE ENERGIA

São acumuladores de energia aqueles dispositivos que têm a capacidade de armazenar alguma quantidade de energia. Neste capítulo é estudado alguns tipos de acumulador e como podemos escolher o melhor para ser aplicado no objetivo deste trabalho.

Os elementos acumulativos de energia são necessários para que no momento da frenagem do motor ele comece a acumular energia, então quando o motor volta a ser acionado os acumuladores fornecem energia (ZAHARADDEEN et al, 2016).

Sistemas de frenagem regenerativa podem utilizar diversificados tipos de acumuladores de energia como supercapacitores, baterias e capacitores. Os supercapacitores são uma ótima escolha devido a suas vantagens sobre os outros acumuladores por apresentar alta densidade de potência, alta eficiência, alta capacidade de ciclos e vida útil longa (ZAHARADDEEN et al, 2016). Uma boa forma de entender a comparação entre esses tipos de acumuladores é o gráfico que relaciona a densidade de potência com a energia como mostrado na Figura 4.

Figura 4 - Comparação entre a densidade de energia e a potência entre capacitores, supercapacitores, baterias e células combustível.



Fonte: Elaborado por (ZAHARADDEEN et al, 2016)

2.1.1 Características e escolha do supercapacitor estudado

Para o desenvolvimento deste trabalho e simulações serão utilizadas as características do supercapacitor *LS MTRON LSUM 129R6C 0062f EA* como apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 - Características do supercapacitor LS MTRON LSUM 129 0062f EA

Tensão nominal	129,6 V
Capacitância	62 F
Resistencia (c.c.)	13,2 mΩ
Corrente máxima	260 A

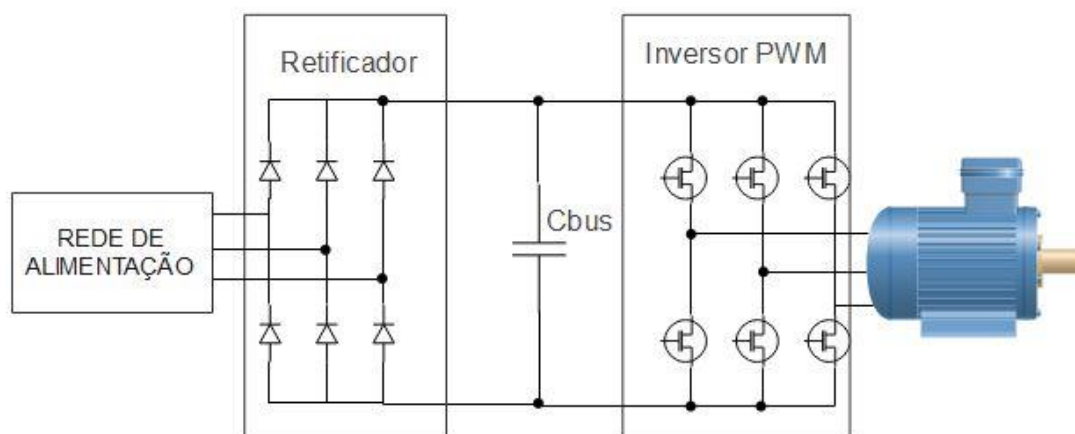
Fonte: elaborado pelo autor

O supercapacitor *LS MTRON LSUM 129R6C 0062f EA* foi escolhido por conta de já termos duas unidades deste disponíveis no laboratório nPEE (Núcleo de Processamento de Energia Elétrica) da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), além de também terem sido alvo de estudo do trabalho realizado por (Schwinden, 2020).

2.2 SISTEMA USUAL DE ACIONAMENTO DE MOTORES DE CARGA VERTICAL

O sistema usualmente utilizado no mercado é um conversor, o qual é constituído por um retificador a diodo conectado à rede trifásica que transmite a energia por um barramento c.c. (link c.c.) até um inversor PWM trifásico que é conectado no motor. Além disto é conectado ao barramento c.c., entre os dois cabos de conexão, um capacitor para regulação de tensão conforme mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Sistema usual de acionamento de motores de carga vertical



Fonte: Elaborado pelo autor

O inversor de PWM é o responsável pelo acionamento do motor, e o seu controle, através da variação de frequência. Este inversor é constituído por uma ponte chaveada que pode proporcionar o fluxo bidirecional de energia, sendo que quando o motor traciona a energia flui do barramento cc para o motor, e quando o motor está realizando a frenagem, a energia flui do motor para o barramento cc.

Neste sistema, para que a energia que flui do motor para o barramento cc não cause problemas para os componentes, por causa da sobre tensão, existe um resistor conectado entre os terminais do barramento c.c., assim, possibilita que essa energia seja queimada e não danifique os componentes. A reutilização desta energia desperdiçada no resistor pode ser realizada pelos conversores estudados neste trabalho.

2.3 CONVERSOR C.C-C.C BIDIRECIONAL A INDUTOR CHAVEADO

O conversor c.c.-c.c. bidirecional a indutor chaveado, neste projeto, é acoplado ao sistema usualmente utilizado como descrito no tópico 2.2, mais especificamente no barramento c.c. (link c.c.) do inversor junto com o acumulador, realizando o papel de controlar a energia que deve ser absorvida pelos supercapacitores ou a energia que eles devem fornecer para a linha de transmissão.

assim quando o motor está tracionando, a energia deve vir da rede e dos supercapacitores para o motor e quando o motor está realizando uma frenagem a sobretensão sobre a linha de transmissão faz com que o conversor leve energia até os acumuladores (Schwinden, 2020).

Para que o conversor realize a sua função de controlar a frenagem regenerativa o ganho do conversor é calculado através da razão entre a tensão do supercapacitor e o nível de tensão c.c. nominal do barramento c.c. do inversor PWM.

2.3.1 Modos de operação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado

Por ser bidirecional o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado tem duas etapas de operação, uma funcionando como elevador de tensão e outra funcionando como abaixador de tensão, sendo definida a operação pelo sentido do fluxo da corrente desejado.

Quando em operação Boost, o conversor está transferindo energia do supercapacitor, que é nossa fonte com menor potencial, para o barramento c.c., que é nossa fonte de maior potencial.

Para realizar essa transferência de energia do baixo potencial para o alto potencial, o conversor passa por três etapas de operação Boost. O estudo completo do funcionamento de cada uma das etapas do conversor c.c.-c.c. em modo de operação Boost é apresentada pelo trabalho de (Schwinden, 2020).

Quando em operação Buck, o conversor c.c.-c.c a indutor chaveado transfere energia do barramento c.c., fonte de maior potencial, para o supercapacitor, fonte de menor potencial.

Para a realização de transferência de energia do alto potencial para o baixo potencial, o conversor passa por três etapas de operação Buck. As operações em

Buck do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado são apresentadas de forma completa no estudo feito por (Schwinden, 2020).

2.4 CÁLCULO DO INDUTOR PARA O CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL A INDUTOR CHAVEADO

Para a cálculo dos indutores utilizados no projeto do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado vamos considerar os valores da Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros para o cálculo dos indutores de um conversor CC-CC bidirecional a indutor chaveado

Tensão V_A	600 V
Tensão V_{B_min}	90 V
Tensão V_{B_max}	129 V
Frequência de comutação (fs)	40 kHz
Ondulação de corrente ΔL	30%
Potência P_0	14 kW

Fonte: elaborado pelo autor

A tensão V_A é a tensão aplicado sobre o barramento c.c. do inversor, a escolha desta tensão é devido aos sistemas usuais contarem com um resistor conectado neste barramento c.c. de alta tensão que é acionando quando a tensão chega em 620 V, desta forma o conversor será atuante antes de chegar a este nível. As tensões V_{B_min} e V_{B_max} são as tensões mínima e máxima sobre o supercapacitor que é o lado de baixa tensão do conversor. Seus valores foram definidos com base na capacidade de armazenamento de energia do capacitor, sendo 129 V a carga máxima e 90 V o ponto em quem o capacitor está com a metade da energia armazenada como demonstrado nas equações de (Schwinden, 2020).

O primeiro passo para calcular os indutores é encontrar as correntes medias que passam sobre o indutor, para isso vamos primeiro usar os valores de potência e tensão sobre o supercapacitor para calcular a corrente sobre o supercapacitor:

$$I_{Vbmed} = \frac{P_0}{V_{B_min}} = \frac{14kW}{90V} = 155,55 A \quad (1)$$

Para este cálculo escolhemos a tensão mínima sobre o barramento de baixa tensão, pois escolhendo este valor temos a máxima corrente I_{Vbmed} , desta forma buscamos o pior caso para a escolha do indutor.

Agora para o cálculo da corrente sobre o indutor, precisamos calcular o valor do duty cycle do conversor Buck pela equação 2:

$$D_{Buck} = 2 * \left(\frac{V_{B_min}}{V_{B_min} + V_A} \right) = 0,261 \quad (2)$$

Utilizando o valor de duty cycle da equação 2 e a corrente da Equação (1), podemos calcular a corrente média sobre os indutores, sendo que a corrente média sobre os indutores é sempre a mesma sobre os dois.

$$I_{Indutores} = \frac{I_{Vbmed}}{2 - D_{Buck}} = 89,44 \text{ A} \quad (3)$$

A partir deste valor de indutância encontrado para o menor valor de tensão sobre o supercapacitor, podemos calcular a ondulação de corrente sobre os indutores pela Equação 4:

$$\Delta L = \Delta L_{max} * I_{Indutores} = 30\% * 89,44\text{A} = 26,833 \text{ A} \quad (4)$$

Agora para o cálculo da indutância aplicamos a Equação 5:

$$L = \frac{V_{B_max}(1 - D_{Buck})}{f_S * \Delta L} \quad (5)$$

Como estamos procurando o valor para a máxima indutância, então na Equação 5 precisamos aplicar na parte inferior o ΔL calculado com o valor mínimo sobre o super capacitor, na parte superior utilizar a tensão máxima sobre o supercapacitor e o duty cycle calculado com a tensão máxima sobre o supercapacitor também, então vamos calcular novamente o duty cycle para a maior tensão sobre o supercapacitor na Equação 6:

$$D_{Buck} = 2 * \left(\frac{V_{B_max}}{V_{B_max} + V_A} \right) = 0,354 \quad (6)$$

Agora aplicando o duty cycle para o caso de maior tensão sobre o barramento de baixa tensão que foi calculado na Equação 6 sobre a Equação 5 podemos encontrar o resultado para o melhor indutor.

$$L = \frac{129V * (1 - 0,354)}{40k * 28,833A} = 77,65 \mu H \quad (7)$$

2.5 CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

Para o cálculo do capacitor de saída (capacitor aplicado na linha de transmissão) foi usado como base a equação apresentada por (BARBI, 2014) para calcular um filtro capacitivo que regula a tensão do nosso barramento c.c., impedindo variações brusca. Os parâmetros aplicados estão na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros aplicados para o cálculo do capacitor de saída do retificador trifásico.

Tensão de linha máximo V_{Lmax}	600 V
Tensão de linha mínimo V_{Lmin}	537 V
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Potência P_0	14 kW

Fonte: elaborado pelo autor

Para o pico de tensão é definido uma variação máxima de 5% de sobre tensão e uma variação de 2,5% para o valor mínimo de tensão. A regulação do valor de tensão já é realizada pelo conversor, sendo assim, já é esperado uma baixa variação. O cálculo do capacitor através da Equação 8.

$$C_A = \frac{P_0}{3 * f_{rede} * (V_{Lmax}^2 - V_{Lmin}^2)} = 1,086 mF \quad (8)$$

Para que as simulações sejam mais próximas da realidade de um projeto físico, será aplicado nas simulações um valor de capacitância comercial mais próximo do valor calculado que é $C_A = 1,200mF$.

A resistência serie do capacitor que será aplicada nas simulações é de $1,5m\Omega$ e foi definida com base no valor fornecido pelo Datasheet do modelo *B25690A0128K903* que contém as características necessárias de capacitância C_A do projeto e suporta a tensão esperada.

2.6 PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL A INDUTOR CHAVEADO

Com base nos projetos de controle de (IVO BARBI, 2007) temos os valores sugeridos para frequência de corte (f_c) sendo definido por $\frac{1}{4} * f_s$, sendo f_s a frequência de comutação que foi definida como 40 kHz, assim temos um valor para a frequência de corte e 10 kHz, e a inclinação da curva de ganho nesta frequência deve ser -20 dB/dec. Sobre a margem de fase (IVO BARBI, 2007), sugere a aplicação de um valor entre 45° e 90° .

2.6.1 Controle da corrente do indutor chaveado

Para a realização deste controle, vamos utilizar o método de que aplica um zero na origem, desta forma é obtido um ganho com o incremento de 20 dB/dec e uma fase de 90° até chegar nos polos. Quando o ganho passa pelo polo, temos o efeito invertido, tendo então um decaimento de 20 dB/dec e uma fase de -90° . Na Equação 8 podemos fazer o cálculo da frequência nos polos.

$$f_p = \frac{D}{2 * \pi * \sqrt{2 * L * C_A}} = 105,335 \text{ Hz} \quad (8)$$

Sendo que a capacitância C_A é referente ao barramento c.c.-c.c. que apresenta alta tensão, e a indutância L é referente a indutância do conversor c.c.-c.c. bidirecional a indutor chaveado.

O controlador de corrente será referenciado como $C_i(s)$, o qual irá controlar a corrente de I_L (corrente sobre o indutor). Nesta planta é aplicado um polo na origem, isso resulta em alto ganho para baixas frequências. Sendo a estratégia baseada na margem de fase FTLA (Função Transferência de Laço Aberto), que conta com controlador, modulador, planta e sensor.

Para definirmos o $C_i(s)$ será utilizado o wp (frequência dos polos da planta $\frac{I(s)}{D(s)}$) e ws (frequência de comutação do inversor em rad/s).

A primeira estrutura de $C_i(s)$ com a aplicação de um zero na mesma frequência dos polos é apresentada na Equação 9.

$$C_i(s) = \frac{\frac{s}{wp} + 1}{s} \quad (9)$$

Em seguida é aplicado um segundo polo na função de transferência, que resultou na Equação 10:

$$C_i(s) = \frac{\frac{s}{wp} + 1}{s \left(\frac{s}{ws} + 1 \right)} \quad (10)$$

Por fim é definido um ganho proporcional como feito por (Schwinden, 2020) para que a planta de corrente cruze o eixo de frequência a 1 kHz. Para o cálculo da planta é necessário um ganho de 33,8dB, sendo assim $K_{pi} = 10^{\frac{33,8}{20}} = 49$.

2.6.2 Controle da tensão do barramento c.c. do inversor

O controle deve regular a tensão V_A (tensão alta) que fica no barramento c.c. da ponte trifásica. O controle de tensão é definido $C_v(s)$ e é dependente da corrente sobre o supercapacitor e precisa manter a margem de fase da FTLA (função transferência de laço aberto) em uma faixa que permita que o sistema alcance a estabilidade em malha fechada.

Da mesma forma que foi projetado o controle de corrente, o controle de tensão conta com um polo na origem, desta forma o módulo tem um decaimento de -20 dB/dec e a fase de 90°

Para o funcionamento do controle, é previsto que quando a tensão sobre o capacitor que está no barramento c.c.-c.c. diminui, a corrente sobre o indutor do conversor deve aumentar, desta forma é aplicado a defasagem de 180°. Para a definição do controle $Cv(s)$ é utilizado a frequência zero do controlador de tensão w_z , desta forma é definida a Equação 10.

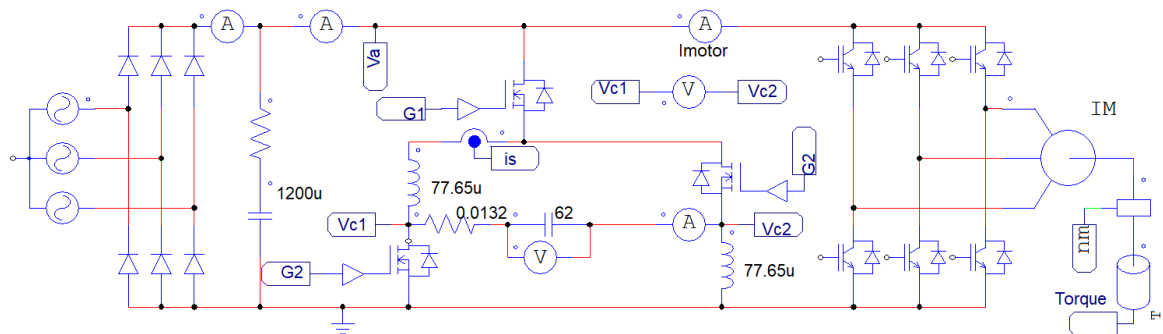
$$Cv(s) = -\frac{\frac{s}{w_z} + 1}{s} \quad (11)$$

E por fim temos o ganho proporcional que tem como objetivo manter o ganho unitário uma década abaixo da frequência de corte do controle de corrente definido em 1 kHz. É aplicado um ganho de 60,7 dB para que o ganho de corrente tenha uma frequência de 100Hz, assim temos $K_{pi} = 10^{\frac{60,72}{20}} = 1086$ como aplicado por (Schwinden, 2020).

2.7 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO IDEAL

A partir dos componentes passivos calculados e a planta de controle projetada para o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado, foi possível realizar simulações utilizando a ferramenta *Psim*®. O circuito simulado é mostrado na Figura 6.

Figura 6 - Sistema usual de acionamento de motores de carga vertical com aplicação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado



Fonte: Elaborado pelo autor

A ponte de *IGBTs* e o motor mostrado no canto direito da Figura 6 é ilustrativo, para que o foco do estudo se mantenha sobre o funcionamento do conversor, é aplicado uma fonte de corrente que irá simular a corrente exigida pelo motor.

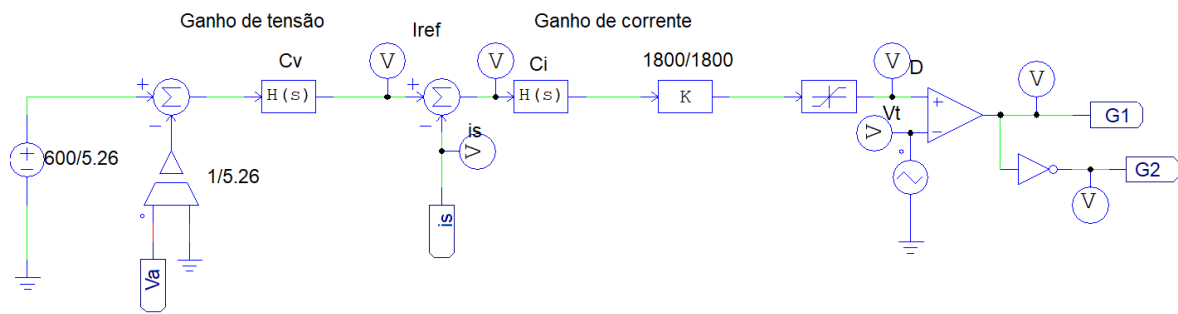
O barramento c.c. tem uma tensão média de 537 V quando alimentada por uma rede trifásica industrial de 380 V, já o conversor deve atuar quando a corrente vinda da frenagem do motor elevar a tensão do barramento até o entorno de 600 V e carregar o supercapacitor até o máximo 129 V. Quando o supercapacitor estiver descarregando também não deve cair a uma faixa de tensão inferior a 90V, pois como foi demonstrado por (SCHWIDEN, 2020), neste valor de tensão, o supercapacitor armazena uma quantidade de energia próxima a metade de sua capacidade máxima.

