



UDESC

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

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ESTUDO E VALIDAÇÃO DE PERDAS
EM NOVAS TOPOLOGIAS DE
CONVERSORES CC-CC
BIDIRECIONAIS**

MAICON DOUGLAS POSSAMAI

JOINVILLE, 2019

MAICON DOUGLAS POSSAMAI

**ESTUDO E VALIDAÇÃO DE PERDAS EM NOVAS
TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC
BIDIRECIONAIS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Coorientador: Robson Mayer

Joinville

2019

Possamai, Maicon Douglas

Estudo e validação de perdas em novas topologias de conversores CC-CC bidirecionais / Maicon Douglas Possamai. - Joinville, 2019.

147 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Coorientador: Robson Mayer

Trabalho de conclusão de curso

(Graduação) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2019.

1. Eletrônica de potência. 2. Conversores CC-CC. 3. Perdas em conversores estáticos. 4. Estações de carga. 5. Veículos elétricos. I. Oliveira, Sérgio Vidal Garcia . II. Mayer, Robson . III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título

MAICON DOUGLAS POSSAMAI

**ESTUDO E VALIDAÇÃO DE PERDAS EM NOVAS
TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC
BIDIRECIONAIS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Banca Examinadora:

Orientador:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Univ. do Estado de Santa Catarina –
UDESC

Coorientador:

Dr, Robson Mayer
Univ. do Estado de Santa Catarina –
UDESC

Membros:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
Univ. do Estado de Santa Catarina – UDESC

Dr. Menaouar Berrehil El Kattel
Univ. Federal de Minas Gerais – UFMG

Joinville, 29 de Novembro 2019

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,
quando pequenas, sonharam em se tornar cientistas.*

RESUMO

Conforme a crescente de vendas de veículos elétricos e híbridos, tem-se também a necessidade de desenvolver novas tecnologias que aprimorem os sistemas de processamento e conversão de energia elétrica existentes, logo o estudo de perdas em conversores CC-CC bidirecionais aplicados a sistemas de tração e estações de carga de veículos elétricos e híbridos, tem grande importância para desenvolvimentos futuros de sistemas de potência com rendimento elevado, fazendo com que tenha-se um melhor aproveitamento da transformação ou processamento da energia elétrica nestes sistemas. Com o desenvolvimento de novas tecnologias de elementos semicondutores e elementos magnéticos, é possível reduzir ainda mais os percentuais de perdas nestes componentes, uma vez que estes são os maiores responsáveis pelas perdas em conversores. Porém com o surgimento destas novas tecnologias de materiais, tem-se também as dificuldades de desenvolver novas técnicas para validação das perdas nestes componentes. O estudo de perdas desenvolvido neste trabalho retrata tanto a parte teórica quanto a parte experimental, fazendo um comparativo entre técnicas teóricas e posteriormente comparando-as com resultados experimentais. Todo o estudo é desenvolvido para organizar as técnicas teóricas para que possam ser aplicadas para demais topologias que utilizem destes componentes estudados, porém a parte prática é direcionada para o estudo em duas novas topologias de conversores CC-CC bidirecionais.

Palavras-chave: Eletrônica de potência. Conversores CC-CC. Perdas em conversores estáticos. Estações de carga. Veículos elétricos.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa sobre EVs.	22
Figura 2 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa sobre HEVs.	23
Figura 3 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa sobre estações de carga de EVs e HEVs.	24
Figura 4 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa relacionadas à perdas em conversores CC-CC.	24
Figura 5 – Representação bidimensional da estrutura de treliça regular de (silício).	28
Figura 6 – Representação bidimensional do deslocamento de elétrons na estrutura de treliça regular.	29
Figura 7 – Representação bidimensional de uma pastilha de silício dopado com impureza de fósforo.	30
Figura 8 – Representação construtiva da junção p-n.	32
Figura 9 – Comparação semicondutores.	36
Figura 10 – Estrutura básica e modelo equivalente do diodo P-i-N.	37
Figura 11 – Recuperação direta de um diodo.	38
Figura 12 – Tensão e corrente durante o bloqueio do diodo.	39
Figura 13 – MOSFET tipo enriquecimento.	40
Figura 14 – MOSFET tipo depleção.	40
Figura 15 – MOSFET de potência tipo n.	41
Figura 16 – Simbologia para representação do MOSFET: (a) NMOS, (b) PMOS.	41
Figura 17 – Modelo equivalente do MOSFET.	42
Figura 18 – Representação simples da utilização do diodo de roda livre.	45
Figura 19 – Curva de dissipação de energia elétrica na entrada em condução do MOSFET.	45
Figura 20 – Curva de dissipação de energia elétrica causada pela corrente de recuperação reversa do diodo na entrada em condução do MOSFET.	46
Figura 21 – Curva de dissipação de energia elétrica no bloqueio do MOSFET.	47
Figura 22 – Características construtivas do IGBT.	47
Figura 23 – Simbologia utilizada para representar o dispositivo IGBT.	48
Figura 24 – Modelo equivalente do IGBT em condução.	49
Figura 25 – Campo magnético formado por um fluxo de corrente no condutor.	51
Figura 26 – Condutor em um campo elétrico variável.	52
Figura 27 – Curva B-H.	54
Figura 28 – Comportamento da corrente em condutores.	56
Figura 29 – Método proposto para medir as perdas por histerese.	58
Figura 30 – Ciclo da curva de histerese.	59
Figura 31 – Representação da corrente de Foucault.	62
Figura 32 – Circuito equivalente de um capacitor.	63

Figura 33 – Topologia conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	65
Figura 34 – Fluxo de energia do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	66
Figura 35 – Sinais de comando dos interruptores do conversor no sentido direto e região R_2	67
Figura 36 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	68
Figura 37 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	69
Figura 38 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	69
Figura 39 – Quarta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	70
Figura 40 – Quinta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	71
Figura 41 – Sexta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	71
Figura 42 – Sétima etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	72
Figura 43 – Oitava etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.	72
Figura 44 – Ensaio térmico para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	73
Figura 45 – Parâmetros núcleo NC-65/33/13.	78
Figura 46 – Protótipo utilizado em laboratório para validação dos resultados do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	80
Figura 47 – Corrente eficaz nos capacitores C_2 para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	80
Figura 48 – Esforços no interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	81
Figura 49 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	82
Figura 50 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	82
Figura 51 – Esforços no diodo para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	83
Figura 52 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC-C bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	84
Figura 53 – Bloqueio do diodo para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	84

Figura 54 – Potência instantânea na entrada do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	85
Figura 55 – Potência instantânea na saída de um enrolamento do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	86
Figura 56 – Potência instantânea na saída de um enrolamento do indutor acoplado (L_3) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	86
Figura 57 – Potência instantânea na entrada do indutor (L_1) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	87
Figura 58 – Potência instantânea na saída do indutor (L_1) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	88
Figura 59 – Sinais de comando dos interruptores do conversor no sentido inverso e região R_1	89
Figura 60 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.	90
Figura 61 – Segunda, quarta, sexta e oitava etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.	91
Figura 62 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.	92
Figura 63 – Quinta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.	92
Figura 64 – Sétima etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.	93
Figura 65 – Ensaio térmico para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	94
Figura 66 – Corrente eficaz no capacitor C_1 para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	97
Figura 67 – Esforços no interruptor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	98
Figura 68 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	98
Figura 69 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	99
Figura 70 – Esforços no diodo para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	100
Figura 71 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	100

Figura 72 – Bloqueio do diodo para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	101
Figura 73 – Potência instantânea na entrada de um enrolamento do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	102
Figura 74 – Potência instantânea na entrada de um enrolamento do indutor acoplado (L_3) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	103
Figura 75 – Potência instantânea na saída do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	103
Figura 76 – Potência instantânea na entrada do indutor (L_1) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	104
Figura 77 – Potência instantânea na saída do indutor (L_1) para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	104
Figura 78 – Topologia conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico.	107
Figura 79 – Fluxo de energia do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico.	108
Figura 80 – Sinais de comando dos interruptores do conversor no sentido direto e região R_2	110
Figura 81 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	110
Figura 82 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	111
Figura 83 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	111
Figura 84 – Quarta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	112
Figura 85 – Quinta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	113
Figura 86 – Sexta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	113
Figura 87 – Ensaio térmico para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	114
Figura 88 – Corrente de coletor por tensão de coletor–emissor no IGBT.	116
Figura 89 – Parâmetros do núcleo "EE" utilizado para o projeto transformador.	118
Figura 90 – Protótipo utilizado em laboratório para validação dos resultados do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico.	120

Figura 91 – Corrente eficaz no capacitor C_2 para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	121
Figura 92 – Esforços no interruptor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	122
Figura 93 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	122
Figura 94 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	123
Figura 95 – Esforços no diodo para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	124
Figura 96 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	124
Figura 97 – Bloqueio do diodo para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	125
Figura 98 – Potência instantânea no enrolamento primário do transformador (T_1) para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	126
Figura 99 – Potência instantânea no enrolamento secundário do transformador (T_1) para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.	127
Figura 100 – Sinais de comando do interruptor do conversor no sentido inverso.	128
Figura 101 – Primeira etapa de operação do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido inverso.	129
Figura 102 – Segunda etapa de operação do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido inverso.	130
Figura 103 – Terceira etapa de operação do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido inverso.	130
Figura 104 – Ensaio térmico para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	131
Figura 105 – Parâmetros do núcleo "EE" utilizado para o projeto do indutor acoplado.	134
Figura 106 – Esforços no interruptor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	137
Figura 107 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	137
Figura 108 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	138
Figura 109 – Esforços no diodo para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	139
Figura 110 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	139

Figura 111 – Bloqueio do diodo para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	140
Figura 112 – Potência instantânea no enrolamento primário do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	141
Figura 113 – Potência instantânea no enrolamento secundário do indutor acoplado (L_1) para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	142
Figura 114 – Distribuição das perdas no conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	144
Figura 115 – Distribuição das perdas no conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico.	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Artigos relacionados a este trabalho publicados na base de dados da IEEE explore nos últimos 10 anos	25
Tabela 2 – Acumulado de artigos relacionados a este trabalho publicados na base de dados da IEEE explore	25
Tabela 3 – Características físicas dos semicondutores estudados	36
Tabela 4 – Efeito da frequência na profundidade de penetração	57
Tabela 5 – Região de operação conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	65
Tabela 6 – Parâmetros de operação do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.	66
Tabela 7 – Esforços nos componentes do conversor CC–CC bidirecional em corrente operando no sentido direto e região R2.	67
Tabela 8 – Dados técnicos do capacitor C_2 - MKP1848622454P4.	74
Tabela 9 – Dados técnicos dos interruptores - APT45GP120J.	75
Tabela 10 – Dados técnicos dos diodos - FFSP20120A.	75
Tabela 11 – Dados de projeto do indutor L_1	76
Tabela 12 – Dados de elemento magnético L_1	77
Tabela 13 – Dados de projeto do indutor acoplado L_2 e L_3	78
Tabela 14 – Dados de elemento magnético L_2 e L_3	79
Tabela 15 – Comparação resultados teóricos e práticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.	88
Tabela 16 – Esforços nos componentes do conversor CC–CC bidirecional em corrente operando no sentido inverso e região R1.	90
Tabela 17 – Dados técnicos do capacitor C_1 - MKP1848650084Y5.	94
Tabela 18 – Comparação resultados teóricos e práticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.	105
Tabela 19 – Região de operação conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico no sentido direto.	108
Tabela 20 – Esforços nos componentes do conversor CC–CC bidirecional em corrente Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto e região R2.	109
Tabela 21 – Dados técnicos do capacitor C_2 - MKP1848622454P4.	114
Tabela 22 – Dados técnicos dos interruptores para o sentido direto de operação - APT65GP60J.	115
Tabela 23 – Dados técnicos dos diodos SCS215KGHR.	116
Tabela 24 – Dados básicos do indutor acoplado.	117
Tabela 25 – Dados de projeto do transformador monofásico.	118
Tabela 26 – Dados do núcleo utilizado para o transformador.	119