O sistema de funcionamento deste conversor deveria ser implementado com um acionamento que limitasse a atuação do conversor de acordo com as faixas de tensão definidas, mas essa implementação não foi alvo de estudo deste trabalho.

Para simular o funcionamento do conversor apenas para a situação em que a tensão do barramento c.c. está em 600 V e a tensão do supercapacitor está entre 129V e 90 V, será realizada uma serie de simulações definindo os tempos exatos de carregamento e descarregamento do supercapacitor que são definidas pelas operações *Buck* e *Boost* do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e em seguida será realizada as simulações na faixa de tensão em que o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado não atua e o circuito trabalha como o sistema usual apresentado na Figura 5.

Os valores encontrados na Seção 2.6 para o projeto de controle do conversor c.c.-c.c. bidirecional a indutor chaveado foram aplicados em uma planta de controle utilizando as ferramentas disponíveis no software *Psim*®, como é apresentado na Figura 7.

Figura 7 - Planta de controle aplicada ao conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado



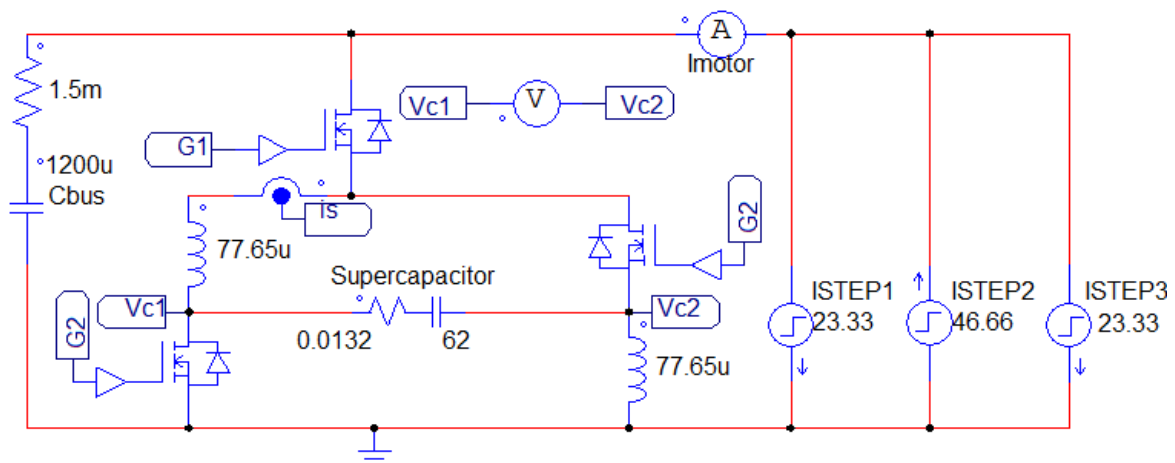
Fonte: Elaborado pelo autor

No canto direito da Figura 7, temos a saída do modulador PWM para G1 e G2 que estão conectadas nas chaves que podem ser observadas na Figura 6.

2.7.1 Formas de onda da atuação do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado

Como o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado deve funcionar quando a tensão do barramento c.c. estiver em 600 V, é necessária uma corrente de 23,33 A para que a potência de 14 kW seja fornecida ao motor. Para simular as situações de frenagem e aceleração do motor, foram implementadas duas fontes de corrente em paralelo no barramento c.c. do tipo Step (2-level) que substituem o inversor trifásico e o motor, como pode ser visto na Figura 8.

Figura 8 – Circuito de simulação dos modos de operação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.



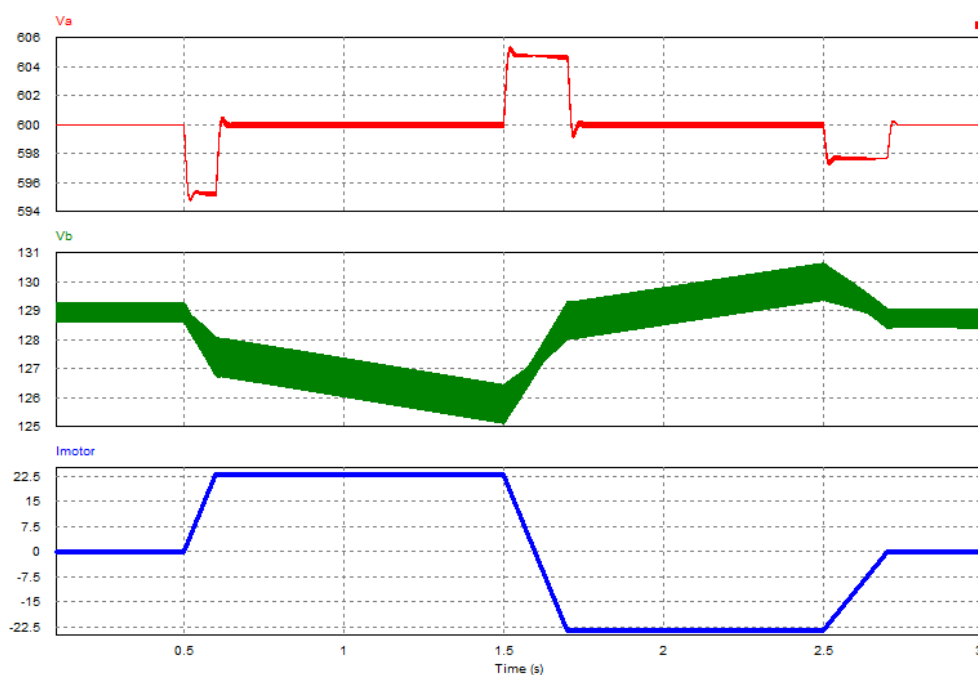
Fonte: Elaborado pelo autor

Para visualizar o funcionamento do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e conferir se o controle de tensão está adequado, foi simulado o circuito da Figura 8 definindo a tensão inicial do supercapacitor como 100 V e a tensão inicial do C_{bus} como 600 V.

Na Figura 8 a primeira fonte $ISTEP1$ começa a atuar a partir de 0,5s e está programada para ter um tempo de transição de 0,1 s em que sai de 0 a 23,33 A representando a etapa em que o motor está tracionando, a segunda fonte de corrente $ISTEP2$ começa a atuar a partir de 1,5 s com um tempo de transição de 0,2s em que sai de 0 para 46,66 A, que por estar em paralelo com a primeira fonte, tem como resultado uma corrente de 23,33 A que representa a corrente de frenagem do motor e que deve ser absorvida pelo conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado, por último temos mais a fonte de corrente $ISTEP3$ que começa a atuar em 2,5s com um tempo de transição de 0,1s em que sai de 0 para 23,33 A, o resultado é que toda a corrente que representa o motor é zerada, tendo assim a parada do motor.

Os resultados das formas de onda da tensão do barramento c.c. (V_a), tensão sobre o supercapacitor (V_b) e corrente do motor (I_{motor}) simulados pelo circuito da Figura 8 estão apresentados na Figura 9.

Figura 9 - Curvas da tensão do barramento c.c. (V_a), tensão do supercapacitor (V_b) e corrente do motor (I_{motor}).



Fonte: Elaborado pelo autor

Através deste gráfico é possível verificar a tensão do barramento c.c. (V_a) sendo controlado, ao passo que a tensão sobre o supercapacitor (V_b) varia de acordo com a necessidade, descarregando quando a corrente do motor I_{motor} é positiva (motor tracionando) e carregando conforme a corrente do motor I_{motor} é negativa (motor realizando a frenagem).

2.7.2 Esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado

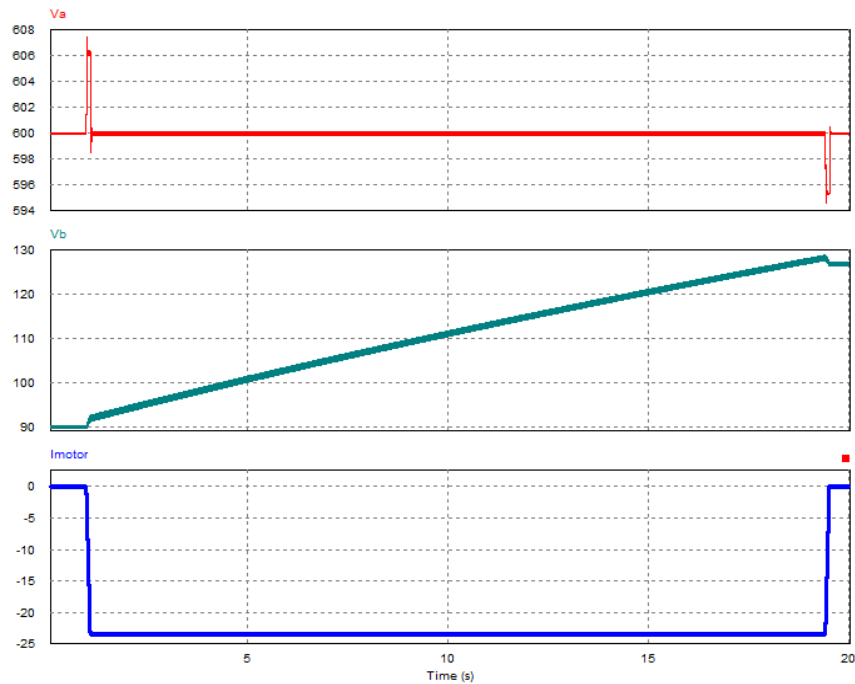
Como mostrado por (SCHWIDEN, 2020) o conversor c.c. a indutor chaveado opera como *Buck* quando o supercapacitor precisa absorver energia da frenagem do motor e como *Boost* quando o supercapacitor precisa devolver a energia armazenada para suprir as necessidades de corrente do motor.

As simulações para verificar os esforços de corrente e tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado, foram divididas em duas, uma para quando o conversor está operando como *Buck* e outra para quando está operando como *Boost*.

2.7.2.1 Esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação *Buck* em que o supercapacitor carrega de 90V até 129V

Como definido no Capítulo 4 que o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado irá operar considerando uma variação de tensão sobre o supercapacitor entre 129V e 90V. Para simular a operação *Buck*, será utilizado o circuito da Figura 8 com a tensão inicial do supercapacitor de 90V, a fonte de corrente *ISTEP2* começa a atuar em 1s e está programada com um tempo de transição de 0,1s em que sai de 0 para 23,33A (corrente da frenagem regenerativa) // a fonte de corrente *ISTEP1* começa a atuar em 19,4s, que é o tempo suficiente para o conversor carregar o supercapacitor até 129V e está programada com um tempo de transição de 0,1s em que sai de 0 para 23,33A (corrente necessária para zerar I_{motor}). Os resultados das formas de onda de tensão sobre o supercapacitor (V_b), tensão do barramento c.c. (V_a), e a corrente do motor (I_{motor}) na operação *Buck* do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado são apresentados na Figura 10.

Figura 10 - Curvas da tensão do barramento c.c (V_a), tensão do supercapacitor (V_b) e corrente do motor (I_{motor}) durante toda a operação Buck do conversor c.c-c.c a indutor chaveado.

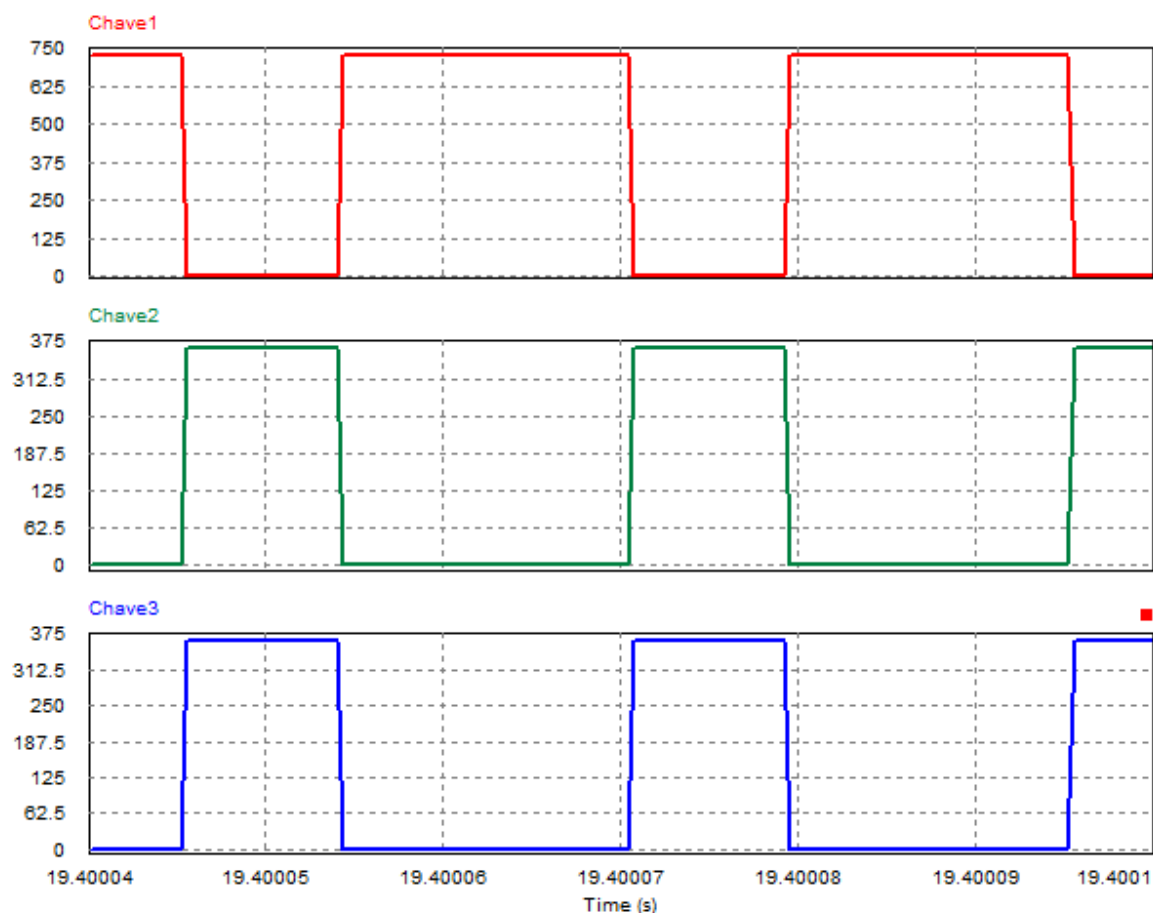


Fonte: Elaborado pelo autor

A curva de tensão do barramento c.c. (V_a) durante a operação *Buck* tem um valor máximo de 607,45V em 1,022s quando a corrente I_{motor} começa a atuar no circuito e valor mínimo de 594,6V em 19,42s quando a corrente I_{motor} começa a ir para zero. O valor ideal de tensão do supercapacitor (V_b) ao término do período de carregamento seria de 129V, que é atingido em 19,4s, mas a curva de controle faz com que a tensão do supercapacitor (V_b) se estabilize em 127V, variação de 1,55% o que é aceitável.

A partir da simulação utilizada para gerar a Figura 10, foi possível visualizar as formas de onda da tensão sobre as chaves do conversor c.c-c.c a indutor chaveado da Figura 8 em operação *Buck* durante o período de maior tensão, conforme apresentado na Figura 11.

Figura 11 - Curvas de tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado em operação Buck durante os períodos de maior tensão.

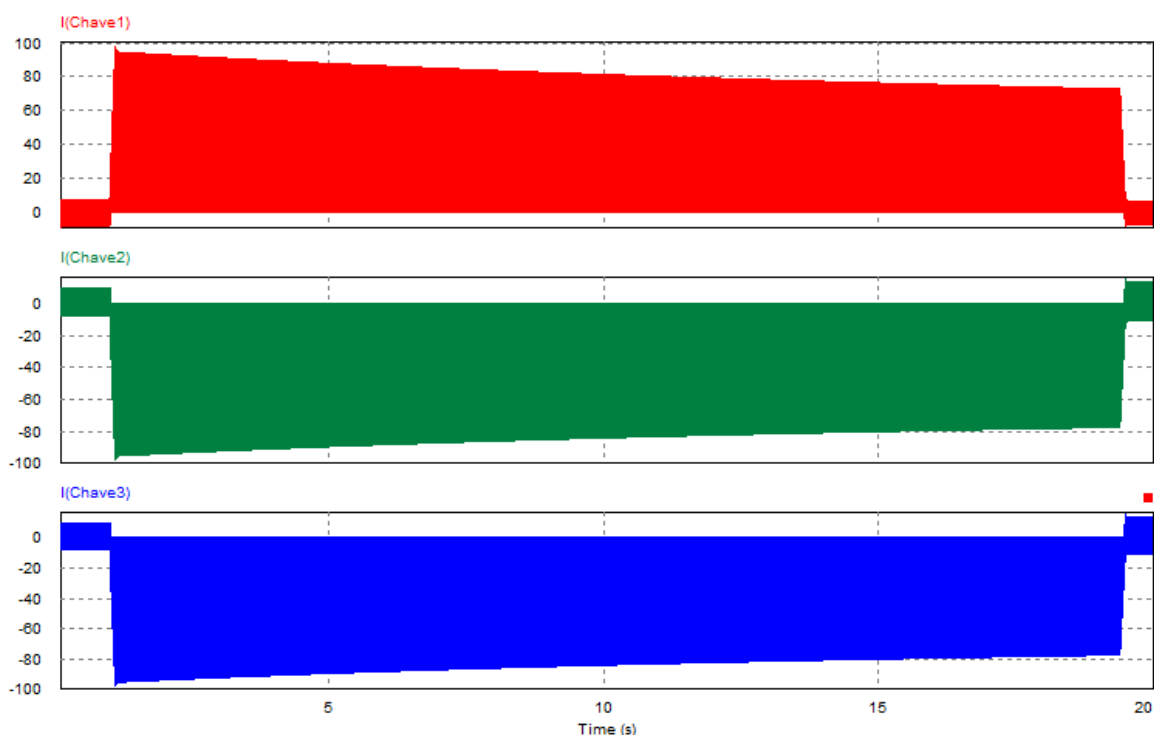


Fonte: Elaborado pelo autor

A variação de tensão sobre as chaves não é muito grande, durante o período *Buck*, por conta disto, a figura apresentada é de apenas um pequeno período. A partir das formas de onda da Figura 11 foi possível utilizando o software *PSIM* obter os valores das tensões de pico sobre cada uma das chaves do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado em operação *Buck* como é mostrado na Tabela 3.

Utilizando a mesma simulação que forneceu as formas de onda de tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado apresentadas na Figura 11, foi obtido as formas de onda das correntes sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação *Buck* e apresentadas da Figura 12.

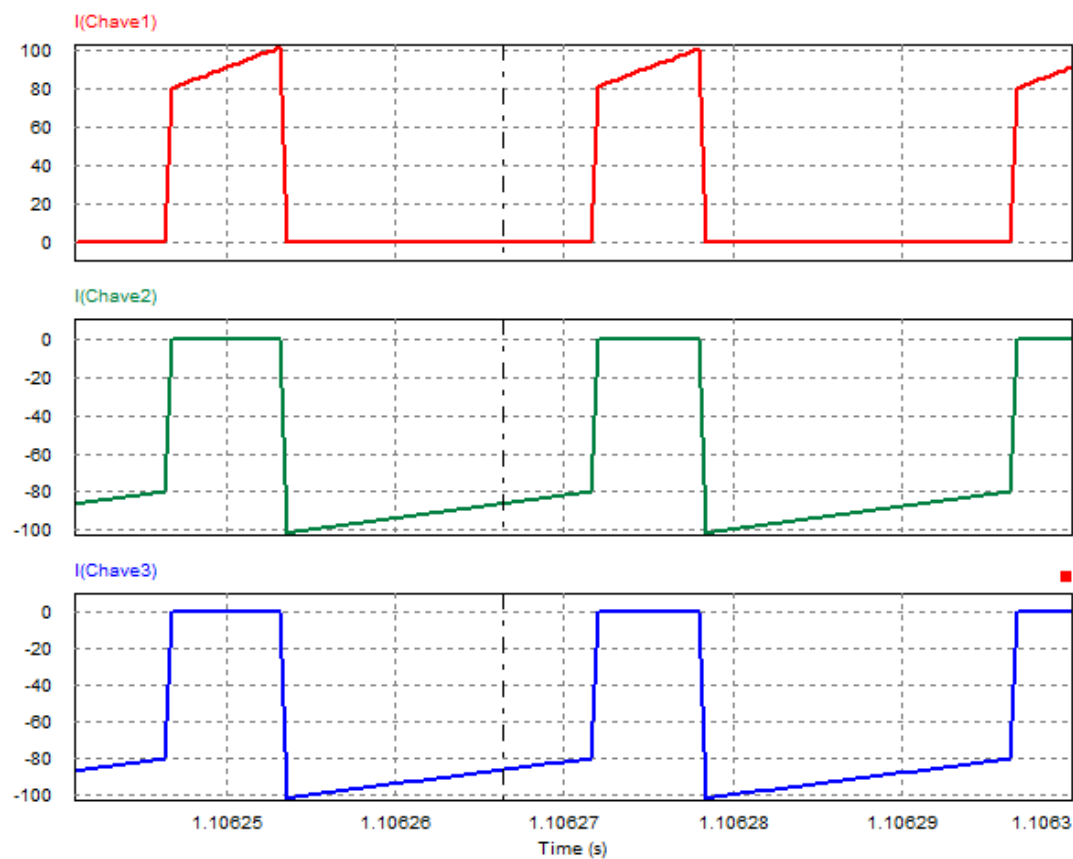
Figura 12 - Curvas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante a carga do supercapacitor de 90 V até 129 V.



Fonte: Elaborado pelo autor

O pico de corrente sobre todas as chaves está quando a tensão do supercapacitor está menor e se inicia o processo de carregamento pela corrente que vem do motor. A Figura 13 apresenta as formas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em um período menor para melhor visualização.

Figura 13 - Curvas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante operação Buck.



Fonte: Elaborado pelo autor

Com base nas formas de onda das correntes sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado, foi possível determinar através do software *PSIM* os valores de corrente de pico, média e eficaz e registrar estes valores na Tabela 4.

Tabela 4 -Valores dos esforços de tensão e corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante a carga do supercapacitor de 90V até 129V.

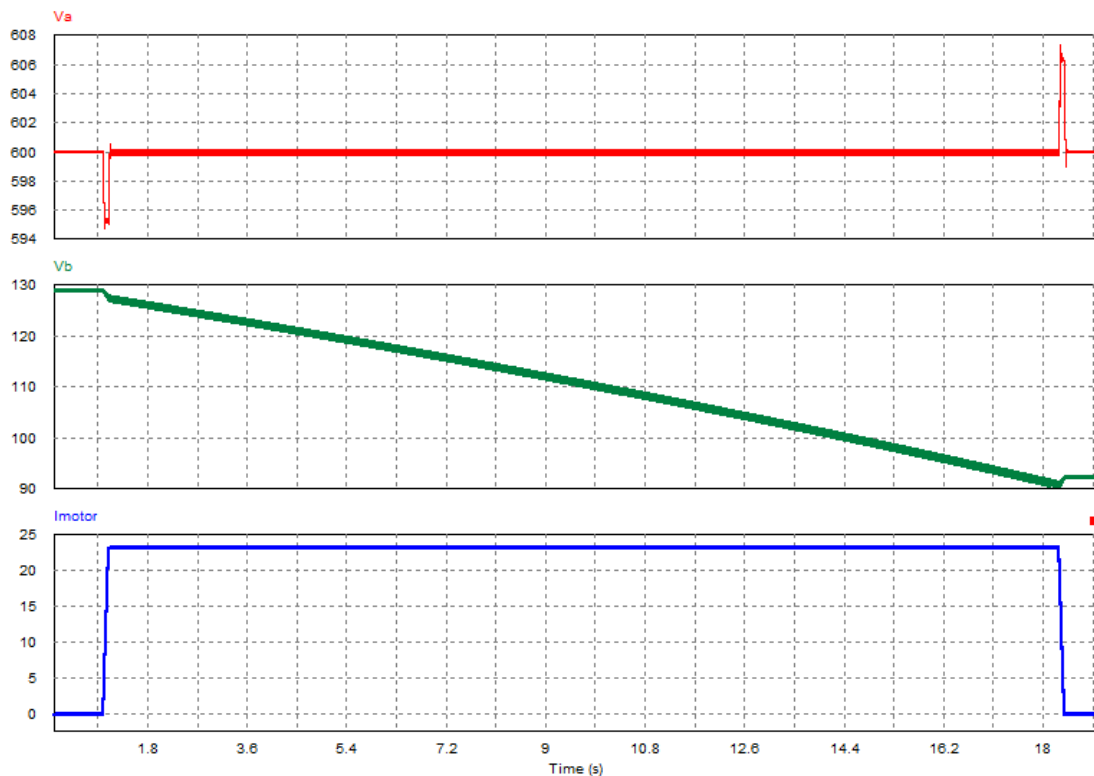
Chave:	Tensão máxima	Pico de corrente	Corrente média	Corrente eficaz
Chave1	729,3V	101,2 A	22,2 A	40,8 A
Chave2	364,1 V	101,3 A	51,6 A	62,2 A
Chave3	364,1 V	101,3 A	51,6 A	62,2 A

Fonte: elaborado pelo autor

2.7.2.2 Esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação *Boost* em que o supercapacitor descarrega de 129 V até 90 V.

Quando o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado está operando como *Boost*, o supercapacitor começa a descarregar sua energia. Para verificarmos os esforços sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação *Boost*, será simulado o circuito da Figura 8 com a tensão inicial do supercapacitor de 129V, a fonte de corrente *ISTEP1* está programada para sair de 0 para 23,33A a partir de 1s com um tempo de transição de 0,1s (representando a corrente I_{motor} tracionando) e a fonte de corrente *ISTEP2* é programada para sair de 0 para 23,33A a partir de 18,29s com um tempo de transição de 0,1s, assim zerando a corrente I_{motor} . A Figura 14 mostra as formas de onda de tensão sobre o supercapacitor (V_b), tensão do barramento c.c. (V_a), e a corrente do motor (I_{motor}) na operação *Boost* do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado.

Figura 14 - Curvas da tensão do supercapacitor (V_b), corrente do motor (I_{motor}) e tensão do barramento c.c. (V_a), durante a operação *Boost* do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.

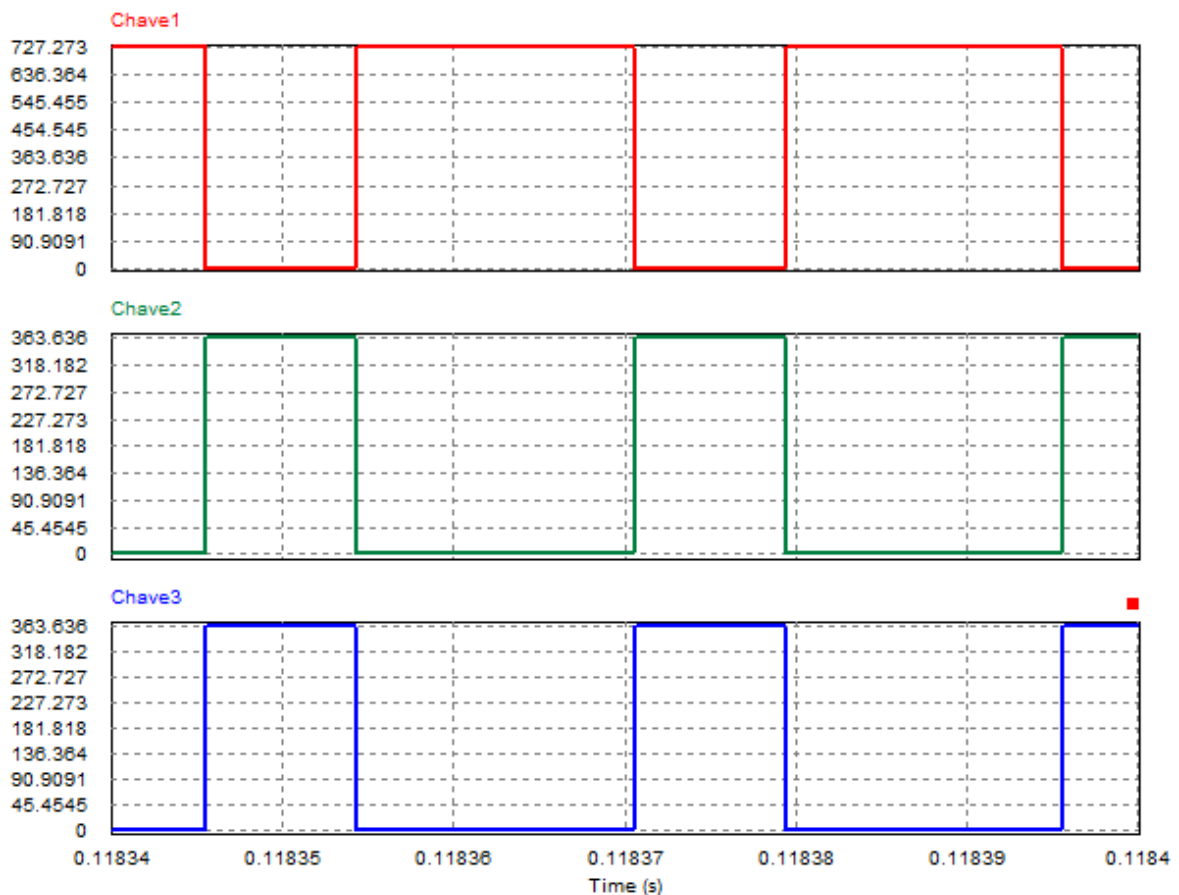


Fonte: Elaborado pelo autor

A curva de tensão do barramento c.c. (V_a) durante a operação *Boost* tem um valor mínimo de 594,8V em 1,021s quando a corrente I_{motor} começa a atuar no circuito e valor máximo de 607,4 em 18,3s quando a corrente I_{motor} começa a ir para zero. O valor ideal de tensão do supercapacitor (V_b) ao término do período de carregamento seria de 90V, que é atingido em 18,29s, mas a curva de controle faz com que a tensão do supercapacitor (V_b) se estabilize em 92,4V, variação de 2,67% do valor ideal, o que é aceitável.

Utilizando a mesma simulação das formas de onda apresentadas na Figura 14 foram geradas as formas de onda da tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado durante a operação *Boost*. A tensão sobre os interruptores tem uma variação de 5% durante toda operação *Boost*, por conta desta baixa variação a Figura 15 representa apenas alguns períodos do pico de tensão sobre os interruptores.

Figura 15 - Curvas de tensão sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação *Boost* durante a descarga do supercapacitor de 129 V até 90 V.

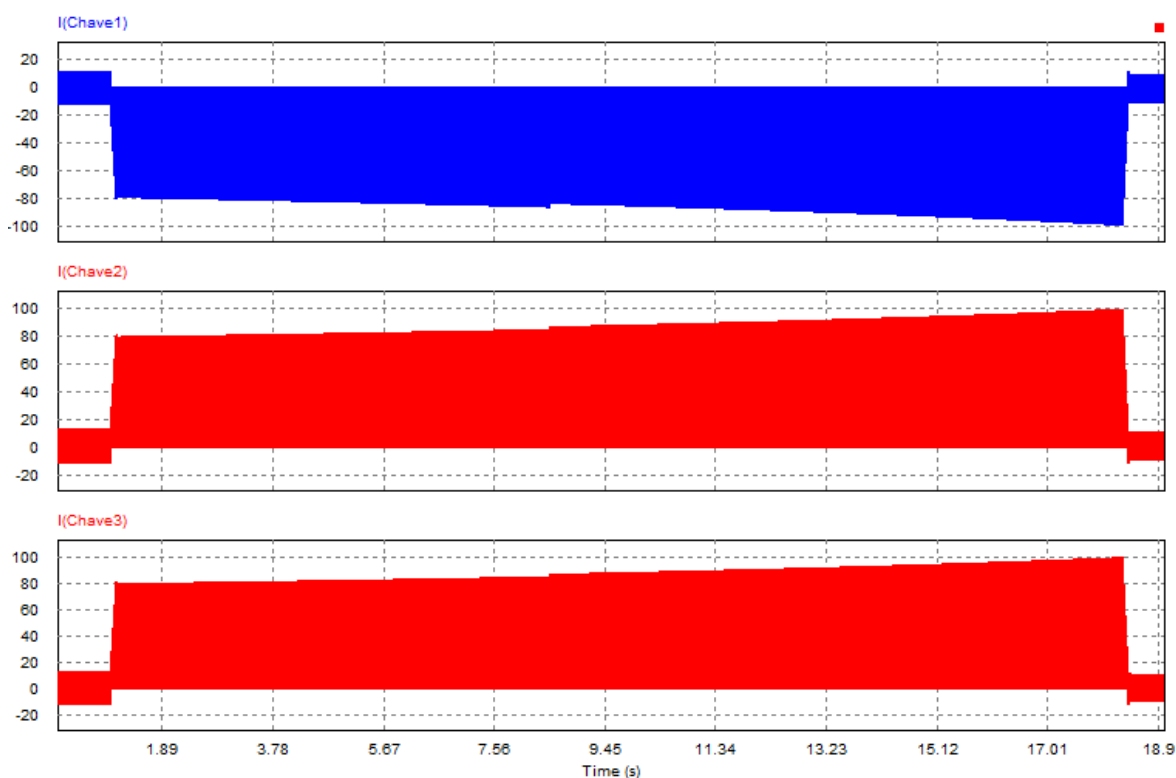


Fonte: Elaborado pelo autor

A partir das formas de onda da Figura 15 foi possível obter os valores de pico de tensão de cada uma das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação *Boost* utilizando o software *PSIM*, esses valores estão na Tabela 4.

Partindo da mesma simulação utilizada para gerar a Figura 14, foram geradas as formas de onda das correntes sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação *Boost* como é mostrado na Figura 16.

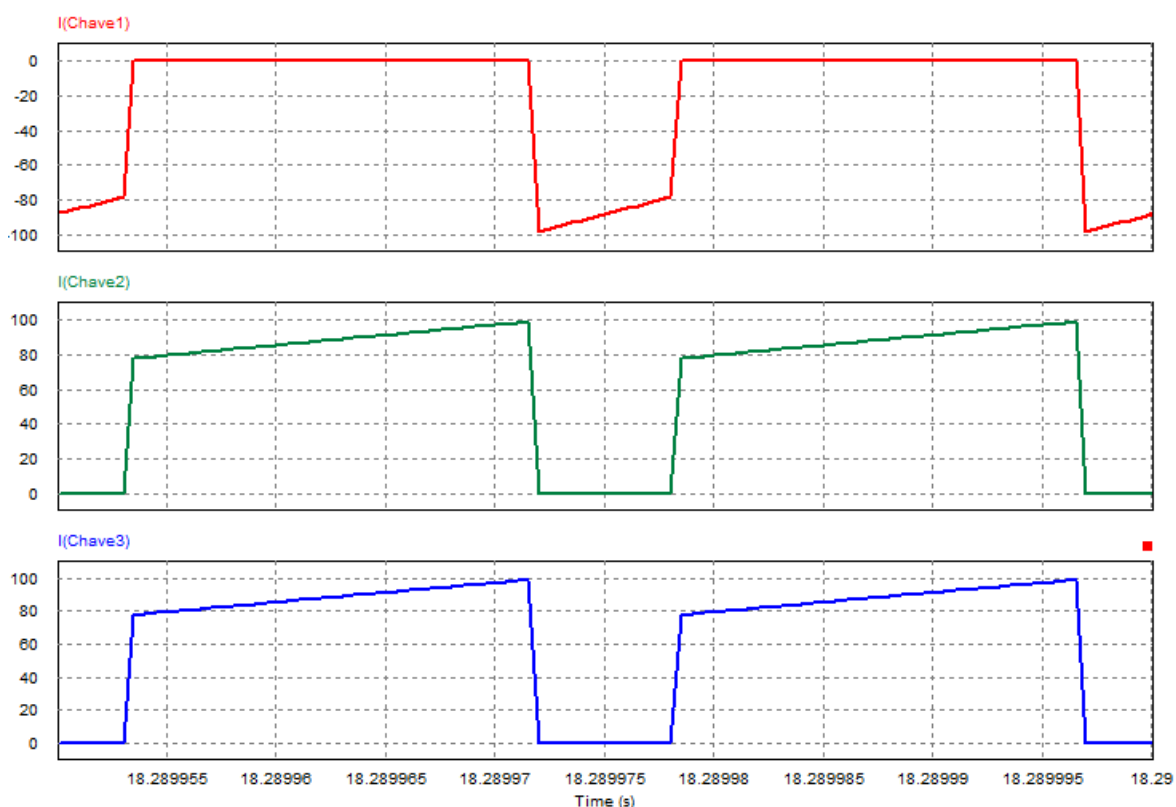
Figura 16 - Curvas de corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação *Boost* durante a descarga do supercapacitor de 129 V até 90 V.



Fonte: Elaborado pelo autor

Para melhor visualização de como as curvas de corrente sobre as chaves durante a operação *Buck* se comportam, foi gerado a Figura 17 que é um zoom dos períodos finais de carregamento do supercapacitor, pois é quando as correntes são mais elevadas.

Figura 17 - Curvas de correntes das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante os períodos de maior valor.



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir das curvas de corrente das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação *Boost* apresentadas na Figura 17, foi possível determinar a corrente de pico, corrente média e eficaz sobre cada uma das chaves, os resultados estão apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Valores dos esforços de tensão e corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em operação Buck durante a carga do supercapacitor de 90V até 129V.