Tabela 27 – Comparação de resultados teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto. .	128
Tabela 28 – Esforços nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.	129
Tabela 29 – Dados técnicos do capacitor C_1 - B32678G4356.	131
Tabela 30 – Dados técnicos do interruptor para o sentido inverso de operação - APT40SM120J.	132
Tabela 31 – Dados técnicos dos diodos - IDW30G65C5.	133
Tabela 32 – Dados técnicos do indutor acoplado.	134
Tabela 33 – Dados do elemento magnético para o indutor acoplado.	135
Tabela 34 – Comparação dos resultados teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso. .	142

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	OBJETIVOS	25
2	ESTRUTURA FÍSICAS E CARACTERÍSTICAS DE OPE- RAÇÃO DE SEMICONDUTORES	27
2.1	SEMICONDUTORES INTRÍNSECOS	27
2.2	SEMICONDUTORES DOPADOS OU INTRÍNSECOS	29
2.3	DIODO DE POTÊNCIA DE SILÍCIO	30
2.3.1	Junção p–n	31
2.3.2	Peculiaridades em dispositivos semicondutores	33
2.4	OUTROS MATERIAIS UTILIZADOS EM SEMICONDUTORES	34
2.4.1	Carbeto de silício	34
2.4.2	Nitreto de gálio	35
2.4.3	Comparação das tecnologias de semicondutores	35
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	37
3.1	DIODOS DE POTÊNCIA	37
3.1.1	Cálculo de perdas em diodos de carbeto de silício (SiC)	37
3.1.1.1	<i>Perdas por condução</i>	38
3.1.1.2	<i>Perdas por comutação: Entrada em condução</i>	38
3.1.1.3	<i>Perdas por comutação: Bloqueio</i>	39
3.2	MOSFET DE POTÊNCIA	39
3.2.1	Circuito equivalente do MOSFET de potência	42
3.2.2	Cálculo de perdas em um MOSFET	43
3.2.2.1	<i>Perdas em um MOSFET durante a condução</i>	43
3.2.2.2	<i>Perdas por comutação no MOSFET: Entrada em condução e bloqueio</i>	44
3.3	TRANSISTOR IGBT	47
3.3.1	Cálculo de perdas no IGBT	48
3.3.1.1	<i>Perdas durante a condução: método 1</i>	48
3.3.1.2	<i>Perdas durante a condução: método 2</i>	49
3.3.1.3	<i>Perdas por comutação: Entrada em condução</i>	50
3.3.1.4	<i>Perdas por comutação: Bloqueio</i>	50
3.4	ELEMENTOS MAGNÉTICOS	50
3.4.1	A Lei de Ampère	52
3.4.2	A Lei de Faraday	52
3.4.3	Materiais ferromagnéticos	53
3.4.4	Perdas nos elementos magnéticos	55
3.4.4.1	<i>Perdas no cobre</i>	55

3.4.4.2	<i>Perdas por histerese</i>	57
3.4.4.3	<i>EQUAÇÃO DE STEINMETZ MODIFICADA</i>	60
3.4.4.4	<i>AUMENTO DA GENERALIZAÇÃO DA EQUAÇÃO DE STEINMETZ (iGSE)</i>	61
3.4.4.5	<i>Perdas por correntes de Foucault</i>	62
3.5	CAPACITORES	63
4	CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO	65
4.1	SENTIDO DIRETO (ELEVADOR) DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO	66
4.1.1	Etapas de operação no sentido direto do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado	67
4.1.2	Cálculo de perdas teóricas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto	72
4.1.2.1	<i>Perdas teóricas nos capacitores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	73
4.1.2.2	<i>Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	74
4.1.2.3	<i>Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	76
4.1.3	Análise experimentais de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto	79
4.1.3.1	<i>Perdas experimentais nos capacitores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	79
4.1.3.2	<i>Perdas experimentais nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	81
4.1.3.3	<i>Perdas experimentais nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	85
4.1.4	Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto	88
4.2	SENTIDO INVERSO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO	89
4.2.1	Etapas de operação no sentido inverso do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado	89

4.2.2	Cálculo de perdas teóricas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso	93
4.2.2.1	<i>Perdas teóricas nos capacitores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso</i>	93
4.2.2.2	<i>Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso</i>	95
4.2.2.3	<i>Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso</i>	96
4.2.3	Análise prática de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso	96
4.2.3.1	<i>Perdas experimentais no capacitor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso</i>	97
4.2.3.2	<i>Perdas experimentais nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	97
4.2.3.3	<i>Perdas experimentais nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto</i>	101
4.2.4	Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso	105
5	CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL FLYBACK / PUSH–PULL TRIFÁSICO	107
5.1	SENTIDO DIRETO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL FLYBACK / PUSH–PULL TRIFÁSICO	109
5.1.1	Etapas de operação no sentido direto do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico	109
5.1.2	Cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto	113
5.1.2.1	<i>Perdas teóricas nos capacitores para o CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto</i>	114
5.1.2.2	<i>Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto</i>	115
5.1.2.3	<i>Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto</i>	117
5.1.3	Análise experimentais de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto	120

5.1.3.1	<i>Perdas experimentais no capacitor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto</i>	120
5.1.3.2	<i>Perdas experimentais nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto</i>	121
5.1.3.3	<i>Perdas experimentais nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto</i>	125
5.1.4	Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto	127
5.2	SENTIDO INVERSO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL FLYBACK / PUSH–PULL TRIFÁSICO	128
5.2.1	Etapas de operação no sentido inverso do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico	128
5.2.2	Cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso	131
5.2.2.1	<i>Perdas teórica no capacitor para o CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso</i>	131
5.2.2.2	<i>Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso</i>	132
5.2.2.3	<i>Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso</i>	133
5.2.3	Análise experimentais de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso	136
5.2.3.1	<i>Perdas experimentais no capacitor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso</i>	136
5.2.3.2	<i>Perdas experimentais no semicondutor para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso</i>	136
5.2.3.3	<i>Perdas experimentais no magnético para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso</i>	140
5.2.4	Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto	142
6	CONCLUSÃO	143
	REFERÊNCIAS	145

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda de energia elétrica vem fazendo com que se desenvolvam equipamentos eletro eletrônicos mais tecnológicos e inovadores que apresentam maiores eficiências e grandes capacidades de processamento de energia. Um dos pioneiros no desenvolvimento do setor energético são os veículos elétricos e híbridos denominados *Electric Vehicle (EV)* e *Hybrid Electric Vehicle (HEV)* respectivamente, que cada vez mais vão ganhando espaço no mercado mundial. Com as tecnologias já desenvolvidas, tem-se a possibilidade de aprimoração dos sistemas que fazem parte desse processo, que são os conversores responsáveis por conectar o motor elétrico aos acumuladores de energia interno ao veículo e também os conversores responsáveis pelo abastecimento do sistema de acumuladores, que geralmente são utilizados conversores de potência externo ao veículo para cargas mais rápidas (YILMAZ; KREIN, 2012; YILMAZ; KREIN, 2013) .

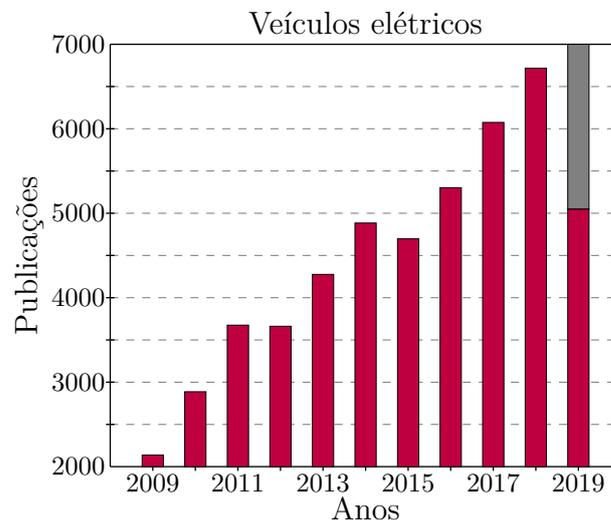
Os veículos de transporte estão presentes na mobilidade urbana e rural, geralmente utilizada para transporte de pessoas mas também para transporte de bens diversos. O aumento populacional faz com que o número de veículos cresça, fazendo com que aumente a emissão de poluentes provenientes dos motores a combustão interna (LELAS; PAVLOVIC; BAN, 2015). Estes veículos já estão operando ao redor do mundo por mais de 130 anos, tendo como matriz energética o petróleo. Durante todo esse período os motores a combustão interna tem contribuindo para o surgimento de problemas ambientais e para vida humana, como a poluição atmosférica, chuvas ácidas e o aquecimento global. O elevado consumo de petróleo, vem aumentando ano a ano, apesar das novas reservas estarem sendo descobertas, a matriz energética centralizada não deve suportar a demanda de combustível fóssil para utilização em mobilidade até mesmo devido às limitações ambientais e econômicas que estão sendo impostas (YILMAZ; KREIN, 2013; CHOWDHURY; RAHMAN; SAMRAT, 2015; YILMAZ; KREIN, 2012).

Diante disso, o desenvolvimento de tecnologias para substituição dos motores de combustão interna por motores elétricos para tração de veículos, vem crescendo de maneira demasiada. Para que seja possível a utilização de motores elétricos na tração de veículos é necessário o desenvolvimento de tecnologias de conversão de energia elétrica, os quais assumem um papel fundamental no desenvolvimento de novos sistemas elétricos, EVs e HEVs (CHOWDHURY; RAHMAN; SAMRAT, 2015). Tecnologias como sistemas bidirecionais se mostraram mais interessantes para esta aplicação, devido que existe a possibilidade de regeneração de energia do sistema de frenagem para os acumuladores, fazendo com que aumente a eficiência do sistema elétrico de tração como um todo. Também em estações de reabastecimento o sistema bidirecional é aplicável, uma vez que seja possível utilizar da energia armazenada nos acumuladores do veículo para utilização em residências quando ocorra falha no sistema de abastecimento de energia das residências (YILMAZ; KREIN, 2013). No cenário de redes inteligentes conhecido como *Smart Grids*

(SG), os sistemas de armazenamento de energia denominado *Energy Storage System* (ESS) desempenham um papel fundamental, permitindo a dissociação entre tempo de utilização e fornecimento de energia elétrica para a rede.