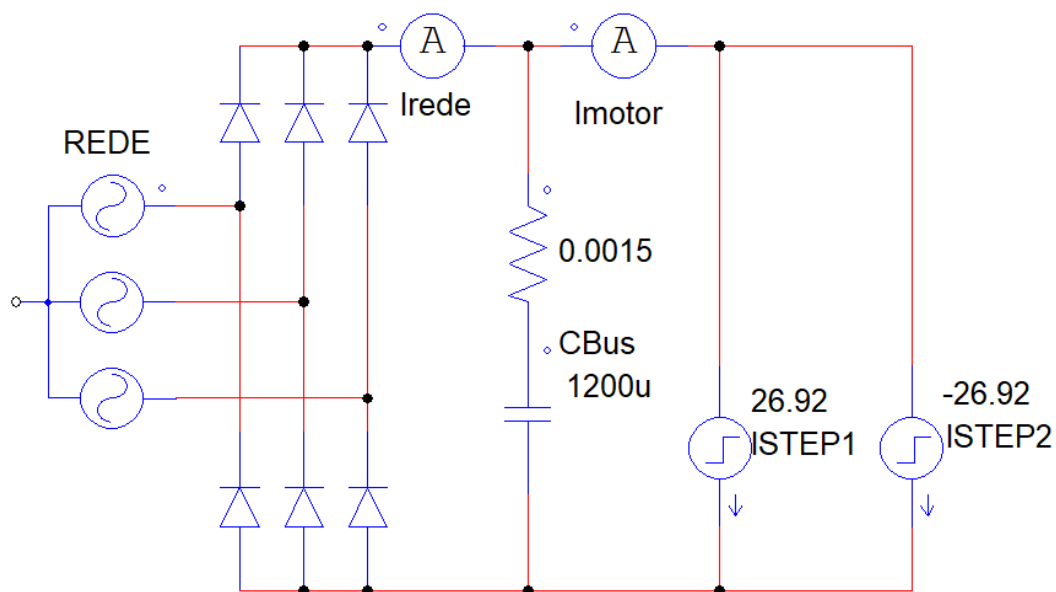
Chave:	Tensão máxima	Pico de corrente	Corrente média	Corrente eficaz
Chave1	729,3 V	99,2 A	23,5 A	42,5 A
Chave2	364,6 V	99,5 A	52,5 A	63,9 A
Chave3	364,6 V	99,5 A	52,5 A	63,9 A

Fonte: elaborado pelo autor

2.8 SIMULAÇÃO DA PONTE DE DIODO DA REDE TRIFÁSICA SEM A ATUAÇÃO DO CONVERSOR C.C.-C.C A INDUTOR CHAVEADO

O período em que o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado não atua é definido pelo momento em que o conversor já utilizou a energia do supercapacitor a um ponto que sua tensão chegou a 90 V e fica inativo até que a tensão do barramento c.c. (V_d) chegue em 600 V. Vamos considerar apenas o período em que a corrente está fluindo do barramento c.c para o motor, pois quando a corrente está indo no sentido contrário, o barramento c.c sobe de tensão muito rápido, chegando em 600 V em apenas alguns milissegundos, momento em que se espera a atuação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado. O circuito preparado para essa simulação está representado na Figura 18.

Figura 18 - Circuito utilizado para estudo sobre as formas de onda da ponte de diodo.



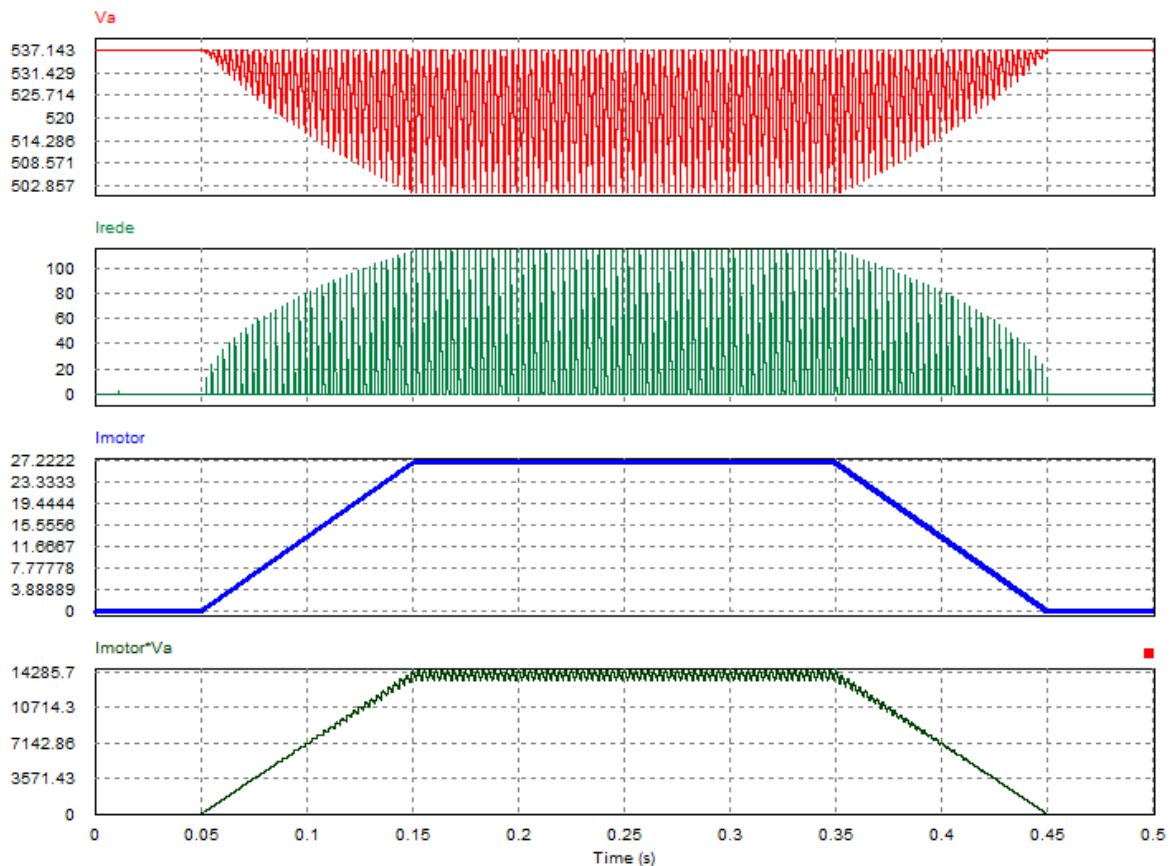
Fonte: Elaborado pelo autor

Nesta etapa representada na Figura 18 o barramento c.c. trabalha com uma média de tensão de 520 V, valor um pouco abaixo dos 600 V de operação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado, então para que a potência fornecida se mantenha em 14 kW, é preciso uma corrente de 26,92 A.

A partir do circuito da Figura 18, podemos simular a corrente do motor quando está tracionando configurando a fonte de corrente *ISTEP1* para começar a atuar em 1s saindo de 0 para 26,92 A com um tempo de transição de 0,1s e a fonte de

corrente I_{STEP2} para começar a atuar em 1,2s saindo de 26,92 A para 0 com um tempo de transição de 0,1s, o que faz com que a corrente I_{motor} vá para zero. As formas de onda da tensão do barramento c.c. (V_a), corrente da rede (I_{rede}), corrente do motor (I_{motor}) e potência ($I_{motor} * V_a$) estão apresentadas na Figura 19.

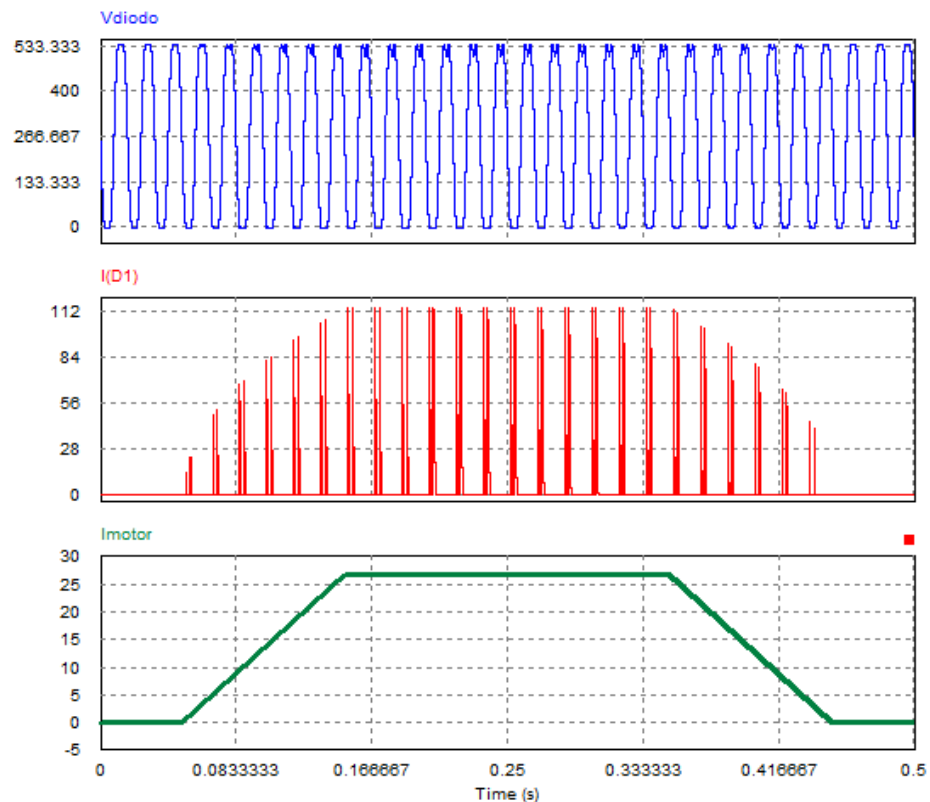
Figura 19 - Formas de onda da tensão do barramento c.c. (V_a), corrente da rede (I_{rede}), corrente do motor (I_{motor}) e potência ($I_{motor} * V_a$) do retificador trifásico a Diodo.



Fonte: Elaborado pelo autor

Pela curva $I_{motor} * V_a$ da Figura 19 é possível verificar que a potência média no barramento c.c. é de 14 kW quando a corrente do motor (I_{motor}) chega a 26,92 A, apesar de não ser um valor constante, pois oscila entre 13,4 kW e 14,37 kW. partir da mesma simulação realizada para a Figura 19 é possível verificar os esforços de tensão e corrente sobre os diodos da ponte trifásica que estão apresentados na Figura 20.

Figura 20 - Formas de onda da tensão do sobre o Diodo (V_{diodo}), corrente do diodo $ID1$ e corrente do motor (I_{motor}).



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir das simulações foi possível verificar que a tensão máxima sobre os diodos da ponte trifásica é de 537,4 V, corrente máxima do Diodo é de 114 A, corrente média é 8,9 A e corrente eficaz é 26,2 A.

2.8.1 Escolhas das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado

A escolha das chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado será feita com base nos valores da Tabela 6 que representam valores 50% maiores que os valores dos esforços máximos apresentados na Tabela 4 e Tabela 5.

Tabela 6 - Valores dos esforços de tensão e corrente sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado com 50% sobredimensionado.

Chave:	Tensão máxima	Pico de corrente	Corrente média	Corrente eficaz
Chave1	1094 V	151,8 A	32,35 A	63,75 A
Chave2	591 V	151,5 A	78,75 A	95,85A
Chave3	591 V	151,5 A	78,75 A	95,85A

Fonte: elaborado pelo autor.

Para a Chave1 foi escolhido um MOSFET produzido com carboneto de silício (SiC) que apresenta boas qualidades de comutação e condução e é capaz de suportar os valores dos esforços da Tabela 5. Os valores das características principais do componente escolhido para Chave1 estão apresentados da Tabela 7.

Tabela 7 - Principais características da Chave1 do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.

Modelo	IMZA120R007M1H
Corrente contínua de dreno I_d (a 100°C)	168 A
Tensão máxima de bloqueio (V_{ds})	1200 V
Resistencia Dreno-source $R_{ds(on)}$	0,010 Ω
Energia dissipada na entrada em condução (E_{on}), para $I_d = 81 A$	1579,7 μJ
Energia dissipada no bloqueio (E_{off}), para $I_d = 101,2 A$	408,1 μJ

Fonte: Elaborado pelo autor com referência em (INFINEON, 2022)

As correntes do dreno (I_d) utilizadas para encontrar os valores de E_{on} e E_{off} foram retirados da Figura 13 que apresenta o pior caso de esforços de corrente durante a operação *Buck*.

A Chave2 e Chave3 apresentam os mesmos valores de esforços de corrente e tensão, desta forma a chave escolhida será a mesma para ambos. Pela Tabela 5 é possível ver que a tensão da Chave2 e Chave3 é bem inferior a Chave1, enquanto as correntes são bem superiores, desta forma se torna mais difícil encontrar um componente que se adeque as faixas de tensão e corrente. A solução para o alto valor de corrente será o de utilizar duas chaves paralelas para dividir a corrente.

Para Chave2 e Chave3 foi selecionado novamente um MOSFET de carboneto de silício (SiC) por conta de suas qualidades. Os valores das características principais do componente escolhido para as chaves 2 e 3 estão apresentados da Tabela 8.

Tabela 8 - Principais características da Chave2 e Chave3 do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.

Modelo	SCT3017ALHR
Corrente contínua de dreno I_d (a 100°C)	83 A
Tensão máxima de bloqueio (V_{ds})	650 V
Resistencia Dreno-source $R_{ds(on)}$	0,025 Ω
Energia dissipada na entrada em condução (E_{on}), para $I_d = 50,6$ A	500 μJ
Energia dissipada no bloqueio (E_{off}), para $I_d = 39,85$ A	195 μJ

Fonte: Elaborado pelo autor com referência em (ROHM SEMICONDUCTOR, 2012)

Para definir E_{on} e E_{off} neste caso, as correntes do dreno (I_d) da Tabela 7 foram adquiridas dividindo os valores encontrados na Figura 13 por dois, pois estamos utilizando duas chaves em paralelo para dividir as correntes.

2.8.2 Cálculo de perdas sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado

As perdas de condução e comutação dos MOSFETs foram calculadas a partir das equações (12) e (13) apresentadas a seguir:

$$P_{Cond} = R_{DS(on)} \cdot (I_{sef})^2 \quad (12)$$

$$P_{Com} = f_s (E_{on} + E_{off}) \quad (13)$$

As correntes aplicadas nos cálculos de perdas foram retiradas da Tabela 3 onde estão os maiores esforços sobre as chaves. Os valores de corrente da Chave2 e Chave3 foram divididos por 2 para a realização dos cálculos.

Perdas por condução e comutação da Chave1:

$$P_{Cond.Chave1} = 0,01 \cdot (40,8)^2 = 16,65 \text{ W} \quad (14)$$

$$P_{Com.Chave1} = 40 \text{ kHz} (1579,7 \mu J + 408,1 \mu J) = 79,508 \text{ W} \quad (15)$$

$$P_{Total.Chave1} = 16,64 \text{ W} + 79,508 \text{ W} = 96,15 \text{ W} \quad (16)$$

Perdas por condução e comutação em cada uma das chaves utilizadas para Chave2 e Chave3:

$$P_{Cond.Chave2/3} = 0,025 \cdot (31,1)^2 = 24,18 \text{ W} \quad (17)$$

$$P_{Com.Chave2/3} = 40 \text{ kHz}(500 \mu\text{J} + 195 \mu\text{J}) = 27,8 \text{ W} \quad (18)$$

$$P_{Total.Chave2/3} = 24,18 \text{ W} + 27,8 \text{ W} = 52 \text{ W} \quad (19)$$

Perdas totais sobre os MOSFETs, considerando que são 2 componentes para a Chave2 e 2 componentes para a chave3

$$P_{Total.Chaves} = (4 * 52 \text{ W}) + 96,15 \text{ W} = 304,15 \text{ W} \quad (20)$$

2.8.3 Projeto do dissipador de calor do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado

Os dois *MOSFETs* selecionados têm uma temperatura de junção máxima de 175°C, mas será considerado como temperatura máxima 140°C (T_j) que é 80% do limite do componente, por questão de segurança.

A resistência da junção-cápsula da *Chave1* é de $R_{jc-Chave1} = 0,20 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ e da *Chave2* e *Chave3* é de $R_{jc-Chave2/3} = 0,35 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$. Para todas as chaves será utilizado pasta térmica e isolante cerâmico, no valor de resistência $R_{cd} = 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$. A temperatura ambiente em que o projeto irá trabalhar será de 50°C.

É calculando a temperatura do dissipador (T_{diss}) pela equação (21) para a *Chave1* que tem o maior valor de potência, logo é o pior caso:

$$T_{diss} = T_j - (R_{jc-Chave1} + R_{cd}) * P_{Total.Chave1} \quad (21)$$

$$T_{diss} = 140 \text{ } ^\circ\text{C} - \left(0,20 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}\right) * 96,15 \text{ W} = 72,7 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (22)$$

A temperatura do dissipador (T_{diss}) encontrada será o valor utilizado para calcular a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente pela equação (23).

$$Rth_{da} = \frac{T_{diss} - T_{amb}}{P_{Total.Chaves}} = \frac{72,7^{\circ}C - 50^{\circ}C}{304,15 W} = 0,075 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (23)$$

2.8.4 Escolha dos diodos da ponte trifásica

O sistema convencional em que os elevadores de carga vertical trabalham já contém a ponte trifásica e a instalação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado não precisa alterar esses componentes. Porém, vamos escolher um conjunto de diodo que opere nas condições do sistema proposto, para possibilitar o cálculo da potência dissipada.

Considerando valores 50% superiores aos esforços máximos de corrente e tensão encontrados na simulação, foi possível selecionar o diodo *SKN 20/08*, suas principais características estão apresentadas na Tabela 10.

Tabela 9 - Principais características do diodo da ponte trifásica.

Modelo	<i>SKN 20/08</i>
Corrente direta média (a 125°C)	20 A
Corrente eficaz máxima	40 A
Tensão máxima (a 175°C)	800 V
Resistencia série r_T	11 mΩ
Tensão V_{to}	0,85 V
Corrente de recuperação I_{rrm}	4 mA
Tempo de recuperação reversa T_r	10 ms

Fonte: Elaborado pelo autor com referência em (SEMIKRON, 2010)

2.8.5 Cálculo de perdas sobre os diodos da ponte trifásica

As perdas de condução, entrada de condução e bloqueio sobre os diodos são calculadas a partir das equações (24), (25) que foram retiradas de (MORITZ, 2014):

$$P_{con} = V_{to} \cdot I_{med} + I_{ef}^2 \cdot r_t \quad (24)$$

$$P_{rr} = 0,5 \cdot V_{rrm} \cdot I_{rrm} \cdot f_s \cdot T_r \quad (25)$$

Para o cálculo das potências os valores de corrente média $I_{med} = 8,9 A$, corrente eficaz $I_{ef} = 26,2 A$ e tensão $V_{rmm} = 537,4 V$ foram retirados da simulação, o restante dos dados são do *Datasheet* e estão na Tabela 8:

$$P_{con} = 0,9 V \cdot 8,9 A + (26,2 A)^2 \cdot 11 m\Omega = 15,56 W \quad (26)$$

$$P_{rr} = 0,5 \cdot 537,4 V \cdot 4 mA \cdot 60 Hz \cdot 10ms = 0,64 W \quad (27)$$

$$P_{total_diodo} = P_{con} + P_{rr} = 16,2 W \quad (28)$$

Como a ponte trifásica conta com 6 diodos temos um resultado de:

$$P_{total_ponte} = P_{total_diodo} \cdot 6 = 97,22 W \quad (29)$$

2.8.6 Projeto de dissipador para os diodos da ponte trifásica

Para a melhor precisão da aplicação das curvas do semicondutor no *Thermal Module* do *PSIM* é interessante ter os dados de resistência térmica que serão utilizados no circuito auxiliar que gera as curvas de perdas sobre o diodo.