Com o desenvolvimento de tecnologias para utilização em grande escala de EVs e HEVs, preocupações como o comportamento do sistema de abastecimento das cidades vai se comportar com o aumento de cargas conectadas ao sistema quando EVs e HEVs começarem a ganhar espaço no mercado mundial. Pois EVs e HEVs necessitam de muita potência quando carregados de maneira rápida, conhecida como *Fast Charger* (FC). Essas recargas podem sobrecarregar os transformadores de média e baixa tensão e até mesmo as linhas de transmissão, fazendo com que o abastecimento de certas regiões fique comprometido devido o aumento da demanda por energia elétrica (YILMAZ; KREIN, 2013). Apesar disso, os EVs e HEVs tem grande possibilidade de se tornarem mais utilizados comparados com veículos movidos à combustão interna, pois os EVs e HEVs beneficiam os consumidores e também porque o custo por quilometro rodado é aproximadamente a metade do valor gasto utilizando veículos movidos a combustão interna. Os EVs e HEVs ainda não possuem um aceitação abrangente do mercado mundial, pois algumas barreiras como o alto custo das baterias, o ciclo de vida destas, o lobby da indústria petrolífera e a falta de infraestrutura para recarga do sistema (YILMAZ; KREIN, 2012)

Figura 1 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa sobre EVs.



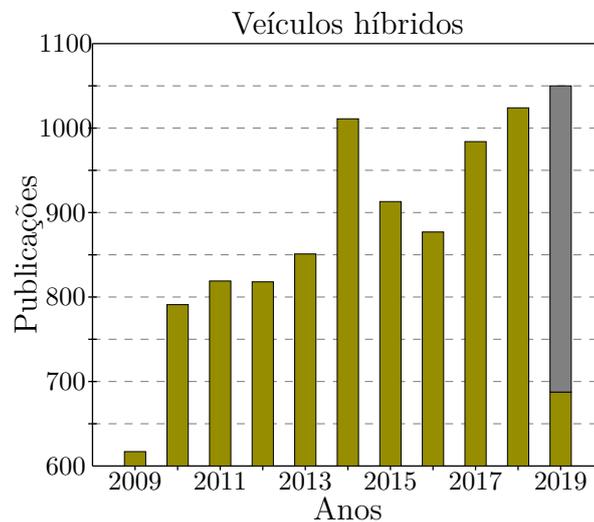
Fonte: Do autor, 2019.

Apesar das barreiras encontradas para a disseminação de EVs e HEVs, as pesquisas vem apresentando tecnologias mais eficientes com rendimentos muito expressivos para os sistemas de carga e sistema de conversão responsável pela tração dos EVs e HEVs. Conforme apresentado nas Figuras 1 e 2, é possível observar que o desenvolvimento científico no setor de sistemas de recarga de acumuladores de EVs e HEVs cresceu conforme mostra a Figura 3, assim como os sistemas de conversão internos para tração dos EVs e HEVs

vem crescendo com o passar dos anos. É possível observar que o estudo de perdas em conversores CC-CC também cresceu através da Figura 4, acompanhando o desenvolvimento de novas pesquisas nas áreas de EVs e HEVs. As pesquisas foram realizadas através do Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos denominado *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), através da plataforma online IEEE Xplore® Digital Library, onde foram filtrados alguns temas e quantificados de acordo com o seu ano de publicação.

Nas Figuras 1, 2, 3 e 4 foram efetuadas análises de busca por publicações científicas específicas de cada tema nos últimos 10 anos, onde é possível observar um crescimento de publicações de quase 190% na área de EVs, 60% na área de HEVs, 410% na área de estações de carga e 170% no estudo de perdas em conversores CC-CC.

Figura 2 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa sobre HEVs.



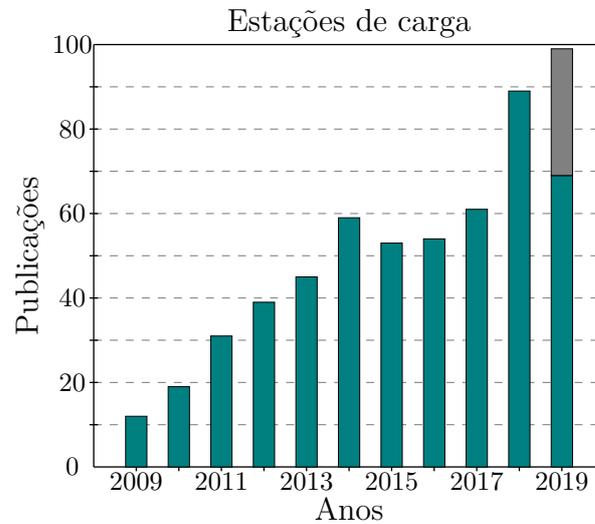
Fonte: Do autor, 2019.

Com base nos dados apresentados, é possível perceber o intenso crescimento no desenvolvimento de tecnologias relacionadas a EVs e HEVs, tanto como, otimização dos conversores para que operem com máxima eficiência e menor percentual de perdas possível. Logo, o estudo abordado neste trabalho é justificado pelo crescente interesse dos setores acadêmicos e industrial para desenvolver e viabilizar sistemas de tração e abastecimento de EVs e HEVs mais eficientes e que produzam menos emissões de poluentes no meio ambiente.

Os baixos números de publicações nestas áreas, no ano de 2019, ocorre devido que, os processos para publicação de artigos em revistas é longo, uma vez que o artigo já foi submetido e este prazo para que o trabalho seja incluído na base de dados podem demorar meses ou até mesmo anos. Logo a previsão do número de publicações nos temas citados acima, para o ano de 2019, é previsto a ultrapassagem de todos os valores máximos de suas área.

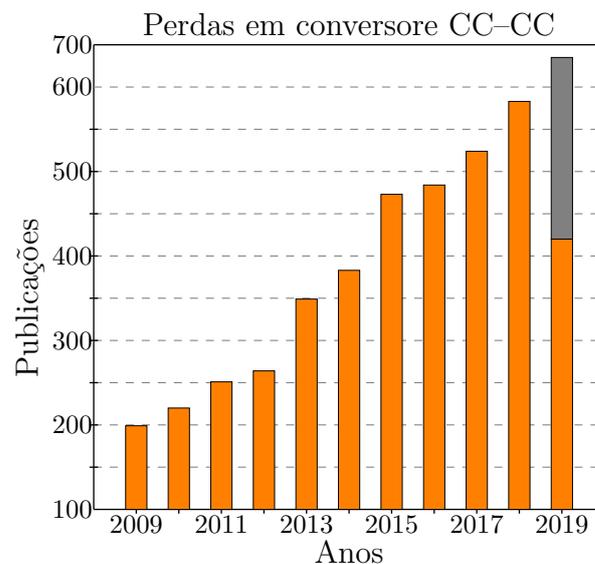
A Tabela 1 apresenta os números exatos dos gráficos apresentados anteriormente

Figura 3 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa sobre estações de carga de EVs e HEVs.



Fonte: Do autor, 2019.

Figura 4 – Crescimento do desenvolvimento de pesquisa relacionadas à perdas em conversores CC-CC.



Fonte: Do autor, 2019.

em relação aos números de publicações nas áreas de interesse deste trabalho na base de dados da IEEE. Já a Tabela 2 apresenta uma comparação das publicações nos assuntos de interesse nos últimos 10 anos e compara com o número de publicações submetidas antes do ano de 2009. O que é representado em forma de gráfico percentual para demonstrar o quão recente e o tamanho potencial em contribuições que estudos nestas áreas ainda podem ter, onde as barras em cinza representam uma estimativa de publicações para o ano de 2019, uma vez que artigos submetidos este ano ainda estão em processos de revisão e/ou aceite.

Tabela 1 – Artigos relacionados a este trabalho publicados na base de dados da IEEE explore nos últimos 10 anos

Ano	EV	HEV	Estação de carga	Perdas em conversores CC-CC
2009	2138	616	12	199
2010	2889	791	19	220
2011	3799	926	31	251
2012	3666	820	39	264
2013	4292	855	46	349
2014	4912	1011	59	383
2015	4722	913	53	473
2016	5366	918	54	484
2017	6161	991	65	524
2018	6911	1047	92	598
2019	5157	674	69	437

Fonte: Do autor, 2019.

Tabela 2 – Acumulado de artigos relacionados a este trabalho publicados na base de dados da IEEE explore

Periodo	EV	HEV	Estação de carga	Perdas em conversores CC-CC
Artigos publicados entre 2009 – 2019	50013	9562	539	4182
Total de artigos publicados até 2019	58775	11431	553	5380
Artigos com mais de 10 anos de sua publicação	8762	1869	14	1198

Fonte: Do autor, 2019.

1.1 OBJETIVOS

O principal objetivo deste trabalho é o estudo e mensuração das principais perdas de energia provenientes de sistemas de conversão de energia CC-CC bidirecionais aplicados a sistemas elétricos de tração e estações de carga para EVs e HEVs. Para que seja possível propor soluções que influenciam diretamente no aumento do rendimento dos conversores, fazendo com que se aproveite o máximo possível do processamento de energia para mobilidade e/ou utilização dos acumuladores como fonte de energia para residências ou para fornecer energia para o sistema de abastecimento, a rede elétrica.

Para este trabalho serão utilizados diferentes métodos para o cálculo de perdas nos conversores analisados. Esses métodos serão comparados e comparados à valores reais de perdas no conversores, para validação do método mais eficiente dentre os estudados.

2 ESTRUTURA FÍSICAS E CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO DE SEMICONDUTORES

Os semicondutores tem papel fundamental na geração, processamento e conversão de energia elétrica, estando presente em boa parte dos equipamentos responsáveis por esses processos. Entretanto, saber a eficiência desses equipamentos é algo crucial para que seja possível efetuar o aperfeiçoamento das tecnologias utilizadas para construção destes equipamentos ou até mesmo determinar outras especificações para que o mesmo equipamento apresente melhor rendimento. Para isso é necessário ter conhecimento da potência que é dissipada na forma de perdas nos componentes que fazem parte da estrutura dos conversores, e para isso é fundamental ter conhecimento das possíveis fontes de perdas desses componentes eletrônicos.

Os semicondutores de potência podem ser diodos, transistores e tiristores. Eles existem nas mais diversas tecnologias, à medida que a química, a física e a ciência dos materiais avançam, novos materiais são colocados em prática para melhorar o desempenho dos semicondutores com relação à energia que é perdida para que o mesmo opere em conversores de energia elétrica.

Será apresentado as propriedades físicas e de funcionamento dos componentes. O objetivo é fornecer uma base para a compreensão do funcionamento físico dos componentes estudados, a fim de permitir o entendimento de operação e construção dos dispositivos que serão analisados no decorrer deste trabalho. Embora muitos dos conceitos estudados neste trabalho aplicam-se a materiais semicondutores em geral, nosso tratamento é fortemente direcionado para os semicondutores de silício, simplesmente porque é o material que possibilita o desenvolvimento de circuitos com um custo reduzido, comparado com semicondutores de carbeto de silício e nitreto de gálio.

A propriedade mais significativa dos semicondutores é a condutividade (σ) que pode ser variada ao longo de uma gama muito ampla, através da introdução de quantidades controladas de átomos de impurezas na pastilha semicondutora, em um processo chamado dopagem, além destes, fatores como temperatura, radiação luminosa e pressão, também podem alterar o valor da condutividade (JAIN; RAJAWAT; AGRAWAL, 2008). Uma vez que a condutividade é dada pelo inverso da resistividade como mostra a Equação (2.1).

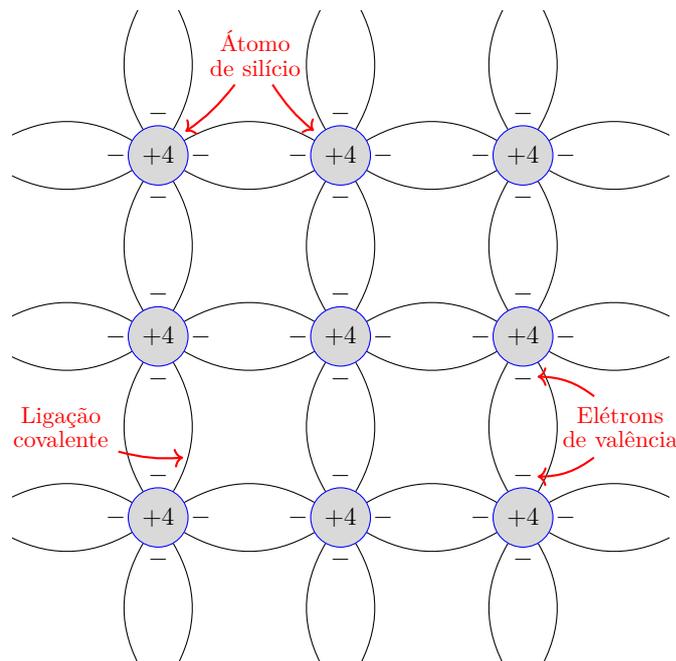
$$\rho = \frac{1}{\sigma} \quad (2.1)$$

2.1 SEMICONDUTORES INTRÍNSECOS

Como descrito anteriormente trataremos principalmente de dispositivos de silício, onde um átomo de silício tem quatro elétrons de valência, e assim requer outros quatro para completar sua "casca" exterior. Isto é, conseguido através da partilha de um dos seus elétrons de valência com cada um dos seus quatro átomos vizinhos. Cada par de elétrons

compartilhados formam uma ligação covalente (WILLIAMS, 2006). O resultado é que uma pastilha de silício puro ou intrínseco tem uma estrutura de treliça regular, onde os átomos são mantidos em sua posição pelas ligações covalentes. A Figura 5 mostra uma representação bidimensional desta estrutura. Em temperaturas extremamente baixas, como zero absoluto (0 K), todas as ligações covalentes estão intactas e não há elétrons disponíveis para conduzir corrente elétrica. Assim, a tão baixas temperaturas, a pastilha de silício intrínseco se comporta como um isolante (DALVEN, 1990) (NEAMEN, 2003) (PIZZINI, 2015).

Figura 5 – Representação bidimensional da estrutura de treliça regular de (silício).



Fonte: Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2014).

Em temperatura ambiente, existe energia térmica suficiente para quebrar algumas das ligações covalentes, um processo conhecido como geração térmica. Como mostrado na Figura 6, quando uma ligação covalente é quebrada, um elétron é liberado. O elétron livre pode se afastar do átomo o qual estava orbitando, e se torna disponível para conduzir corrente elétrica, se um campo elétrico for aplicado na pastilha. Com esse possível deslocamento de um elétron de determinado átomo, é possível que essa lacuna deixada pelo elétron, seja preenchida por um elétron de um átomo vizinho, fazendo com que se tenha a movimentação de elétrons para preenchimento das lacunas, movendo-se através da pastilha de silício e esteja disponível para conduzir corrente elétrica. A carga de uma lacuna é igual em magnitude a carga de um elétron, pode-se então observar que à medida que a temperatura aumenta, mais ligações covalentes são quebradas e pares de elétrons e lacunas são gerados. O aumento nos números de elétrons livres e lacunas resulta em um aumento na condutividade do silício.

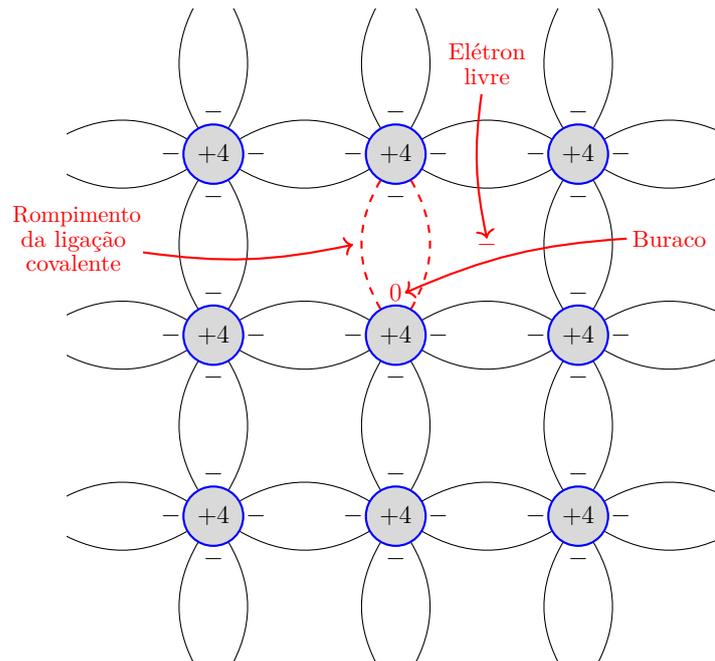
Os elétrons livres e lacunas se movem aleatoriamente através da estrutura da

pastilha de silício, e no processo, alguns elétrons podem preencher algumas das lacunas. Este processo, chamado de recombinação, resulta no desaparecimento de elétrons (n) e lacunas (p) livres. A taxa de recombinação é proporcional ao número de elétrons livres e lacunas (SEDRA; SMITH, 2014).

A pastilha de silício intrínseco tem concentrações iguais de elétrons livres e lacunas, conforme a Equação (2.2), gerados pela geração térmica. Estas concentrações são muito pequenas para o silício para conduzir corrente apreciável à temperatura ambiente. Além disso, as concentrações e então a condutividade são funções fortes de temperatura, que não é uma característica desejável em um aparelho eletrônico.

$$n = p = n_i = p_i \quad (2.2)$$

Figura 6 – Representação bidimensional do deslocamento de elétrons na estrutura de treliça regular.



Fonte: Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2014).

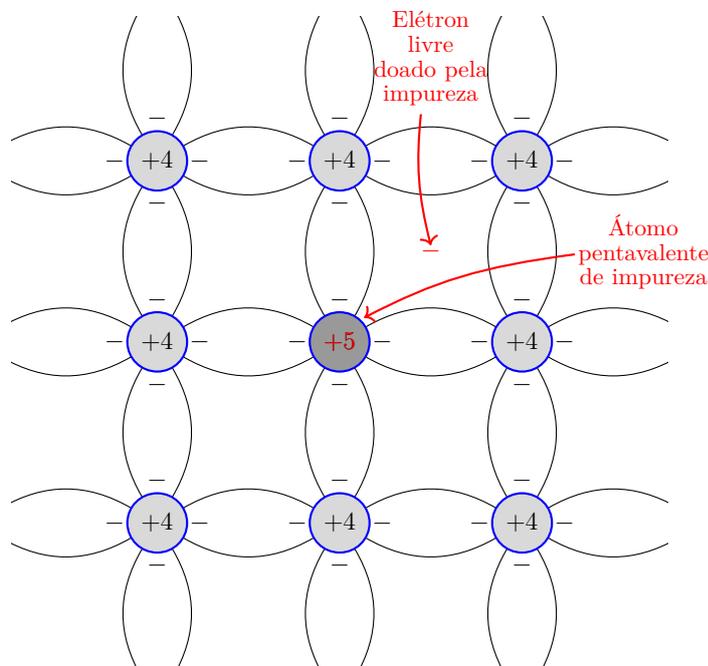
2.2 SEMICONDUTORES DOPADOS OU INTRÍNSECOS

Como a utilização de semicondutores intrínsecos não havia aplicabilidade prática em circuitos eletrônicos devido sua brusca variação no funcionamento, desenvolveu-se um método para alterar a concentração de portadores em uma pastilha semicondutora substancialmente e de maneira precisamente controlada, este processo é conhecido como dopagem, e o silício resultante deste processo é conhecido por semicondutor dopado ou semicondutor intrínseco.

O processo de dopagem envolve a introdução de átomos de impurezas na pastilha de silício em números suficientes para aumentar substancialmente a concentração de elétrons livres ou lacunas, mas com pouca ou nenhuma mudança nas propriedades da pastilha do silício. Para aumentar a concentração de elétrons livres, o silício é dopado com um elemento com uma valência de 5 elétrons, logo o número de elétrons livres é maior do que o número de elétrons provenientes da pastilha de silício. A partir deste processo, o silício é então dito ser do tipo n, e para aumentar a concentração de lacunas (p), é dopado com um elemento tendo uma valência de 3. Portanto, o número de lacunas é maior que o número de elétrons da pastilha de silício, e o silício dopado resultante é dito ser do tipo p (WILLIAMS, 2006).

A Figura 7 mostra uma pastilha de silício dopado com impurezas de fósforo, que contém 5 elétrons. O elemento dopante substitui alguns dos átomos na pastilha de silício. O átomo de fósforo tem cinco elétrons em sua camada externa, quatro desses elétrons formam ligações covalentes com os átomos vizinhos, e o quinto elétron se torna um elétron livre. Assim, cada átomo de fósforo doa um elétron livre para a pastilha de silício, e a impureza do fósforo é chamada de doador de elétrons (SEDRA; SMITH, 2014).

Figura 7 – Representação bidimensional de uma pastilha de silício dopado com impureza de fósforo.



Fonte: Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2014).

2.3 DIODO DE POTÊNCIA DE SILÍCIO

Entre todos os dispositivos semicondutores que serão abordados neste trabalho, o diodo é o menos complexo. Possui apenas dois terminais, por isso será apresentado o

conceito de junção p-n através deste elemento semiconductor. O terminal "A" conhecido como anodo, e o terminal "C", catodo. Para eletrônica de potência o diodo pode ser simplificado em 3 modos de operação, o primeiro que é denominado como diretamente polarizado e com corrente direta, que ocorre se o terminal "A" possuir maior potencial elétrico que o terminal "C", e o segundo modo de operação que é denominado reversamente polarizado, que ocorre quando o terminal "C" tem maior potencial elétrico que o terminal "A" e o terceiro estado que seria a recuperação reversa do diodo.