A temperatura máxima do diodo *SKN 20/08* é de $180^{\circ}C$, mas para os cálculos será utilizado um valor máximo de $145^{\circ}C$ para considerar uma margem de segurança, e a temperatura ambiente será de $50^{\circ}C$.

A resistência térmica entre a junção e a capsula do diodo é $R_{jc} = 2 \frac{^{\circ}C}{W}$ e a resistência térmica entre a capsula e o dissipador é $R_{cd} = 1 \frac{^{\circ}C}{W}$. Assim podemos calcular a temperatura do dissipador:

$$T_{diss} = T_j - (R_{jc} + R_{cd}) \cdot P_{Total_diodo} \quad (30)$$

$$T_{diss} = 145^{\circ}C - \left(1 \frac{^{\circ}C}{W} + 2 \frac{^{\circ}C}{W}\right) \cdot 15,56 W = 98,32^{\circ}C \quad (31)$$

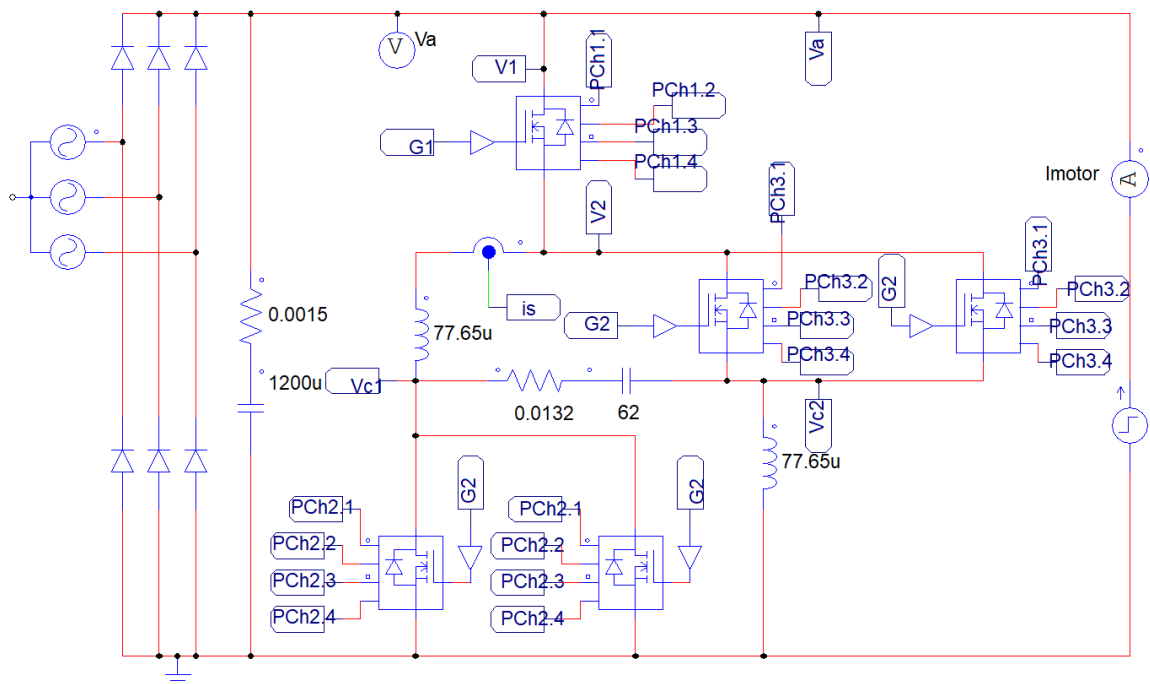
$$R_{th_da} = \frac{T_{diss} - T_{amb}}{P_{Total_ponte}} = \frac{98,32^{\circ}C - 50^{\circ}C}{97,22 W} = 0,497 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (32)$$

2.8.7 Utilização dos Thermal Modules para cálculo de perdas sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado.

Para o estudo de perdas sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. foi utilizado como referência o trabalho feito por (KNOP, 2021) que aplicou os elementos Thermal Modules disponíveis na ferramenta PSIM, assim como o vídeo **Introduction to The Thermal Module in PSIM**, disponível no canal do Youtube Powersim e o tutorial disponibilizado por (PSIM, 2019) e o trabalho de conclusão de curso de (MORITZ, 2014).

O módulo térmico consiste basicamente em um IGBT ou MOSFET com um adicional de 4 saídas as quais duas são referentes as perdas de condução e de comutação do diodo e duas delas são referentes as perdas de comutação e condução da chave. O circuito com a implementação com os módulos térmicos pode ser visto na Figura 19.

Figura 21 - Conversor c.c.-c.c a indutor chaveado com aplicação de módulos térmicos.

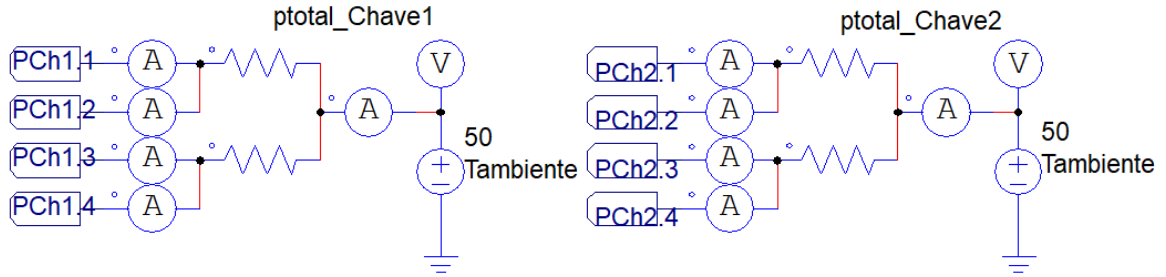


Fonte: Elaborado pelo autor

A saída de cada um destes módulos térmicos é conectada um circuito que leva em consideração as resistências de junção da chave e a temperatura ambiente que é representada por uma fonte de tensão de 50V, o que é equivalente a

temperatura de 50°C. A Figura 22 mostra o circuito que representa a potência dissipada pelas chaves que é medida pela corrente final.

Figura 22 - Circuitos para medir as perdas sobre o módulo térmico de um MOSFET.



Fonte: Elaborado pelo autor

Com base nos valores de tensão e corrente apresentados na Tabela 3 e Tabela 4, foi avaliado as melhores chaves para simulação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado utilizando os módulos térmicos. Para Chave 1 foi escolhido o *MOSFET IMZA120R007M1H*, que tem um custo de \$115,43 dólares. algumas de suas características são apresentadas na Figura 23.

Figura 23 - Características de catálogo do MOSFET IMZA120R007M1H.

Parameter	Symbol	Note or test condition		Values	Unit
Drain-source voltage	V_{DS}	$T_{vj} \geq 25^\circ\text{C}$		1200	V
Continuous DC drain current for $R_{th(j-c,max)}$, limited by $T_{vj(max)}$	I_{Dc}	$V_{GS} = 18\text{ V}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	225	A
			$T_c = 100^\circ\text{C}$	168	
Peak drain current, t_p limited by $T_{vj(max)}$	I_{DM}	$V_{GS} = 18\text{ V}$		504	A
Gate-source voltage, max. transient voltage ¹⁾	V_{GS}	$t_p \leq 0.5\ \mu\text{s}, D < 0.01$		-10/23	V
Gate-source voltage, max. static voltage	V_{GS}			-5/20	V
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	$I_D = 35\text{ A}, V_{DD} = 50\text{ V}, L = 1\text{ mH}$		638	mJ
Avalanche energy, repetitive	E_{AR}	$I_D = 35\text{ A}, V_{DD} = 50\text{ V}, L = 5.2\ \mu\text{H}$		3.2	mJ
Power dissipation, limited by $T_{vj(max)}$	P_{tot}		$T_c = 25^\circ\text{C}$	750	W
			$T_c = 100^\circ\text{C}$	375	

Fonte: INFINEON CoolSiC (2022)

Na tela *Device Database Editor* do software *PSIM* estão organizadas as características dos módulos térmicos introduzidos na ferramenta. A Figura 24 mostra o conjunto de informações sobre o *MOSFET IMZA120R007M1H* aplicadas.

Figura 24 – Conjunto de dados aplicadas ao Thermal Module do MOSFET IMZA120R007M1H

Manufacturer: Infineon Part Number: IMZA120R007M1H

Package:  Discrete (n channel) Style: SiC

Absolute Maximum Ratings

VDS,max (V): 1200 ID,max (A): 225 TJ,max (oC): 175

Electrical Characteristics - Transistor

Test Conditions: TJ: 25 VGS: 18 ID: 108

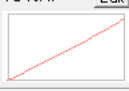
RDS(on): 0.0099 Temperature Coefficient: 0.01 VGS(th): 4.2 gfs (S): 72.6 tr (ns): 36 tf (ns): 39 RG: 1

Qg (nC): 220 Qgs (nC): 72 Qgd (nC): 64 Ciss (pF): 9.17 Coss (pF): 420 Crss (pF): 61

VDS: 800 VGS: 18 ID: 108 VDS: 25 VGS: 0 Freq: 0.1

Note: All voltages are in V, currents in A, and resistances in Ohm.

Electrical Characteristics - Diode

Vd vs. IF  Edit

tr (ns): 156 Qrr (uC): 900

Test Conditions: IF (A): 108 di/dt (A/us): 3000 TJ (oC): 25

Thermal Characteristics

Rth(j-c): 0.2 Rth(c-s): 0.5 (all in oC/W)

Dimensions and Weight

Length (mm): 15.7 Width (mm): 4.9 Height (mm): 24.97 Weight (g):

Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com os dados registrados na Tabela 3 e Tabela 4 a Chave2 e Chave3 do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado tem os mesmos esforços de corrente e tensão. Para a aplicação dos módulos térmicos na Chave2 e Chave3 foi escolhido o *MOSFET SCT3017ALHR*, algumas de suas características de fabricação estão na Figura 25.

Figura 25 – Características de catálogo do *MOSFET SCT3017ALHR*.

●Absolute maximum ratings (T _a = 25°C)				
Parameter		Symbol	Value	Unit
Drain - Source Voltage		V _{DSS}	650	V
Continuous Drain current	T _c = 25°C	I _D ^{*1}	118	A
	T _c = 100°C	I _D ^{*1}	83	A
Pulsed Drain current		I _{D,pulse} ^{*2}	295	A
Gate - Source voltage (DC)		V _{GSS}	-4 to +22	V
Gate - Source surge voltage (t _{surge} < 300nsec)		V _{GSS,surge} ^{*3}	-4 to +26	V
Recommended drive voltage		V _{GS,op} ^{*4}	0 / +18	V
Junction temperature		T _j	175	°C
Range of storage temperature		T _{stg}	-55 to +175	°C

Fonte: ROHM Semiconductor (2018)

O custo deste transistor é de R\$105,70 dólares e será utilizado 4 unidades no projeto. As características do *MOSFET SCT3017ALHR* aplicadas no módulo térmico são apresentadas pela tela *Device Database Editor* do software *PSIM* como pode ser vista na Figura 26.

Figura 26 – Conjunto de curvas aplicadas ao Thermal Module da chave SCT3017ALHR

Manufacturer Infineon		Part Number SCT3017ALHR	
Package			
☒ Discrete (n channel)		Style SIC	
Absolute Maximum Ratings			
VDS,max (V):	650	ID,max (A):	118
		Tj,max (oC):	175
Electrical Characteristics - Transistor			
RDS(on): 22.1 Temperature Coefficient: 0.005 VGS(th): 4.2 gfs (S): 16 tr (ns): 44 tf (ns): 31		Test Conditions: TJ: 25 VGS: 18 ID: 47 ID: 0.0235 VDS: 10 ID: 47 VDS: 300 ID: 18 RG: 0	
		Test Conditions: Qg (nC): 172 Qgs (nC): 27 Qgd (nC): 91 Ciss (pF): 2884 Coss (pF): 148 Crss (pF): 65 VDS: 300 VGS: 18 ID: 47 VDS: 500 VGS: 0 Freq. (MHz): 1	
Note: All voltages are in V, currents in A, and resistances in Ohm.			
Electrical Characteristics - Diode			
Vd vs. IF Edit 		Test Conditions: trr (ns): 31 Qrr (uC): 206 IF (A): 47 di/dt (A/us): 1100 TJ (oC): 25	
Thermal Characteristics			
Rth(j-c): 0.35	Rth(c-s): 0.5	(all in oC/W)	
Dimensions and Weight			
Length (mm):	Width (mm):		
Height (mm):	Weight (g):		

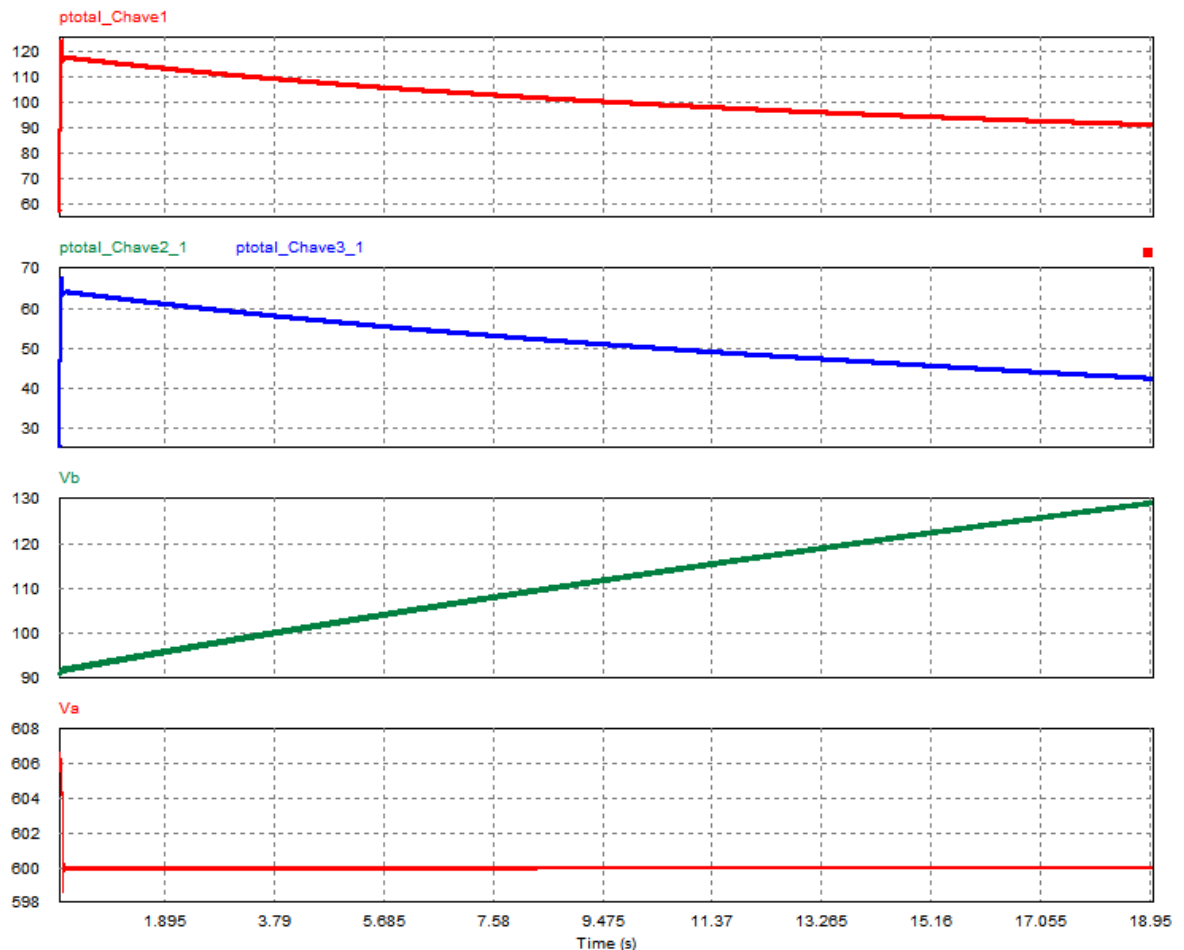
Fonte: Elaborado pelo autor

2.8.7.1 Simulação de perdas sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado com módulos térmicos durante a operação *Buck*

As curvas de maior esforço sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado estão na etapa *Buck* em que o supercapacitor está carregando partindo de sua tensão mínima de 90V até sua tensão máximo de 129V. Para essa possibilidade, foi definido como tensão inicial do supercapacitor como sendo 90V, do capacitor da saída do retificador trifásico sendo de 600V e a corrente do motor

sendo 23,334 constantes vindo da frenagem regenerativa para o barramento c.c.
As curvas resultantes desta simulação estão na Figura 27.

Figura 27 – Curva de perdas na Chave 1 (Ptotal_chave1), curva de perdas na Chave 2 e Chave 3 (Ptotal_chave2 e Ptotal_chave3), curva de tensão sobre o supercapacitor (Vb) etapa de carga do supercapacitor



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir das curvas da Figura 27 podemos observar que na operação *Buck* as perdas são maiores quando a tensão do supercapacitor é menor e vão diminuindo conforme a tensão (V_b) se aproxima de 129V. O período para o carregamento do supercapacitor até 129V levou 19s e os valores de potência média dissipados nas chaves podem ser observadas na Figura 28.

Figura 28 - Média de perdas na Chave 1 (ptotal_chave1), média de perdas na Chave 2 (ptotal_chave2), média de perdas na chave 3 (ptotal_chave3) durante a variação de tensão de 90V até 129V no supercapacitor.