Na eletrônica de potência, o diodo é utilizado em retificadores para converter alimentação de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC). O diodo também é utilizado como roda livre durante o acionamento de cargas indutivas em aplicações com inversores de tensão e circuitos de comutação rápida. A grande maioria dos diodos de potência são classificados como p-i-n por possuírem uma região menos dopada, formando um espaço que impeça com que os elétrons livres do canal n preencham as lacunas do canal p.

2.3.1 Junção p-n

A Figura 8 mostra uma estrutura física simplificada da junção pn. Consiste em uma pastilha semicondutora do tipo p colocado em contato próximo à uma pastilha semicondutora do tipo n. Na prática, ambas as regiões p e n fazem parte da mesma pastilha de silício, porém cada região com diferentes dopagens para que se tenha as duas regiões (p e n). Como indicado na Figura 8, conexões de fios externos são feitas para as regiões p e n através de contatos de metal. Se a junção pn é usada para ter o comportamento de diodo, estes constituem os terminais do diodo e são, portanto, rotulados como “ânodo” e “cátodo” de acordo com a terminologia do diodo.

Há duas maneiras para que ocorram os deslocamentos entre elétrons e lacunas na pastilha da junção pn, e são elas, difusão e deriva, salientando que o deslocamento de elétrons e lacunas na pastilha fazem com que tenha-se fluxo de corrente (SEDRA; SMITH, 2014).

O fluxo de corrente de deriva, também conhecida como corrente de campo, ocorre devido a agitação térmica, fazendo com que as partículas carregadas movem-se de maneira aleatória, quando se tem a influência de um campo elétrico ($E \neq 0$) sobre a pastilha semicondutora, o deslocamento é aleatório e sofre também um deslocamento ao longo da direção do campo elétrico. Na inexistência de campo elétrico ($E = 0$), ocorre o deslocamento aleatório de elétrons, porém como $E = 0$, não ocorre o deslocamento devido a direção do campo elétrico.

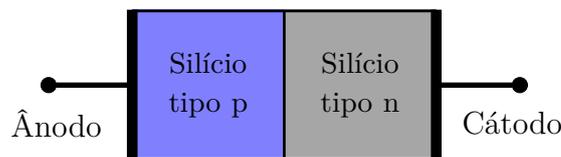
O fluxo de corrente de difusão resulta da diferença de concentração dos portadores de carga e da difusão térmica aleatória. Se a concentração de portadores tiver uma distribuição não uniforme, resultará em um fluxo de portadores que se materializará na

corrente de difusão. Se um gradiente de concentração é presente, o processo de difusão agirá para tornar a densidade de portadores uniforme. Portadores difundem-se de regiões onde a densidade é maior para regiões onde a densidade é menor. A corrente de difusão ocorre devido a grande mudança na concentração de portadores.

A corrente de condução através da junção pn é dada pela soma das correntes de deriva e de difusão, conforme Equação (2.3).

$$I_{total} = I_{deriva} + I_{difusao} \quad (2.3)$$

Figura 8 – Representação construtiva da junção p-n.



Fonte: Do autor, 2019.

Ao aplicar uma diferença de potencial positiva entre os terminais do diodo, que compõem os terminais dos substratos do tipo p e do tipo n, respectivamente, a região de depleção diminui devido que o campo elétrico proveniente da diferença de potencial, fazendo com que os elétrons livres da região n sejam repelidos pelo terminal de potencial negativo, e de modo análogo, as lacunas da região p serão repelidas pelo terminal de potencial positivo. Deste modo quando a tensão aplicada entre esses terminais for maior do que a tensão de isolamento da região de depleção, a energia cinética que impulsiona os elétrons vence a energia potencial do campo elétrico formado pelas impurezas, e a corrente aumenta rapidamente.

Se a diferença de potencial for ligada de modo invertido, com o potencial positivo na região n e negativo na região p, os elétrons livres e as lacunas serão impulsionados para a extremidade oposta à região de depleção, fazendo com que a região de depleção aumente. Com esta condição apenas a corrente de fuga flui pela junção pn, porém essa corrente é extremamente baixa, logo, desprezada. Portanto nenhuma corrente de valor relevante flui pela junção pn, quando polarizado reversamente.

A junção pn não suporta um valor de campo elétrico muito alto aplicado à ela no modo de polarização direta, pois um elevado valor de campo elétrico está relacionado com um alto valor de potencial. Essa exceção de campo elétrico na polarização direta de um componente com junção pn é chamada de avalanche, e fisicamente o que ocorre na junção é que o elétron é acelerado, deslocando-se em direção a outra camada de energia de um outro elétron associado a um átomo da mesma região. Quando ocorre o choque, o átomo atingido libera energia suficiente para ser acelerado e fazer com que o efeito continue, esse fenômeno é denominado efeito cascata.

Se um valor elevado de campo elétrico e automaticamente de elevado valor de potencial forem aplicados na junção pn pelo polarização reversa, a junção suporta esse potencial até o valor de tensão de recuperação reversa (V_{RRM}) do componente. Quando o valor de potencial aplicado no componente ultrapassar o V_{RRM} junto com o efeito avalanche, um pico de potência elevado funde as regiões p e n, fazendo com que não exista mais a região de depleção e automaticamente danifique a operação do componente, logo são chamados de efeitos destrutivos.

2.3.2 Peculiaridades em dispositivos semicondutores

Na maioria dos projetos de eletrônica de potência, os semicondutores são considerados como interruptores ideais, onde a preocupação do projetista deixa de ser não apenas com a tensão aplicada sobre ele e também a corrente que flui pelo elemento semiconductor. Outros fatores significativos de um interruptor não ideal estão na passagem do estado ligado para o estado desligado, tornando-se importante considerar as resistências e as capacitâncias parasitas do componente.

Os limites suportados de tensão reversa na junção pn estão diretamente relacionados com a dopagem do substrato, pois quanto maior for o valor de tensão reversa suportado, menor a quantidade de material utilizado na dopagem e isso significa em um alto valor da resistividade da junção. Semicondutores que possuem a região n maior que a região p, tais como MOSFET e diodo Schottky, são conhecidos como portadores majoritários e possuem alta resistividade devido ao alto valor de tensão reversa suportado nesses componentes (WILLIAMS, 2006). Os semicondutores que possuem a região p maior que a região n, tais como IGBTs, tiristores e diodos, são conhecidos como portadores minoritários e possuem uma vantagem em relação à perdas de condução, devido a resistividade ser menor pelo fato de ter mais material dopando o substrato e também pelo fato de suportar menor tensão reversa. Portanto pode-se concluir que os semicondutores que possuem portadores majoritários tem mais perdas de condução, comparados com semicondutores que possuem portadores minoritários em uma mesma condição de operação. O fato do baixo valor de resistência durante a condução, tem como vantagem o menor tempo necessário para a comutação do estado bloqueado para o estado conduzindo.

Com isso, pode-se concluir que dispositivos semicondutores de silício de portadores minoritários encontram maior aplicabilidade em altas tensões porém baixas frequências de comutação, já para os dispositivos semicondutores silício de portadores majoritários encontram maior aplicabilidade em baixas tensões porém em frequências mais elevadas.

Outro aspecto a ser considerado e bastante relevante em projetos de alto desempenho é a velocidade de comutação, entrada em condução e bloqueio do semiconductor, e o desempenho dinâmico do "gate" que requer menos energia do driver, onde a tecnologia MOSFET ainda apresenta desempenhos superiores aos IGBTs para pequenas e médias

potências. No entanto, a tecnologia IGBT apresenta um aprimorado e uma superior capacidade de compartilhamento de corrente para aplicação de dispositivos em paralelo.

2.4 OUTROS MATERIAIS UTILIZADOS EM SEMICONDUCTORES

Devido a vasta utilização de semicondutores de silício por um período muito grande, novas tecnologias foram desenvolvidas pois o silício não estava mais suportando a operação em semicondutores devido os principais fatores, que são frequência de comutação, temperatura de operação e tensão reversa no semicondutor, estão aumentando para o maior processamento de energia em circuitos de potência.

As tecnologias que se mostraram promissoras e estão ganhando espaço no mercado mundial são os semicondutores de banda larga, carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN), ambas tecnologias que incrementam os principais fatores de operação dos semicondutores. O carbeto de silício e o nitreto de gálio são materiais de banda larga que são viáveis a aplicação para desenvolvimento de dispositivos semicondutores, já o diamante que é outro elemento de banda larga, ainda não apresenta viabilidade econômica para utilização na fabricação de dispositivos semicondutores. Esses materiais de banda larga apresentam maior rendimento em relação ao fluxo de energia, redução das resistências internas dos dispositivos, diminuindo assim as perdas dos semicondutores, possibilitam um aumento na frequência de comutação dos dispositivos, sem que aumente expressivamente as perdas de comutação e também a relação da sua operação em temperaturas mais elevadas na junção (ALVES et al., 2017).

2.4.1 Carbeto de silício

O Carbeto de Silício (SiC) é um semicondutor de banda larga que apresenta algumas dezenas de estruturas, porém nem todas com viabilidade para estudo e desenvolvimento de dispositivos semicondutores, entre as principais estruturas estudadas estão SiC-4H, SiC-6H e SiC-8H, tendo como mais promissora a estrutura SiC-4H, devido a quantidade de estudos relacionados a esta estrutura já realizados (BHATNAGAR; BALIGA, 1993).

As altas condições de operação dos dispositivos de SiC, o torna muito promissor na eletrônica de potência, pelos fatores de operação suportados, tais como, altas tensões de operação, alta condutividade térmica, larga largura de banda e baixa resistência interna. Essas características tornam o dispositivo semicondutor de SiC vantajoso quando se deseja processar uma quantidade muito grande de energia.

Em valores comerciais, os dispositivos de SiC podem superar o valor de tensão de polarização reversa em mais de 10 vezes em relação aos dispositivos de silício convencional. Porém, além dos dispositivos de SiC suportarem maior temperatura de junção, os dispositivos são limitados pela tecnologia do encapsulamento, portanto a temperatura máxima

de operação de um dispositivo de SiC é a máxima temperatura que o encapsulamento suporta e não a junção do elemento semiconductor.

Devido a esses fatores que tornam os dispositivos de SiC mais favoráveis para aplicação na eletrônica de potência, quando o projeto está na etapa da definição de qual elemento semiconductor será utilizado, muitas vezes os dispositivos de SiC não são utilizados pelo alto custo, fator muito significativo quando se trata de produção em grande escala, e então a venda de dispositivos de silício aumenta significativamente devido a sua simplicidade de fabricação em relação a outros elementos. Porém em projetos onde o fator de produção em grande escala não é tão significativo e se procura melhorar o máximo rendimento do equipamento, os dispositivos de SiC são preferíveis pelos altos desempenhos apresentados.

2.4.2 Nitreto de gálio

O nitreto de gálio (GaN), também é um semicondutores de banda larga, porém tem características estruturais que ainda o limita em tensão de polarização reversa, mas se comparado com dispositivos de silício, a tecnologia GaN é superior em relação a tensão de operação reversa.

Outro fator que faz com que se desenvolvam pesquisas com dispositivos GaN é a alta mobilidade de elétrons, o tornando mais viável para operações em frequências mais elevadas de comutação, comparado aos dispositivos de SiC (MOUSTAKAS, 1994).

2.4.3 Comparação das tecnologias de semicondutores

A Tabela 3 apresenta as principais características dos principais materiais aplicados em dispositivos semicondutores utilizados na eletrônica de potência. Estão destacados os pontos positivos e negativos de cada elemento. Como pode ser visto, a condutividade térmica dos semicondutores de SiC apresentam grande vantagem aos demais materiais, possibilitando a operação em maior processamento de energia elétrica sem danificar o componente. Já o semiconductor GaN, apresenta vantagem em relação à mobilidade de elétrons e lacunas, fazendo com que o interruptor forneça corrente mais rapidamente que os demais analisados (SHARMA et al., 2014) (BHATNAGAR; BALIGA, 1993).

Pode-se observar também que as perdas de condução são menores quanto maior for o campo elétrico e a mobilidade. Portanto para baixos valores de tensão onde é possível trabalho com dispositivos semicondutores de GaN, ele apresenta menores perdas de condução devido a sua maior mobilidade de elétrons e lacunas em relação aos dispositivos de SiC. A capacidade de maior tensão de bloqueio depende do campo elétrico e da energia de banda, onde os dispositivos de SiC são superiores aos dispositivos GaN. Operação em alta temperatura depende da largura de banda e da condutividade térmica, onde novamente os dispositivos SiC são superiores aos dispositivos GaN. E finalmente, a operação em

Tabela 3 – Características físicas dos semicondutores estudados

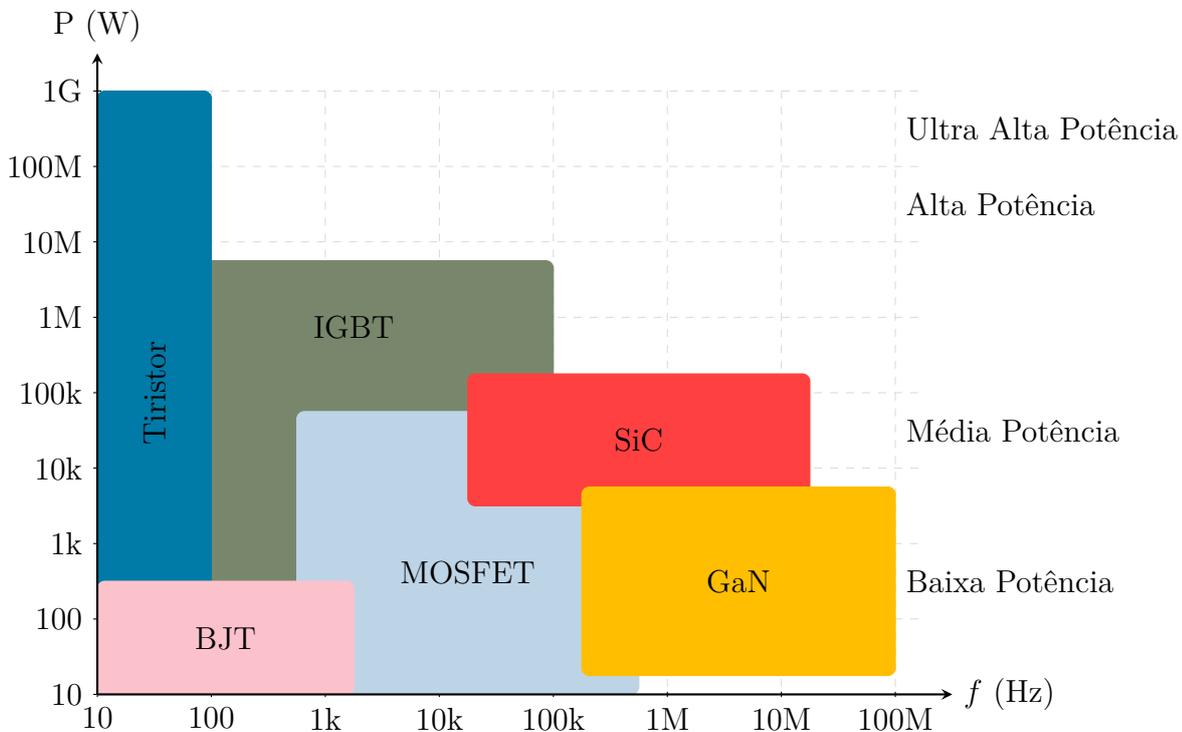
Propriedade	Si	SiC-6H	SiC-4H	GaN
Energia de banda (eV)	1,12	3,03	3,26	3,45
Constante dielétrica (ϵ_r)	11,90	9,66	10,10	9,00
Campo elétrico crítico, E_c (kV/cm)	300	2500	2200	2000
Condutividade térmica, λ (W/cm.K)	1,50	4,90	4,90	1,30
Mobilidade de lacunas, μ_p (cm ² /V.s)	600	101	115	850
Mobilidade de elétrons, μ_n (cm ² /V.s)	1450	500	900	2000
Velocidade de saturação de elétrons, v_{sat} ($\times 10^6$ cm/s)	10	20	20	22

Fonte: Adaptado de (BUENO; SILVA, 2014).

frequências altas depende da velocidade de saturação de elétrons em conjunto com a mobilidade de elétrons, o que torna os dispositivos de GaN, superiores que os dispositivos SiC (CHEN et al., 2017).

Com estas comparações é evidente a superioridade dos dispositivos de SiC e GaN em relação aos dispositivos de Si. Comprovando então que quando deseja-se reduzir perdas em equipamento que processam energia elétrica, os principais elementos a serem estudados serão os elementos semicondutores presentes no equipamento (Figura 9).

Figura 9 – Comparação semicondutores.



Fonte: Adaptado de (PERSSON E., 2016).

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo é apresentado os principais tipos de dispositivos semicondutores e elementos magnéticos existentes, bem como, uma breve abordagem de seu funcionamento e um detalhado estudo referente à suas perdas.

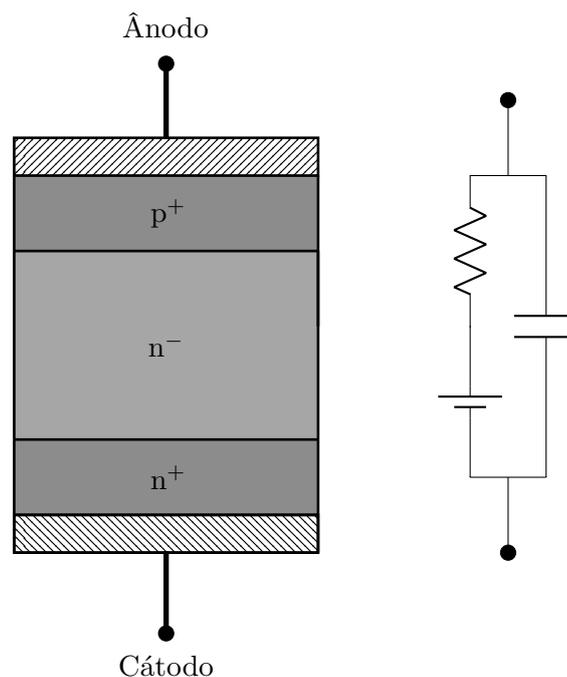
3.1 DIODOS DE POTÊNCIA

Serão analisados as perdas por condução, comutação e recuperação reversa, para um diodo de carbeto de silício (SiC).

3.1.1 Cálculo de perdas em diodos de carbeto de silício (SiC)

As perdas em diodos de potência tem como componente principal a perda por condução, devido ao produto da queda de tensão no componente (V_{TO}) pelo valor médio da corrente no diodo ($I_{D_{med}}$), somado com o produto da resistência interna do diodo (r_D) presente na Figura 10 pelo valor eficaz da corrente do diodo ($I_{D_{ef}}$) ao quadrado. Mesmo o componente apresentando baixa resistência interna e características favoráveis para processar alta densidade de energia, sua perda é considerável e deve ser levada em consideração para o estudo (POMILIO, 2013) (SEDRA; SMITH, 2014).

Figura 10 – Estrutura básica e modelo equivalente do diodo P-i-N.



3.1.1.1 Perdas por condução

Conforme já citado, as perdas por condução no diodo de carbeto de silício são as mais significantes para o presente estudo. A Equação (3.1) é a mesma para os outros tipos de diodo, o que faz com que as perdas em dispositivos de carbeto de silício é seu baixo valor de resistência interna (r_D).

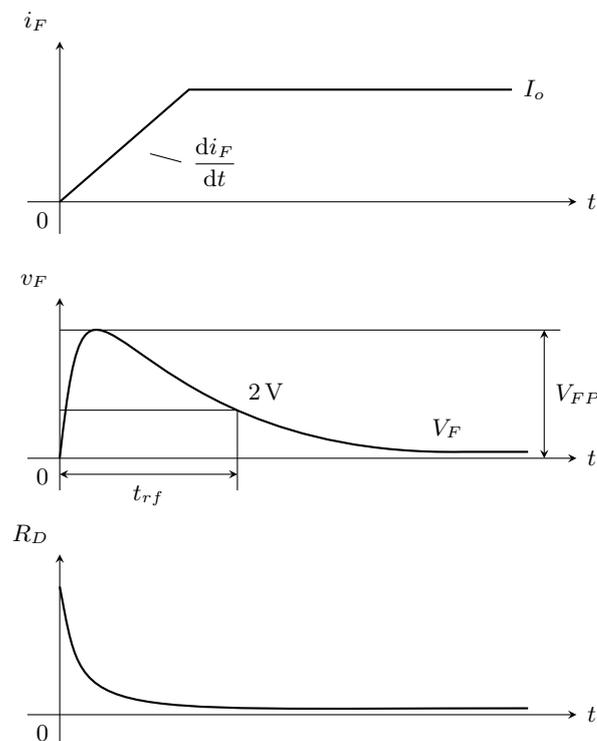
$$P_D = V_{TO} \cdot I_{Dméd} + r_D \cdot I_{D_{ef}}^2 \quad (3.1)$$

3.1.1.2 Perdas por comutação: Entrada em condução

Os diodos apresentam ainda a recuperação direta, que ocorre devido a uma variação da resistência do diodo na entrada em condução como mostra a Figura 11 e podem ser calculadas como na Equação (3.2). Apesar disto, os dados envolvidos neste processo, tempo de entrada em condução (t_{rf}) e a tensão de pico (V_{FP}), dificilmente são disponibilizadas nas folhas de dados dos diodos e acabam sendo desconsideradas, conforme apresentado em (GROVAC; PURSCHEL; KIEP, 2006).

$$P_{DON} = \frac{1}{2} f_s \cdot I_D \cdot t_{rf} \cdot (V_{FP} - V_F) \quad (3.2)$$

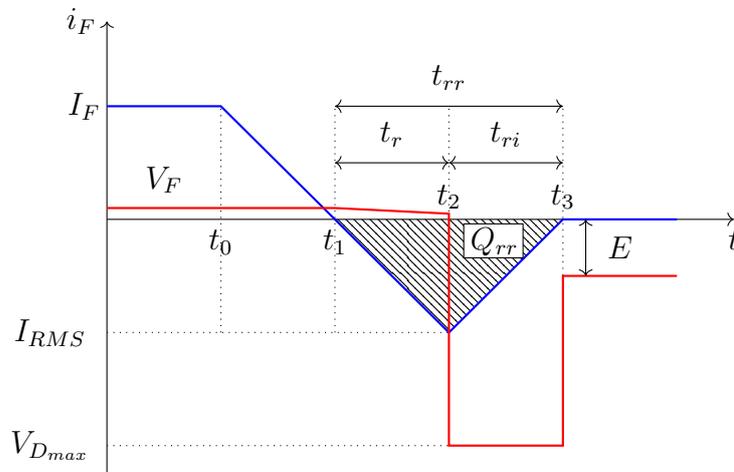
Figura 11 – Recuperação direta de um diodo.