Time From	1.0000000e-002
Time To	1.9000000e+001
ptotal_Chave1	1.0129503e+002
ptotal_Chave2_1	5.1609806e+001
ptotal_Chave3_1	5.1609934e+001

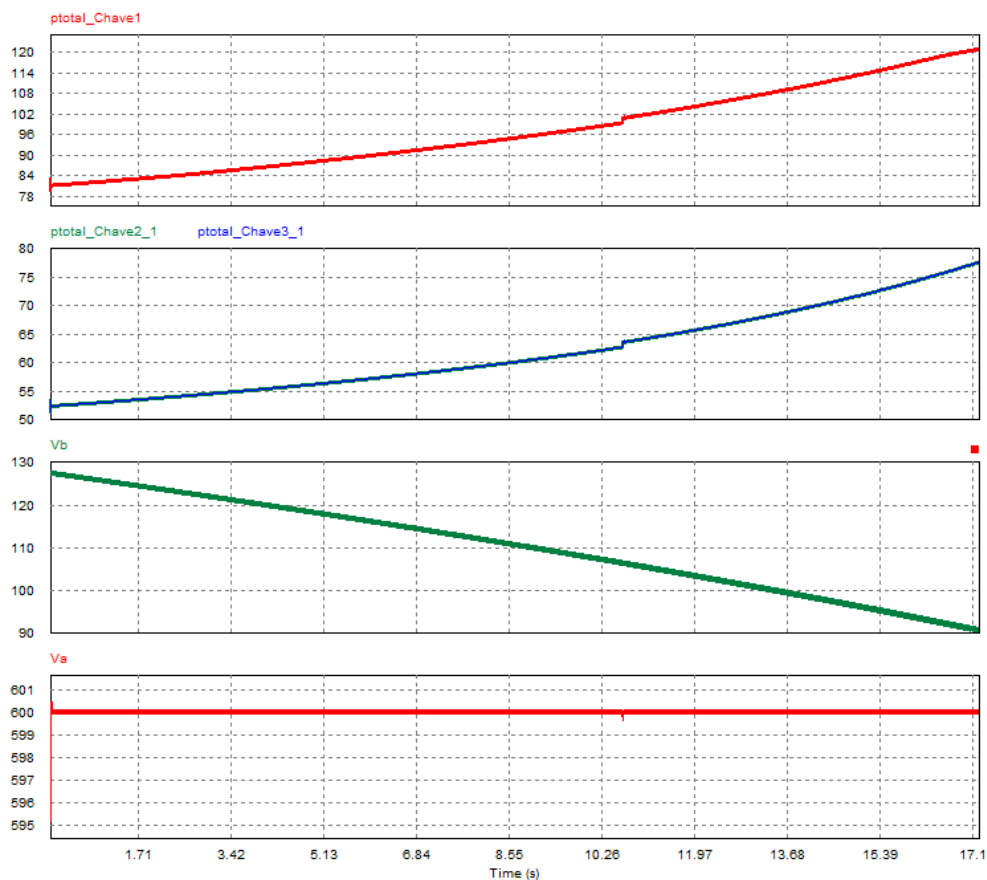
Fonte: Elaborado pelo autor

Provavelmente as perdas na chave diminuam conforme a tensão do supercapacitor aumentar por conta da tensão V_b (*menor tensão*) estar se aproximando do V_a (*maior tensão*). Temos então uma média de 273,7 W de potência sendo dissipada durante esta etapa sendo que as potências da Chave2 e Chave3 são multiplicadas por 2.

2.8.7.2 Simulação de perdas sobre o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado com módulos térmicos durante a operação *Boost*.

Para a compreensão completa das curvas de perdas sobre as chaves do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado, foi simulado a curva de perdas durante a operação *Boost*, partindo da tensão máxima do supercapacitor 129V indo até a tensão mínima 90V com uma corrente de 23,33 A vindo do motor em direção ao barramento c.c., representando a corrente de frenagem regenerativa.

Figura 29 - Curva de perdas na Chave 1 (Ptotal_chave1), curva de perdas na Chave 2 e Chave 3 (Ptotal_chave2 e Ptotal_chave3), curva de tensão sobre o supercapacitor (Vb) etapa de descarga do supercapacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor

Pelas curvas de perdas da Figura 29 pode ser observado que os valores de perdas sobre as chaves são maiores quando a tensão sobre o supercapacitor V_b é menor, assim como acontece durante a operação *Buck*. A partir das curvas da Figura 29 foi possível gerar os valores médios de perdas sobre as chaves como é apresentado na Figura 30.

Figura 30 - Média de perdas na Chave 1 (ptotal_chave1), média de perdas na Chave 2 (ptotal_chave2), média de perdas na chave 3 (ptotal_chave3) durante a variação de tensão de 129V até 90V no supercapacitor.

Time From	1.0001250e-001
Time To	1.7200000e+001
ptotal_Chave1	9.7388981e+001
ptotal_Chave2_1	6.1923401e+001
ptotal_Chave3_1	6.1924437e+001

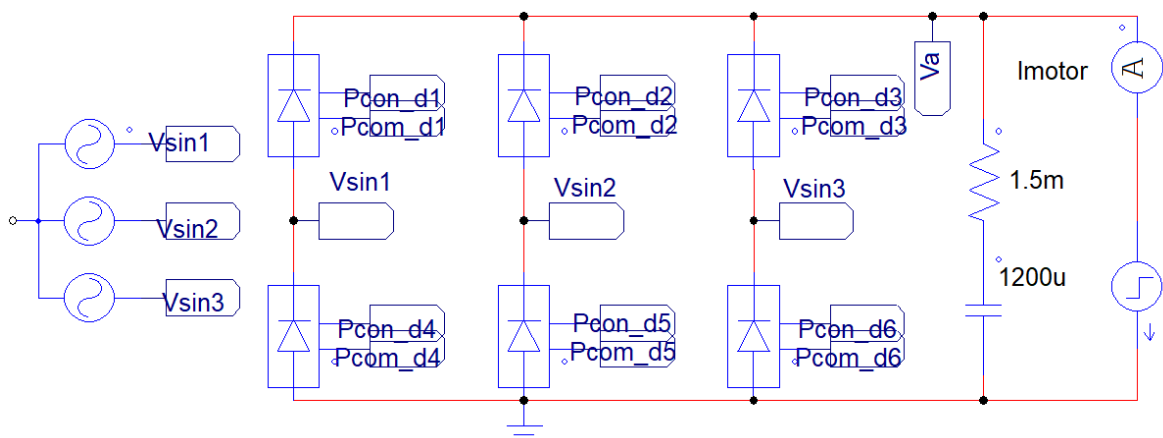
Fonte: Elaborado pelo autor

2.8.7.3 Simulação de perdas sobre a os diodos da ponte trifásica com Módulos Térmicos

Quando a energia do supercapacitor já foi descarregada até o ponto em que a tensão atinge 90V quem supre a demanda de energia do barramento c.c. é a ponte trifásica, por conta disto será simulado as perdas sobre os diodos nessa fase do processo.

O circuito utilizado para a simulação das perdas é semelhante ao da Figura 18, mas será aplicado os Thermal Modules do *PSIM* que consistem em diodos comuns com duas saídas na sua lateral direita que representam as perdas por condução e comutação, como pode ser observado na Figura 31.

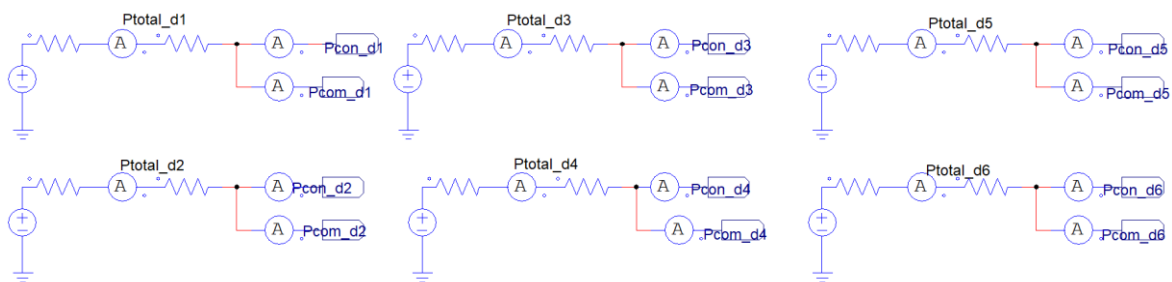
Figura 31 - Circuito de simulação das perdas sobre a ponte trifásica com uso de Módulos Térmicos.



Fonte: Elaborado pelo autor

Da mesma forma que foi realizada com os *MOSFETS*, as saídas são conectadas a resistores que representam as resistências térmicas entre a capsula e diodo, capsula dissipador e dissipador ambiente, sendo que a fonte de tensão de 50V aplicada no final do circuito representa a temperatura ambiente de 50°C como pode ser observado na Figura 32.

Figura 32 - Circuito auxiliar para medir perdas sobre os módulos térmicos dos diodos



Fonte: Elaborado pelo autor

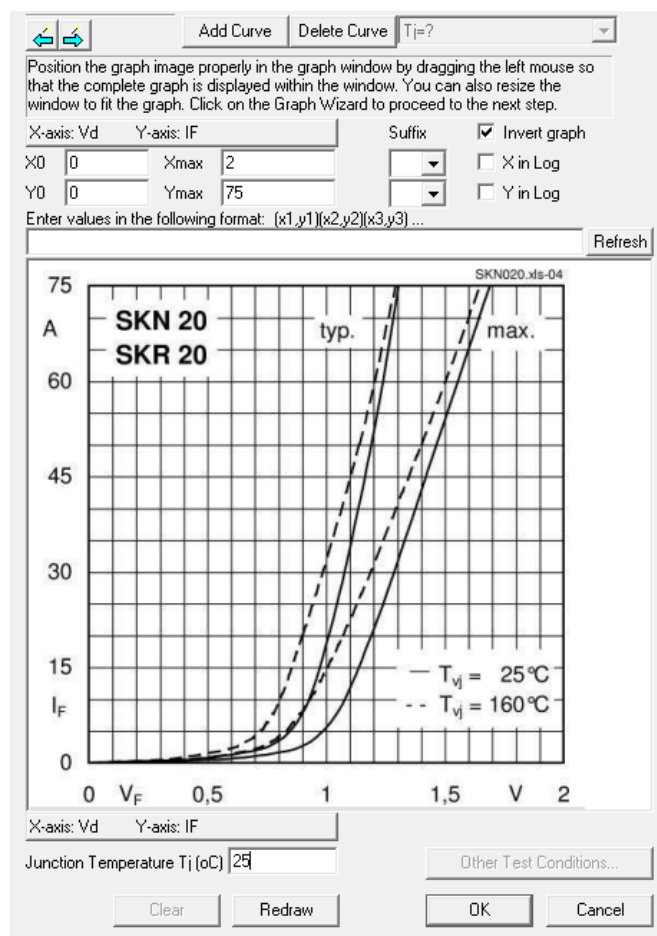
Os dados das curvas do diodo SKN 20/08 foram incluídas no software *PSIM* pela tela *Device Database Editor*, que é a ferramenta responsável pelas funções dos Módulos Térmicos. As informações do diodo aplicadas no software podem ser observadas na Figura 33.

Figura 33 - Conjunto de dados aplicados ao Módulo Termico dos diodos da ponte trifásica.

Fonte: Elaborado pelo autor

Pode ser observado uma diferença considerável na forma que os dados do *MOSFET* e do diodo são incluídos no software. Os dados do *MOSFET* são muito mais baseados em constantes retiradas do *Datasheet* enquanto no diodo temos muito mais aplicações de curvas que são adicionadas através de um editor de imagem que consegue importar uma figura para dentro do software e permite que seja desenhada a curva do diodo sobre a imagem importada como pode ser observado na Figura 34.

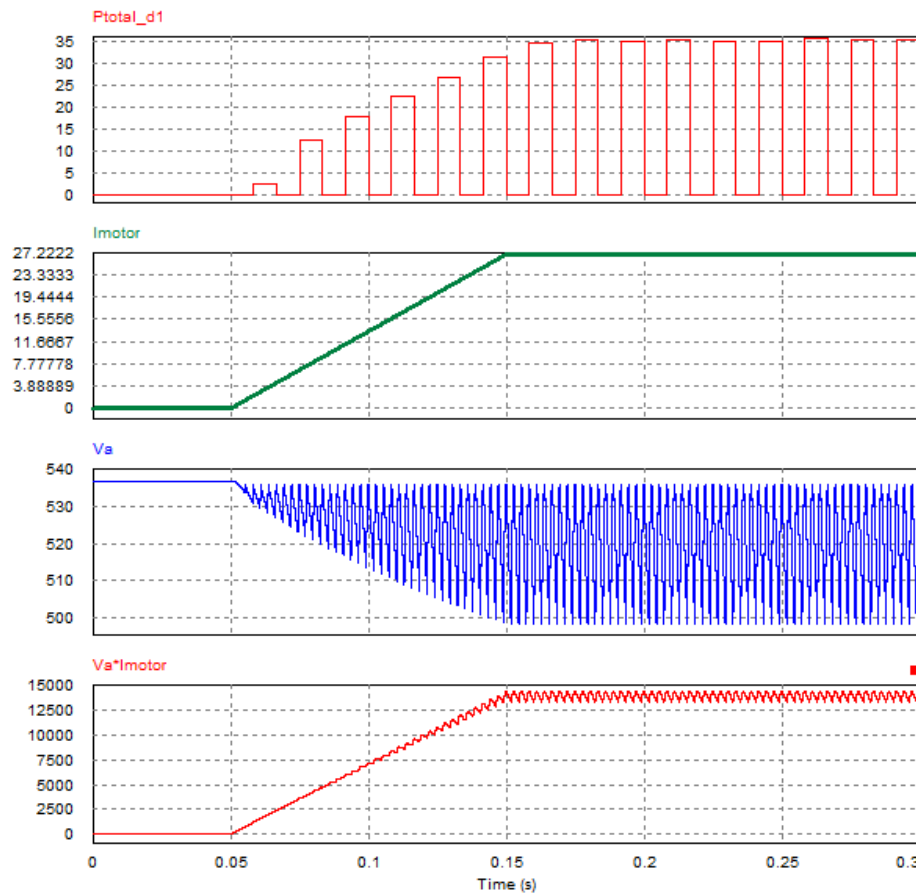
Figura 34 - Tela de edição de curvas características do diodo SKN 20.



Fonte: Elaborado pelo autor

Com bases nos gráficos e dados aplicados no *PSIM* foi possível gerar a curva de perdas sobre os diodos da ponte trifásica quando uma potência de 14 kW está passando pelo barramento c.c. como pode ser visto na Figura 35.

Figura 35 - Formas de onda de perdas sobre o diodo (P_{total_d1}), corrente do motor (I_{motor}), tensão sobre barramento c.c. (V_a) e potência passando pelo barramento c.c. ($V_a * I_{motor}$).



Fonte: Elaborado pelo autor

Pela Figura 35 é possível ver como as perdas sobre o diodo se comportam conforme a corrente do motor I_{motor} e a potência que está passando pelo barramento c.c. ($V_a * I_{motor}$) crescem.

Para comparar o valor médio de potência dissipada sobre os diodos, foi utilizado o *PSIM* para gerar a média das curvas da Figura 35 do período de 0,2s até 4s em que a corrente do motor é mantida em 23,33 A e o valor de potência médio que está passando pelo barramento c.c. ($V_a * I_{motor}$) é de 14 kW como pode ser visto na Figura 36.

Figura 36 - Médias das curvas de perdas sobre o diodo (P_{total_d1}), corrente do motor (I_{motor}), tensão sobre barramento c.c. (V_a) e potência passando pelo barramento c.c. ($V_a \cdot I_{motor}$).

Time From	1.9999950e-001
Time To	4.0000005e+000
P_{total_d1}	1.7584309e+001
I_{motor}	2.6920000e+001
V_a	5.1987072e+002
$V_a \cdot I_{motor}$	1.3994920e+004

Fonte: Elaborado pelo autor

A média de P_{total_d1} representa as perdas em apenas um dos diodos, a potência total perdida na ponte trifásica é de 105,48 W.

3. CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Conforme mostrado na Figura 5 da Seção 2 os inversores que acionam motores elétricos geralmente são alimentados a partir de uma rede c.a. por uma ponte de diodos.

A ponte retificadora a diodo permite que a energia flua apenas da rede para o barramento c.c. Se a ponte de diodos for substituída por uma ponte de transistores teremos a topologia mostrada na Figura 37.

Este arranjo da Figura 37 formado por dois conversores, sendo um conversor retificador trifásico CFP conectado a rede, e um inversor trifásico para controlar o motor é usualmente chamado de conversor Back to Back.

Quando o motor está tracionando a energia é transferida da rede para o motor, e quando está freando, a energia gerada pelo motor é transferida para o barramento c.c. e o conversor retificador síncrono faz com que essa energia retorne para a rede. As etapas de operação deste conversor são descritas de forma completa no estudo realizado por (MORAIS, 2018).

3.1 CAPACITOR DE SAÍDA DA REDE TRIFÁSICA

A ponte de diodos converte a tensão c.a. em para um barramento c.c. de 513 V (média). Com a adição de capacitores de saída no barramento c.c., a tensão média aumenta, mas a tensão de pico continua no valor de 537 V.

Se acionarmos os transistores para uma retificação síncrona, temos que adicionar indutores na entrada, assim a tensão no barramento c.c. pode ser maior, pois teremos um conversor trifásico do tipo *Boost*

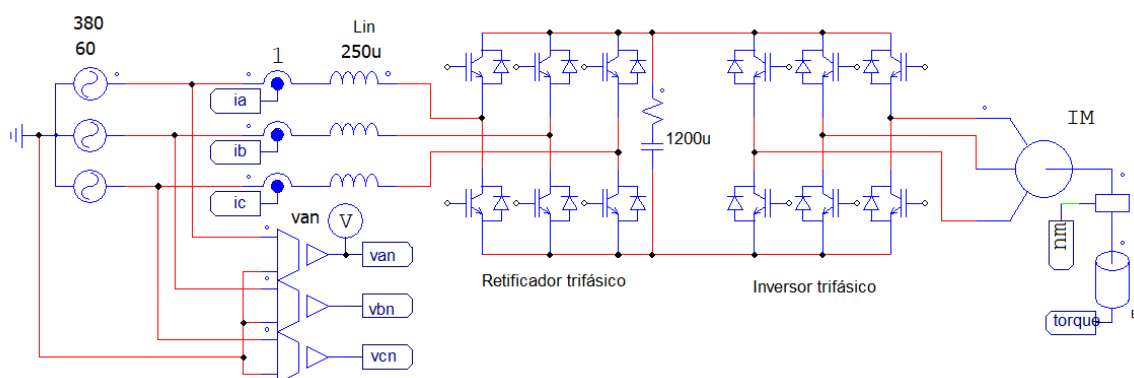
O capacitor escolhido para ser aplicado no conversor retificador trifásico com correção de fator de potência é o mesmo que foi calculado na Equação 8. Desta forma vamos aplicar um capacitor com valor próximo ao calculado, mas que seja compatível com os valores encontrados no mercado, $1,200mF$.

3.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP

Para desenvolvermos a simulação sobre o conversor retificador trifásico foi utilizado como base as ferramentas disponibilizadas pelo próprio *PSIM*, para aplicarmos um controle sobre o chaveamento da ponte trifásico.

Dentro das pastas de software *PSIM* temos o caminho **examples > ac-dc > 3-ph PWM rectifier with PFC** que nos dá acesso a um drive de simulação para realizar o controle de um conversor retificador trifásico CFP. Com base neste Drive de controle, realizamos adaptações para que o circuito atue de acordo com nossos parâmetros, mantendo uma tensão do barramento c.c. em torno de 550 V. A simulação realizada aplicando a o conversor retificador trifásico CFP e o inversor trifásico de controle do motor podem ser vistos na Figura 37.

Figura 37 – Circuito conversor Back to Back formado pelo conversor retificador trifásico CFP e conversor inversor trifásico.