3.1.1.3 Perdas por comutação: Bloqueio

As perdas por bloqueio do diodo de carbeto de silício são mínimas comparadas com as perdas por condução, e geralmente desconsideradas pelos autores. Porém para uma validação mais próxima da situação real, será considerada a perda por bloqueio como mostram as Equações (3.3) e (3.4), onde é calculada a energia dissipada, até que a corrente de recuperação reversa no componente se anule e posteriormente multiplicado pela frequência de comutação (f_s) para se obter a quantidade de energia dissipada no bloqueio do componente, conforme a Figura 12, (WILLIAMS, 2006) (RASHID, 2018).

Figura 12 – Tensão e corrente durante o bloqueio do diodo.



Fonte: Do autor, 2019.

$$E_{D_{OFF}} = \int_0^{t_{rr}} v_F(t) \cdot i_F(t) dt = \frac{1}{4} Q_{rr} \cdot V_{Drr} \quad (3.3)$$

$$P_{D_{OFF}} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_{D_{máx}} \cdot f_s \quad (3.4)$$

3.2 MOSFET DE POTÊNCIA

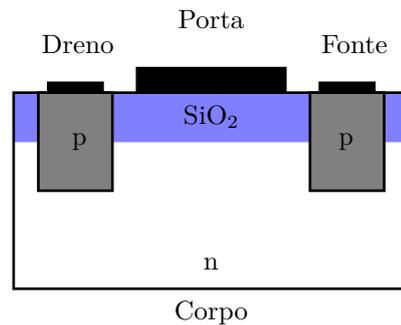
Para o estudo dos dispositivos FET (*Field Effect Transistors*), será analisado os dispositivos do tipo MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) mais especificamente os MOSFETs de SiC. Nesta seção será feita uma abordagem teórica sobre os dispositivos, seu funcionamento e diferentes tecnologias construtivas.

Os semicondutores denominados FETs tem seus princípios de operação baseado em excitação de elétrons ou lacunas através de um de seus três terminais (porta) (SEDRA; SMITH, 2014).

Dentre os dispositivos MOSFET tem-se duas vertentes distintas, os dispositivos para baixa potência e os de potência (>500 V), o qual será abordado neste trabalho. A

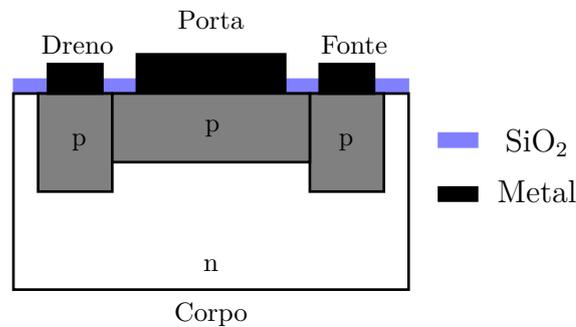
diferença entre os dois tipos de MOSFETs é que os dispositivos de baixa potência, Figuras 13 e 14, tem características construtivas mais simples que os de potência, Figura 15. O MOSFET de baixa potência, tem-se três terminais em sua superfície superior, dreno (*drain* D), fonte (*source* S) e porta (*gate* G), além de um contato na superfície inferior corpo (*body* B). Geralmente, o terminal corpo é interligado internamente ao terminal fonte do mesmo, de maneira que tenha-se apenas três terminais disponíveis para utilizar no dispositivo (RASHID, 2018).

Figura 13 – MOSFET tipo enriquecimento.



Fonte: Do autor, 2019.

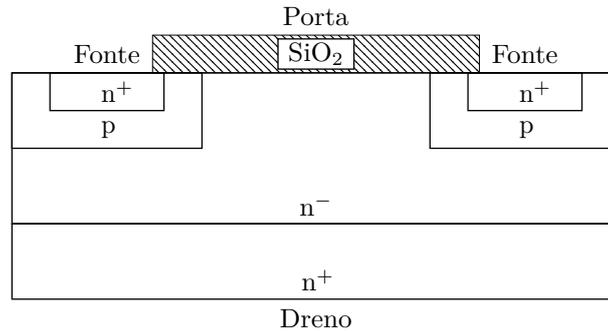
Figura 14 – MOSFET tipo depleção.



Fonte: Do autor, 2019.

Dispositivos MOSFETs de baixa potência são divididos entre tipo n ou p e também entre tipo enriquecimento ou depleção, ambos tem características construtivas semelhantes. É possível observar na Figura 13 que o MOSFET tipo enriquecimento, do tipo p, não tem uma camada de substrato criando um canal entre os terminais dreno e fonte do semiconductor, esse tipo de MOSFET precisa criar o canal de condução, já o MOSFET também do tipo p e de depleção, apresentado na Figura 14, tem uma camada de substrato do mesmo tipo que os terminais interligando-os, criando assim um canal entre os terminais, sendo então necessário a aplicação de uma tensão negativa no terminal porta para que o semiconductor não conduza. Esse motivo o faz ser menos utilizado atualmente, comparado ao MOSFET tipo enriquecimento.

Figura 15 – MOSFET de potência tipo n.



Fonte: Do autor, 2019.

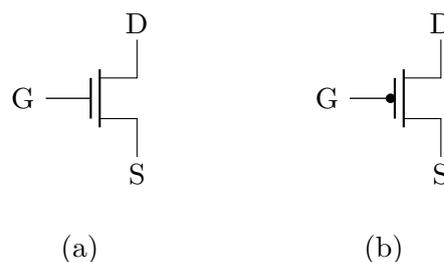
Os aspectos construtivos dos MOSFETs de potência são apresentados na Figura 15, onde os terminais fonte (S) e gate (G) estão na mesma superfície, enquanto o dreno (D) encontra-se na superfície oposta à eles. Para esse dispositivo o corpo (B) é a estrutura de substrato p, que está entre os semicondutores n^+ e n^- .

Diferente do MOSFET de baixa potência, o de potência conta com uma camada a mais de semicondutor, do tipo n^- , fazendo com que o MOSFET consiga suportar tensões elevadas entre os terminais dreno e fonte. A notação n^- significa que esse semicondutor está fracamente dopado de cargas negativas, e n^+ representa exatamente o oposto, que é fortemente dopado de cargas negativas (SEDRA; SMITH, 2014).

Seu funcionamento tem como princípio o fluxo de corrente elétrica, relacionado com o número de elétrons e lacunas livres, que se movimentam nas pastilhas semicondutoras, e essa quantidade de elétrons e lacunas livres pode ser controlada através do terminal porta (RASHID, 2018).

O símbolo que representa o MOSFET consiste de uma barra vertical representando a porta, isolada (isolação de óxido de silício) dos outros três terminais, dreno e fonte, a seta indica a direção da corrente para MOSFET tipo n ou tipo p, conforme Figura 16.

Figura 16 – Simbologia para representação do MOSFET: (a) NMOS, (b) PMOS.

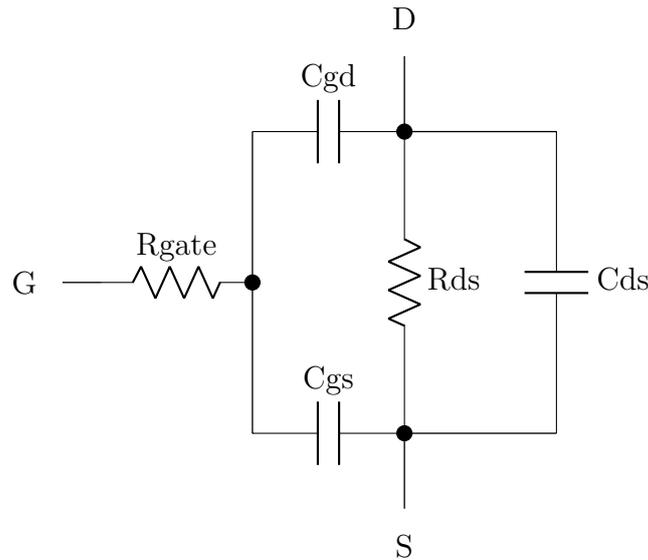


Fonte: Do autor, 2019.

3.2.1 Circuito equivalente do MOSFET de potência

Devido seus aspectos construtivos utilizarem de condutores e isolantes, componentes que caracterizam a construção de capacitores, é preciso considerar a presença das capacitâncias parasitas entre os terminais do MOSFET em seu circuito equivalente, como mostra na Figura 17.

Figura 17 – Modelo equivalente do MOSFET.



Fonte: Do autor, 2019.

As capacitâncias apresentadas nas folhas de dados dos fabricantes de MOSFETs, C_{iss} , C_{oss} e C_{rss} (capacitância de entrada, capacitância de saída e capacitância de transferência reversa, respectivamente), são calculadas em função das capacitâncias parasitas C_{gs} , C_{gd} e C_{ds} (capacitância entre porta e fonte, capacitância entre porta e dreno e capacitância entre dreno e fonte, respectivamente), conforme as Equações (3.5), (3.6) e (3.7).

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \quad (3.5)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (3.6)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (3.7)$$

Os valores das capacitâncias parasitas dependem das tensões aplicadas nos terminais o qual as envolvem, além de que, quanto maior a corrente que circula pelo terminal, maior será a capacitância parasita relacionada a este terminal. As capacitâncias parasitas estão diretamente ligadas as perdas existentes neste componente, C_{gd} e C_{gs} estão diretamente relacionada às perdas por comutação, através de sua relação inversamente proporcional a resistência de condução ($R_{ds(on)}$) e pela variação da tensão dreno fonte, respectivamente.