Fonte: Elaborado pelo autor

O motor trifásico foi introduzido na Figura 37 para a melhor compreensão de como seria a disposição dos componentes, mas para as simulações é aplicado uma fonte de corrente. A indutância aplicada em serie com as fases pode coincidir com a indutância da rede, mas geralmente é adicionado indutores para que se atinja o valor necessário para o funcionamento do conversor retificador trifásico com correção de fator de potência. Os parâmetros aplicados ao circuito estão apresentados na Tabela 10.

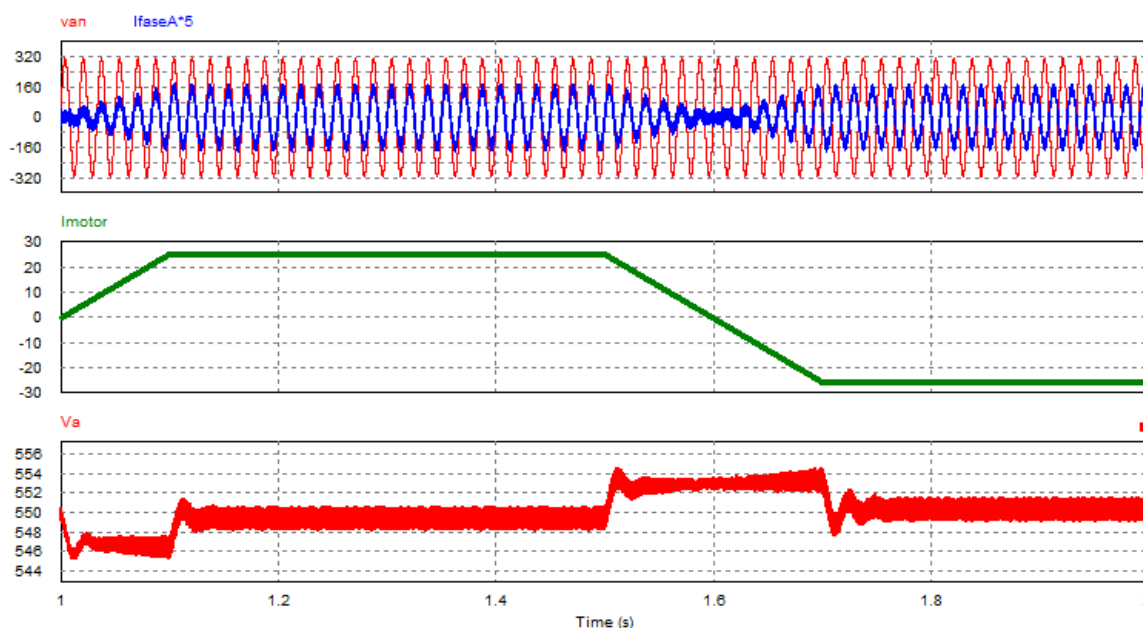
Tabela 10 - Parâmetros de simulação utilizados no circuito da Figura 37.

Tensão de linha da rede trifásica	380 V
Indutância da Rede (L_{in})	250 μH
Frequência da rede	60 Hz
Capacitância do barramento c.c. (C_{bus})	1200 μF
Resistencia serie com o C_{bus}	0.05 Ω

Fonte: elaborado pelo autor

O circuito da Figura 37, teve o inversor trifásico e o motor retirados e acrescentado duas fontes de corrente em que uma fornece 25,45 A e a outra absorve 25,45 A, pode simular a corrente do motor necessária para que uma potência de 14 kW seja fornecida pelo barramento c.c., que tenha uma tensão controlada em torno de em torno dos 550 V. Na Figura 38 podemos observar a tensão e corrente de uma das fases da rede trifásica e do barramento c.c.

Figura 38 – Curvas da tensão da fase a (van), corrente da fase a (IfaseA), corrente do motor (Imotor) e tensão sobre o barramento c.c. (Va).



Fonte: Elaborado pelo autor

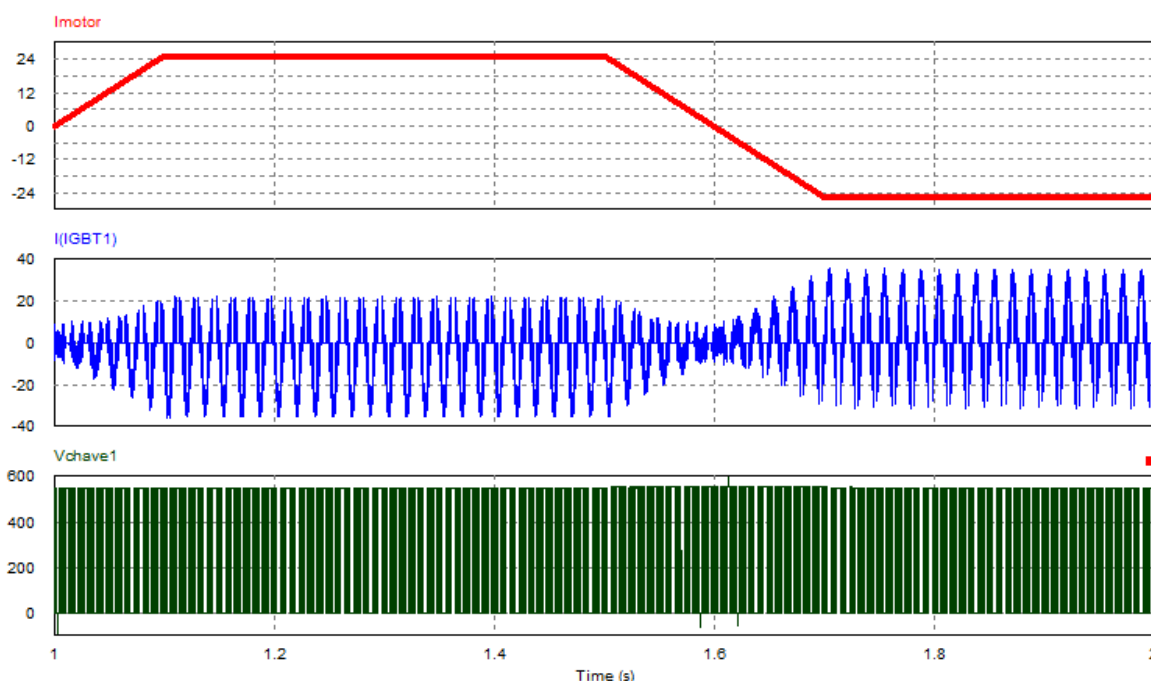
Podemos observar como a rede se comporta de acordo com o fluxo da corrente do motor. Quando o motor está exigindo corrente, ou seja, o motor está tracionando, a tensão e corrente da rede estão em fase, desta forma a rede está fornecendo potência. Quando motor está enviando corrente para o barramento c.c.,

ou seja, está realizando a frenagem do motor, podemos ver pela curva de corrente da rede que ela está defasada em 180° (antifase) em relação a tensão, desta forma ela está absorvendo potência.

3.2.1 Análise dos esforços de corrente e tensão sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP

Para simular o circuito apresentado na Figura 37 duas fontes de corrente, uma fornecendo $25,45\text{ A}$ e outra absorvendo $25,45\text{ A}$, defasadas para atuarem em períodos diferentes, foram introduzidas no lugar do motor e inversor trifásico. A escolha de $25,45\text{ A}$ se deve a corrente necessária para se obter os 14 kW de potência, sendo que o barramento c.c deve se manter em torno de 550 V . Na Figura 39 pode ser observado a corrente e tensão sobre a chave do retificador trifásico CFP para máxima corrente esperada no circuito.

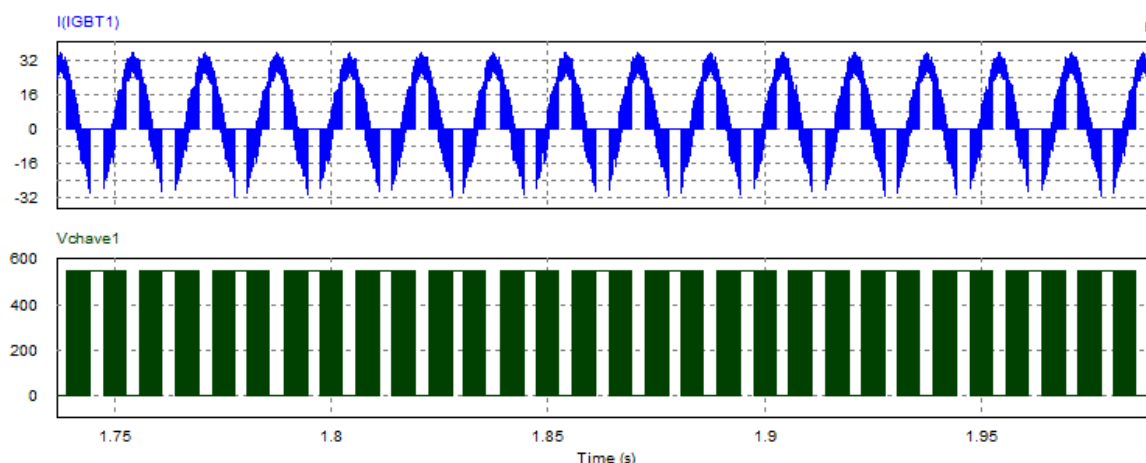
Figura 39 – Curvas de corrente do motor (I_{motor}), corrente sobre as chaves $I(\text{IGBT1})$ e tensão sobre a chave (V_{chave1})



Fonte: Elaborado pelo autor

Para melhor visualizar e verificar os valores médios da tensão e corrente sobre o IGBT1 apresentado na Figura 39, será feito um zoom sobre as formas de onda da chave e V_{chave1} como mostra a Figura 40.

Figura 40 – Zoom sobre corrente da chave I(IGBT1) e tensão sobre a chave (V_chave1)



Fonte: Elaborado pelo autor

Com base nas curvas apresentadas na Figura 40 temos o valor máximo de corrente sobre a chave I(IGBT1) de 35.6 A e o valor máximo de tensão sobre a chave (V_{chave1}) é de 554 V.

3.3 ESCOLHA E APLICAÇÃO DAS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP

Com base nos dados retirados das curvas da Figura 40 foi feita a escolha do *MOSFET NVBG020N090SC1* que suporta esforços de tensão e corrente 50% superiores aos encontrados na simulação. Esta chave é de carboneto de silício, mesmo material utilizado nos componentes selecionados para o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado. As principais características do *MOSFET NVBG020N090SC1* estão apresentadas na Tabela 11.

Tabela 11 - Principais características da chave utilizada no conversor retificador trifásico CFP.

Modelo	<i>NVBG020N090SC1</i>
Corrente contínua de dreno I_d (a 100°C)	80 A
Tensão máxima de bloqueio (Vds)	900 V
Resistencia Dreno-source $R_{ds(on)}$	0,028 Ω
Tempo de subida t_r	52 ns
Tempo de queda t_f	58 ns

Fonte: Elaborado pelo autor com referência em (ONSEMI, 2018)

O preço deste transistor é de \$26,35 dólares, é necessário 6 unidades dele para a ponte trifásica, isso resulta em \$158,10 dólares.

3.4 CÁLCULO DE PERDAS SOBRE AS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP

O cálculo de perdas por condução será foi com base nas equações apresentadas por (MORITZ, 2014).

$$P_{Cond} = R_{DS(on)} \cdot (I_{sef})^2 \quad (24)$$

$$P_{On} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot F_s \cdot tr \quad (25)$$

$$P_{off} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot F_s \cdot t_f \quad (26)$$

$$P_{sw} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot F_s \cdot (t_f + tr) \quad (27)$$

Com base nas simulações será escolhido os piores casos de tensão e corrente para o cálculo das perdas:

$$P_{Cond} = 0,028 \, \Omega * (15,2 \, A)^2 = 6,47 \, W \quad (28)$$

$$P_{On} = 541 \, V * \frac{36,5 \, A}{2} * 19200 \, Hz * 52 \, ns = 9,857 \, W \quad (29)$$

$$P_{off} = 541 \, V * \frac{36,5 \, A}{2} * 19200 * 58 \, ns = 11 \, W \quad (30)$$

$$P_{sw} = 541 \text{ V} * \frac{36,5 \text{ A}}{2} * 19200 * (58 \text{ ns} + 52 \text{ ns}) = 20,9 \text{ W} \quad (31)$$

$$P_{Chave1} = (6,47 + 9,857 + 11 + 20,9) \text{ W} = 48,27 \text{ W} \quad (32)$$

$$P_{total} = 6 * (P_{Chave1}) \text{ W} = 289,62 \text{ W} \quad (33)$$

3.5 CÁLCULO DO DISSIPADOR DE CALOR

A temperatura de junção máxima do *MOSFET* é de 175°C, mas vamos considerar uma temperatura máxima de 140°C (T_j), e que o conversor irá trabalhar em uma temperatura ambiente de 50°C, por questão de segurança. A resistência da junção capsula é $R_{jc} = 0,31 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ e será considerado uma pasta térmica e isolante cerâmico que possui uma resistência térmica de $R_{cd} = 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$. A equação (34) calcula a temperatura do dissipador:

$$T_{diss} = T_j - (R_{jc} + R_{cd}) * P_{Chave1} \quad (34)$$

$$T_{diss} = 140^\circ\text{C} - \left(0,31 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}\right) * 48,27 = 100,9^\circ\text{C} \quad (35)$$

Com base nesta temperatura de junção encontrada será calculado pela equação (36) a resistência térmica do dissipador:

$$R_{thda} = \frac{T_{diss} - T_{amb}}{P_{total}} = \frac{100,9^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{289,62 \text{ W}} = 0,176 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (36)$$

3.6 SIMULAÇÃO DE PERDAS SOBRE AS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP

As características do *MOSFET NVBG020N090SC1* foram adicionadas ao *PSIM* pelas ferramentas de *Device Database Editor*. A Figura 41 mostra a tela com os dados do *Datasheet* da chave.

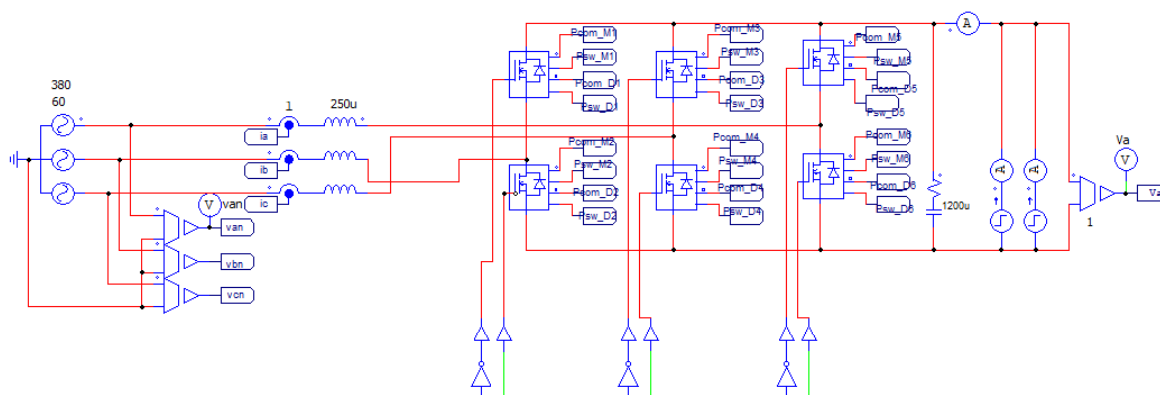
Figura 41 - Tela com características aplicadas ao semicondutor PS21A79.

Manufacturer: International Rectifiers		Part Number: NVBG020N090SC1																																									
Package: Discrete (n channel)		Style: SIC																																									
Absolute Maximum Ratings																																											
VDS,max (V):	900	ID,max (A):	112																																								
		Tj,max (oC):	175																																								
Electrical Characteristics - Transistor																																											
<table border="0"> <tr> <td colspan="2">Test Conditions:</td> <td colspan="2">Test Conditions:</td> </tr> <tr> <td>RDS(on):</td> <td>0.020</td> <td>TJ:</td> <td>25</td> </tr> <tr> <td>Temperature Coefficient:</td> <td>0.005</td> <td>VGS:</td> <td>15</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>ID:</td> <td>60</td> </tr> <tr> <td>VGS(th):</td> <td>2.6</td> <td>ID:</td> <td>0.020</td> </tr> <tr> <td>gfs (S):</td> <td>49</td> <td>VDS:</td> <td>20</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>ID:</td> <td>60</td> </tr> <tr> <td>tr (ns):</td> <td>52</td> <td>VDS:</td> <td>720</td> </tr> <tr> <td>tf (ns):</td> <td>13</td> <td>ID:</td> <td>60</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>RG:</td> <td>2.5</td> </tr> </table>				Test Conditions:		Test Conditions:		RDS(on):	0.020	TJ:	25	Temperature Coefficient:	0.005	VGS:	15			ID:	60	VGS(th):	2.6	ID:	0.020	gfs (S):	49	VDS:	20			ID:	60	tr (ns):	52	VDS:	720	tf (ns):	13	ID:	60			RG:	2.5
Test Conditions:		Test Conditions:																																									
RDS(on):	0.020	TJ:	25																																								
Temperature Coefficient:	0.005	VGS:	15																																								
		ID:	60																																								
VGS(th):	2.6	ID:	0.020																																								
gfs (S):	49	VDS:	20																																								
		ID:	60																																								
tr (ns):	52	VDS:	720																																								
tf (ns):	13	ID:	60																																								
		RG:	2.5																																								
		<table border="0"> <tr> <td>Qg (nC):</td> <td>42</td> <td>VDS:</td> <td>720</td> </tr> <tr> <td>Qgs (nC):</td> <td>76</td> <td>VGS:</td> <td>0.3333</td> </tr> <tr> <td>Qgd (nC):</td> <td>56</td> <td>ID:</td> <td>60</td> </tr> <tr> <td>Ciss (pF):</td> <td>4415</td> <td>VDS:</td> <td>450</td> </tr> <tr> <td>Coss (pF):</td> <td>295</td> <td>VGS:</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>Crss (pF):</td> <td>25</td> <td>Freq (MHz):</td> <td>1</td> </tr> </table>		Qg (nC):	42	VDS:	720	Qgs (nC):	76	VGS:	0.3333	Qgd (nC):	56	ID:	60	Ciss (pF):	4415	VDS:	450	Coss (pF):	295	VGS:	0	Crss (pF):	25	Freq (MHz):	1																
Qg (nC):	42	VDS:	720																																								
Qgs (nC):	76	VGS:	0.3333																																								
Qgd (nC):	56	ID:	60																																								
Ciss (pF):	4415	VDS:	450																																								
Coss (pF):	295	VGS:	0																																								
Crss (pF):	25	Freq (MHz):	1																																								
Note: All voltages are in V, currents in A, and resistances in Ohm.																																											
Electrical Characteristics - Diode																																											
Vd vs. IF		<table border="0"> <tr> <td colspan="2">Test Conditions:</td> </tr> <tr> <td>trr (ns):</td> <td>28</td> </tr> <tr> <td>Qrr (uC):</td> <td>186</td> </tr> <tr> <td>IF (A):</td> <td>60</td> </tr> <tr> <td>di/dt (A/us):</td> <td>1000</td> </tr> <tr> <td>TJ (oC):</td> <td>25</td> </tr> </table>		Test Conditions:		trr (ns):	28	Qrr (uC):	186	IF (A):	60	di/dt (A/us):	1000	TJ (oC):	25																												
Test Conditions:																																											
trr (ns):	28																																										
Qrr (uC):	186																																										
IF (A):	60																																										
di/dt (A/us):	1000																																										
TJ (oC):	25																																										
Thermal Characteristics																																											
Rth(j-c):	0.31	Rth(c-s):	0.5																																								
(all in oC/W)																																											
Dimensions and Weight																																											
Length (mm):		Width (mm):																																									
Height (mm):		Weight (g):																																									

Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito do conversor retificador trifásico CFP com a aplicação dos módulos térmicos está representado na Figura 42.

Figura 42 - Conversor trifásico com correção de fator de potência com módulos térmicos.

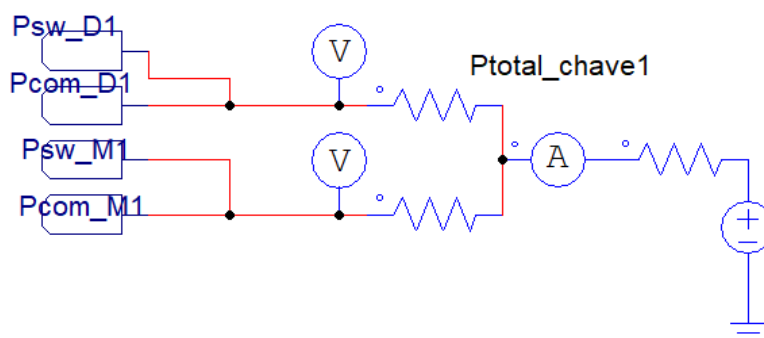


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.7 SIMULAÇÃO DE PERDAS SOBRE AS CHAVES DO CONVERSOR RETIFICADOR TRIFÁSICO CFP

A partir do circuito da Figura 41, precisamos montar um circuito auxiliar que irá utilizar as saídas Pcom_M1, Psw_M1, Pcom_D1 e Psw_D1 para traçar as curvas de perdas. Essas quatro saídas são conectadas a resistores para representar a sua resistência térmica de acordo com o calculado em subseção anterior e adicionando uma fonte de tensão que representa a temperatura ambiente que em nosso caso é de 50°C. O circuito final que possibilita a curva de perdas sobre as chaves é mostrado na Figura 43.

Figura 43 - Circuito para medir a potência dissipada sobre os transistores do modulo térmico.

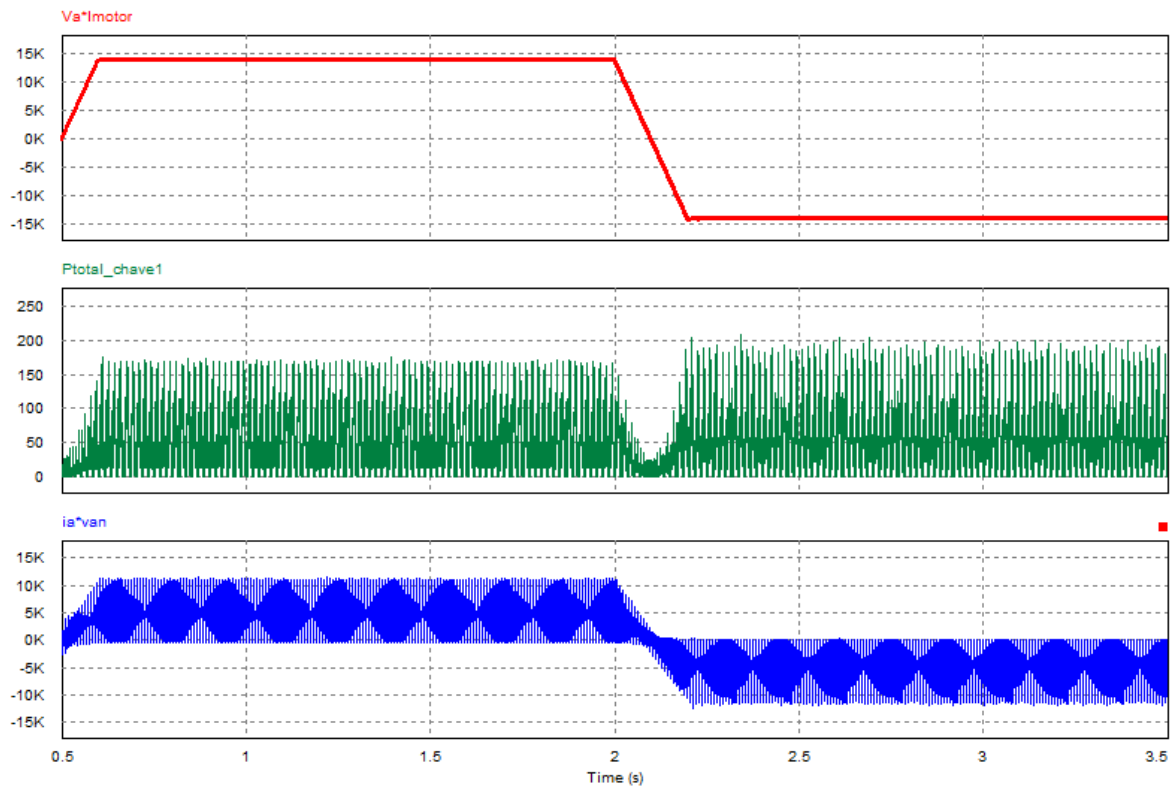


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a verificação da potência de cada uma das chaves simuladas, é necessário a construção de um circuito equivalente ao da Figura 43 para cada um dos transistores que se deseja verificar as perdas.

Simulando este circuito com a aplicação de duas fontes de corrente, que simulam o motor em duas etapas, primeira etapa o motor acelerando, assim exigindo uma corrente de 25,45 A, e em seguida uma segunda etapa, em que o motor está freando e gerando uma corrente em direção ao barramento c.c de 25,45 A, podemos fazer uma análise das curvas de perdas sobre as chaves, como é mostrado na Figura 44.

Figura 44 – Curvas de potência sobre o barramento c.c ($V_a \cdot I_{motor}$), potência dissipada sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP (P_{total}) e a potência fornecida pela fase a da rede ($i_a \cdot v_{an}$)



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pelas curvas apresentadas é possível ter uma melhor compreensão sobre o fluxo de potência dentro do circuito. A partir das curvas da Figura 44 foram retiradas as médias dos módulos das potências no período em que a potência $V_a \cdot I_{motor}$ é de 14 kW. As médias apresentadas na Figura 45 representam o gráfico de 0,6s até 2s em que o motor está tracionando.

Figura 45 – Média do modulo das curvas das potências do barramento c.c ($V_a \cdot I_{motor}$), potência dissipada sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP (P_{total}) e a potência fornecida pela fase a da rede ($i_a \cdot v_{an}$) no período em que o motor está tracionando

Time From	6.0000000e-001
Time To	2.0000010e+000
$V_a \cdot I_{motor}$	1.3999986e+004
P_{total_chave1}	4.9715480e+001
$i_a \cdot v_{an}$	4.6968926e+003

Fonte: Elaborado pelo autor.

A curva *Ptotal_chave1* representa a média de perdas sobre apenas uma chave, a potência total perdida sobre os transistores quando o motor está tracionando é de 298,2 W.

Agora levando em consideração o momento em que o motor está realizando uma frenagem regenerativa e ao invés de estar absorvendo potência, estiver fornecendo potência vamos retirar as formas de ondas médias dos módulos das potências no período em que a potência $V_a * I_{motor}$ é de negativa (2,2 s até 3.5s) como é apresentado na Figura 46.

Figura 46 – Média do modulo das curvas das potências do barramento c.c ($V_a * I_{motor}$), potência dissipada sobre as chaves do conversor retificador trifásico CFP (*Ptotal*) e a potência fornecida pela fase a da rede ($i_a * v_{an}$) no período em que o motor está freando

Time From	2.200000e+000
Time To	3.500000e+000
<i>Va*Imotor</i>	1.4000210e+004
<i>Ptotal_chave1</i>	4.9096118e+001
<i>ia*van</i>	4.6577475e+003

Fonte: Elaborado pelo autor.

Novamente a potência dissipada da curva *Ptotal_chave1* representa apenas um transistor, a potência total perdida sobre os transistores quando a frenagem regenerativa está ocorrendo é de 294,58 W.

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho de conclusão de curso apresenta dois conversores bidirecionais para a aplicação em frenagem regenerativa de um elevador de carga vertical de 14 *kW*. Tendo como destaque este trabalho, o projeto do conversor c.c. a indutor chaveado em uma potência acima do usualmente visto em literaturas, o estudo das formas de onda sobre os transistores utilizados nos dois conversores e os cálculos de perdas aplicando módulos térmicos baseados em componentes catalogados.

No Capítulo 2 deste trabalho foi apresentado aspectos sobre supercapacitores para embasar sua utilização na frenagem regenerativa e projetado o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado para a potência de 14 *kW* assim como foi apresentado os passos para seu projeto de controle. No Capítulo 2 também foi calculado um filtro capacitivo para regular a tensão e apresentado de forma abrangente as formas de ondas sobre os transistores do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado em seus dois modos de operação *Buck* e *Boost* para compreensão e simulação das perdas sobre os transistores.

No Capítulo 3 foram realizadas as simulações para avaliação dos esforços sobre os transistores do conversor retificador trifásico com correção de fator de potência para a potência de 14 *kW*. Através das simulações é escolhido um transistor para ter suas características de catálogo aplicadas a módulos térmicos que permitem visualizar as formas de onda da potência dissipada sobre os transistores.

Entre as vantagens do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado sobre o conversor retificador trifásico com correção de fator de potência está a possibilidade de armazenar energia de tal forma que se caso exista uma interrupção no fornecimento de energia elétrica da rede, o conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado pode fornecer energia suficiente para que o elevador pare no andar mais próximo a ele no momento da queda de energia da rede e consiga abrir suas portas, desta forma dando segurança aos usuários do elevador.

A aplicação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado para a frenagem regenerativa de um elevador possibilita que o sistema opere em três etapas como apresentado no Capítulo 2. As etapas são divididas entre as duas operações do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado (*Buck* e *Boost*) e a etapa em que a rede atua sozinha no fornecimento de energia para o motor. As perdas em cada uma das

etapas do uso do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado estão apresentadas na Tabela 12.

Tabela 12 - Perdas nas etapas da aplicação do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado no sistema de frenagem regenerativa.

-	Operação <i>Buck</i>	Operação <i>Boost</i>	Conversor não atuando no sistema
Perdas sobre a Chave1	101,29 W	97,39 W	0
Perdas sobre a Chave2	103,2 W	123,8 W	0
Perdas sobre a Chave3	103,2 W	123,8 W	0
Perdas sobre a ponte trifásica	0	0	105,48 W
Perdas totais	307,69 W	344,9 W	105,58 W

Fonte: elaborado pelo autor

Os cálculos de perda sobre as chaves conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado foram feitos utilizando o pior caso de corrente e tensão, sendo assim na Tabela 12 foi inserido o valor médio encontrado na simulação de perdas com Módulos Térmicos.

O conversor retificador trifásico com correção de fator de potência pode ser dividido em apenas duas etapas de perdas sobre os transistores, quando o motor está tracionando e quando o motor está freando. Os valores de perdas sobre o conversor retificador trifásico com correção de fator de potência são apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 - Perdas sobre os transistores do conversor retificador trifásico com correção de fator de potência.

	Motor tracionando	Motor freando
Perdas sobre a ponte retificadora	298,2 W	294,06 W

Fonte: elaborado pelo autor

Além das perdas de potência sobre os transistores de cada um dos conversores, existem outras característica quantitativas para serem comparadas como é apresentado na Tabela 14.

Tabela 14 - Tabela de características quantitativas do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e o conversor retificador CFP

	Conversor c.c.-c.c a indutor chaveado	Conversor retificador trifásico CFP
Quantidade de componentes	8	9
Quantidade de transistores	5	6
Quantidade de indutores	2	3
Quantidade de supercapacitores	1	0
Pico de tensão sobre os transistores	729,3 V	554 V
Pico de corrente sobre os transistores	101,3 A	35,6 A
Médias de perdas sobre os transistores	252,72 W	296,13 W
Rendimento do conversor	98,19%	97,88%
Custo dos transistores	\$538,23	\$158,10
Capacidade de trabalhar desconectado da rede	sim	não
Capacidade de corrigir fator de potência da rede	não	sim

Fonte: elaborado pelo autor

Os valores muito elevados de tensão e corrente do conversor c.c.-c.c a indutor chaveado tem relação com a variação de tensão entre o supercapacitor que opera entre 90 V e 129 V e a tensão do barramento c.c. que trabalha em torno de 600 V o que causa uma variação maior que seis vezes no pior caso.

Além da comparação quantitativa podemos levar em conta outras vantagens e desvantagens que envolvem as dificuldades de controle, instalação e características que não são apenas da frenagem regenerativa como é apresentado na Tabela 15.

Tabela 15 - Vantagens e desvantagens do conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado e o conversor retificador trifásico CFP.

	Vantagens	Desvantagens
Conversor c.c.-c.c. a indutor chaveado	• Pode ser instalado em um projeto já em funcionamento, sem a necessidade de alteração. • Não precisa ser sincronizado com a rede o que simplifica o projeto de controle. • Possibilita que a energia armazenada seja utilizada em caso de queda de energia, possibilitando que o elevador para em um andar e abra suas portas para liberar a saída caso existam pessoas dentro dele.	• Não gera melhorias na qualidade da rede por não ter correção de fator de potência. • O projeto com supercapacitores de baixa tensão causa picos de tensão e corrente muito grandes sobre os transistores, o que encarece o projeto e aumenta o desgaste sobre os componentes.
Conversor retificador trifásico CFP	• Melhora a qualidade da rede por conta de injetar reativos e corrigir o fator da potência. • Apresenta picos de tensão e corrente menores sobre os transistores o que pode diminuir os custos de projeto.	• Para ser instalado em projetos que já estão em funcionamento, necessita modificar a instalação. • Precisa ser sincronizado com a rede, o que é um desafio de controle do projeto. • Em caso de queda de energia, não possui sistema que armazena energia, desta forma o elevador para automaticamente.

Fonte: elaborado pelo autor

As principais contribuições deste trabalho foram:

- Desenvolvimento de estudo comparativo de conversores bidirecionais aplicáveis para frenagem regenerativa de elevadores de carga vertical.

Sugestões de trabalhos futuros:

- Utilização de supercapacitores com valores de tensão mais elevados no conversor c.c-c.c. a indutor chaveado para diminuir os esforços de tensão e corrente sobre os componentes.
- Construção dos conversores e implementação de um controle digital DSP para realizar testes em laboratório.
- Instalação dos conversores em elevadores reais para a verificação de sua eficiência.
- Pesquisa sobre outros conversores que possibilitem a frenagem regenerativa em elevadores de carga vertical.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ATTAIANESE, C.; NARDI, V.; TOMASSO, G. **High performances supercapacitor recovery system for industrial drive applications**. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, [S. l.], v. 3, n. C, p. 1635–1641, 2004. DOI: 10.1109/apec.2004.1296084.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Edição do Autor, 2000.

DIAS, Josué. **Estudo Dirigido de Filtros Ativos Série, Paralelo e Universal**. 2007. 58 f. - Curso de Engenharia Elétrica, UDESC, Joinville, 2007.

ELEVADORES ATLAS SCHINDLER. **Manual de Transporte Vertical em Edifícios Elevadores de Passageiros, Escadas Rolantes, Obra Civil e Cálculo de Tráfego**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.schindler.com/content/dam/web/br/pdf/ni/manual-transportevertical.pdf>.

SCHWINDEN, B. G. **Conversor CC-CC Bidirecional à Indutor Chaveado Para Recuperação da Energia Cinética de Elevadores e Armazenamento em Supercapacitores**. 2020. 156 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2020.

MORITZ, Rodrigo Mauro Bauer. **ESTUDO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO, CONDUÇÃO E CÁLCULO TÉRMICO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS**. 2014. 124 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2014.

GANGAVARAPU, S; RATHORE, A. K. **Three-phase interleaved semi-controlled PFC converter for aircraft application**. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, IECON, 43, 2017 Beijing. Proceedings of the... Beijing: IEEE, 2017. p. 6652-6657.

IXYS (org.). **HiPerFAST™ IGBT C2-Class High Speed IGBTs**. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/240/99042-1546641.pdf>. Acesso em: 22 fev. 2022.

INFINION (ed.). **IMZA120R007M1H: CoolSiC 1200 v sic trench mosfet. CoolSiC™ 1200 V SiC Trench MOSFET**. 2022. Disponível em: https://br.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_IMZA120R007M1H_DataSheet_v01_00_EN-2943725.pdf. Acesso em: 16 jul. 2022.

KNOP, Matheus Ehrenfredo. **PROJETOS DE SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA E DE EQUALIZAÇÃO ATIVA DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES CC-CC TIPO BUCK E BUCK-BOOST BI-DIRECIONAIS EM CORRENTE**. 2021. 85 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Udesc, Joinville, 2021.

MACHADO, Nayara. **Investimento em Eficiência precisa triplicar até 2030**. Disponível em: <https://epbr.com.br/investimento-em-eficiencia-precisa-triplicar-ate-2030/>. Acesso em: 20 mar. 2022.

MITSUBISHI IGBT MODULES (org.). **CM1000HA-24H HIGH POWER SWITCHING USE INSULATED TYPE**. Disponível em: http://www.igbt-transistor.com/Files/CM1000HA-24H_datasheet_2433.pdf. Acesso em: 21 fev. 2022.

Onsemi. **MOSFET**: sic power, single n-channel, d2pak-7l. SiC Power, Single N-Channel, D2PAK-7L. 2018. Disponível em: https://br.mouser.com/datasheet/2/308/1/NVBG020N090SC1_D-2319573.pdf. Acesso em: 16 jul. 2022.

POWEREX (org.). **FAST RECOVERED DUAL DIODES**. Disponível em: <https://www.pwr.com/pwr/docs/cn240610.pdf>. Acesso em: 21 fev. 2022.

ROHM SEMICONDUCTOR. **SCT3017ALHR**: automotive grade n-channel sic power mosfet. Automotive Grade N-channel SiC power MOSFET. 2018. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/348/sct3017alhr-e-1871871.pdf>. Acesso em: 17 jul. 2022.

SEMIKRON. **SKN 20**. 2010. Disponível em: <https://shop.semikron.com.br/out/media/SKNR20.pdf>. Acesso em: 18 jul. 2022.

SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, A.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. P. **A review of three-phase improved power quality AC-DC converters**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Piscataway, v. 51, n. 3, p. 641-641, 2004.

ZAHARADDEN, Iro S. *et al.* **A Brief Review on Electrode Materials for Supercapacitor**. 2016. Disponível em: <http://www.electrochemsci.org/papers/vol11/111210628.pdf>. Acesso em: 12 jul. 2021.