Para perdas por condução nesses dispositivos a capacitância (C_{oss}) aparece como um dos principais parâmetros além da resistência interna do componente (NGUYEN et al., 2018).

Na eletrônica de potência opta-se pela utilização de dispositivos do tipo MOSFET devido a sua alta impedância de entrada, velocidade de comutação, controle da entrada e saída em condução e baixas perdas em condução, comparado com o dispositivo JFET (transistor de efeito de campo de junção), reduzindo significativamente a corrente no terminal porta (GRZEJSZCZAK; BARLIK, 2016).

3.2.2 Cálculo de perdas em um MOSFET

No estudo de conversores de potência aplicados à estações de reabastecimento de veículos elétricos e embarcados ao sistema de potência desses veículos, a etapa de projeto visa reduzir as perdas de energia, nos componentes que integram a estrutura destes conversores, maximizando a eficiência durante a etapa de processamento de energia elétrica destes sistemas.

Para realizar o estudo de perdas em dispositivos eletrônicos, dois métodos de modelagens das perdas são mais comuns e difundidos. O primeiro método, tem como base o comportamento dos componentes presentes no circuito e utiliza os principais parâmetros construtivos de cada componentes, tornando possível a utilização de softwares, como Pspice, para executar as simulações mais próximas ao real funcionamento dos conversores. Este método é muito utilizado em produtos produzidos em grande quantidade, pois se torna inviável realizar estudo de perdas individuais, produto por produto.

O segundo método utiliza o método analítico no qual as expressões para o cálculo de perdas tem como origem as formas de onda da entrada em condução e bloqueio e as trata como lineares por partes, deste modo as indutâncias parasitas do dreno, fonte e não-linearidade das capacitâncias parasitas, não são consideradas. Mesmo assim, o método se apresenta muito próximo do valor real das perdas nesses dispositivos, e comparado com o primeiro método onde é necessário mais tempo e processamento para executar a simulação (KULVITIT, 2012).

3.2.2.1 Perdas em um MOSFET durante a condução

Como já descrito anteriormente, os principais causadores das perdas durante a condução são as capacitâncias parasitas entre os terminais dreno-fonte e porta-dreno, além da resistência dreno-fonte ($R_{ds(on)}$). Essa resistência sofre variação em seu valor devido a variações de temperatura de junção (T_j) e variação no valor da tensão aplicada ao terminal porta.

Sabe-se que a energia instantânea é dada pela Equação (3.8). Portanto utilizando das variáveis que influenciam diretamente nas perdas do MOSFET, é possível encontrar o

valor de perda instantânea no componente através da Equação (3.9).

$$p(t) = v_{ds}(t) \cdot i_d(t) \quad (3.8)$$

$$p(t) = R_{ds_{on}} \cdot i_d^2(t) \quad (3.9)$$

Onde pode-se determinar o valor médio da energia dissipada durante a condução do MOSFET que pode ser expressa pelas Equações (3.10) e (3.11) em um determinado período.

$$P_{méd} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (3.10)$$

$$P_{méd} = \frac{1}{T} \int_0^T R_{ds_{on}} \cdot i_d^2(t) dt \quad (3.11)$$

É possível expressar o valor da energia dissipada independente do tempo, através das Equações (3.12) e (3.13) em que o valor eficaz da corrente no MOSFET, durante um período de condução, é o suficiente para determinar as perdas de condução no dispositivo.

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_D^2(t) dt} \quad (3.12)$$

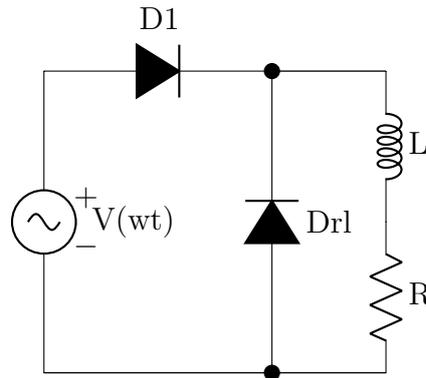
$$P_{méd} = R_{ds_{on}} \cdot I_{D_{ef}}^2 \quad (3.13)$$

3.2.2.2 Perdas por comutação no MOSFET: Entrada em condução e bloqueio

Para que o componente comece a conduzir, ou seja, atinge o intervalo de entrada em condução, a tensão fornecida pelo circuito de *driver* no terminal porta varia de seu valor de bloqueio à tensão nominal do terminal porta, tensão essa que estará sobre o resistor de entrada da porta. Logo a tensão entre os terminais porta e fonte aumenta até que alcance a tensão de limiar, definida durante seu processo de fabricação e apresentada na folha de dados do componente, com tempo definido pelo produto das constante R_g e C_{iss} . Com a tensão de porta atingindo seu valor nominal, começa-se a ter corrente fluindo entre os terminais dreno e fonte, até que a corrente chegue a seu valor nominal, o intervalo de subida da corrente de dreno fonte é definido também pelo fabricante na folha de dados do componente como sendo t_r (tempo de subido, *rise time*).

Enquanto a corrente dreno fonte do MOSFET aumenta, tem-se diodo de roda livre (Drl) Figura 18 conduzindo corrente, onde a tensão sobre os terminais dreno fonte ainda é a própria tensão de bloqueio do MOSFET. Para que o diodo de roda livre pare de conduzir, é necessário que o campo elétrico sobre ele se anule, e isso só é possível quando não se tem mais portadores armazenados. Para anular o número de portadores armazenados é necessário uma corrente reversa sobre o componente, essa corrente reversa é denominada corrente de recuperação reversa (I_{rr}). Os parâmetros de tempo de recuperação reversa (t_{rr})

Figura 18 – Representação simples da utilização do diodo de roda livre.



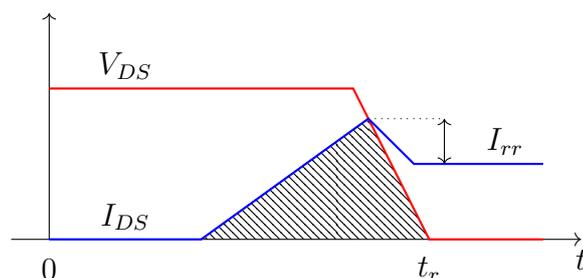
Fonte: Do autor, 2019.

e valor máximo de carga a ser removida (Q_{rr}) para cessar o fluxo elétrico, são definidos pelos fabricantes e apresentados nas folhas de dados dos semicondutores.

Quando a corrente estiver circulando totalmente pelos terminais dreno e fonte do MOSFET, significa que o diodo de roda livre não está mais conduzindo, logo a diferença de potencial entre os terminais dreno e fonte é dada pela queda de tensão causada pela resistência do canal quando o MOSFET estiver conduzindo. Isso faz com que tenha-se a presença do efeito Miller, que ocorre quando o capacitor parasita entre porta e dreno (C_{GD}) é carregado e descarregado, quando o MOSFET conduz e bloqueia respectivamente. Durante a entrada em condução e o bloqueio tem-se a presença da tensão de platô, que é a tensão no capacitor parasita durante sua carga e descarga.

A Figura 19 apresenta as amplitudes de tensão e corrente entre os terminais dreno e fonte. Logo as perdas de entrada em condução podem ser aproximadas pela área abaixo da intersecção entre as curvas, que pode ser representada pela Equação (3.14) e posteriormente pela Equação (3.15). É possível observar também o adicional de perdas causadas pela recuperação reversa do diodo de roda livre que é associada a entrada em condução do MOSFET. Pois quando o dispositivo começa a conduzir, a tensão sobre os terminais dreno e fonte ainda é elevada e a corrente de recuperação reversa no diodo ainda está presente no componente.

Figura 19 – Curva de dissipação de energia elétrica na entrada em condução do MOSFET.



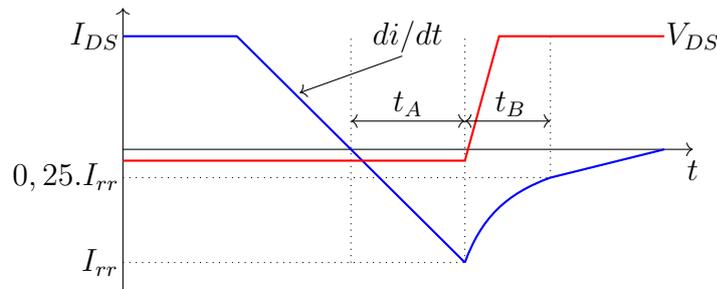
Fonte: Do autor, 2019.

$$P_{ON} = \left(\int_0^{t_r} i_{DS}(t) \cdot v_{DS}(t) dt \right) \cdot f_s \quad (3.14)$$

$$P_{ON} = \frac{1}{2} t_r I_{DS} \cdot V_{DS} \cdot f_s \quad (3.15)$$

Na Figura 20, é possível observar que a tensão de bloqueio do diodo de roda livre começa a subir quando ocorre a extinção da corrente que foi pelo diodo, logo a perda causada pela corrente de recuperação reversa pode ser expressa através da Equação (3.16), que é metade do produto entre a tensão e corrente sobre o diodo, tempo de recuperação reversa e a frequência de chaveamento. Salvo que a parte anterior ao intervalo onde se tem início da tensão de bloqueio o valor já foi considerado no cálculo da entrada em condução do MOSFET pelas Equações (3.14) e (3.15).

Figura 20 – Curva de dissipação de energia elétrica causada pela corrente de recuperação reversa do diodo na entrada em condução do MOSFET.



Fonte: Do autor, 2019.

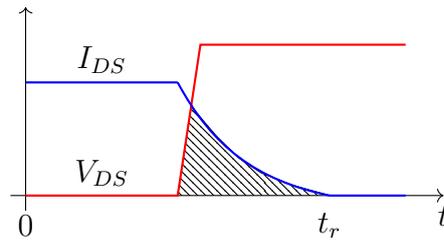
$$P_{rr} = \frac{1}{2} V_{DS} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f_s \quad (3.16)$$

As perdas causadas pelo bloqueio na comutação dos dispositivos semicondutores é bem similar as perdas de entrada em condução nos mesmos, portanto, de maneira análoga, tem-se na Figura 21 a representação da tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores no instante do bloqueio, observe que no bloqueio não se tem a parcela de perdas causada pela recuperação reversa do diodo, devido que isso não ocorre durante esse processo e somente na entrada em condução do dispositivo. Logo os cálculos para perdas por bloqueio do semicondutor é representado pelas Equações (3.17) e (3.18). Onde é possível verificar que a diferença entre entrada em condução e bloqueio, é apenas a diferença entre os tempos necessários para cada um dos eventos sobre o semicondutor.

$$P_{OFF} = \left(\int_0^{t_f} i_{DS}(t) \cdot v_{DS}(t) dt \right) \cdot f_s \quad (3.17)$$

$$P_{OFF} = \frac{1}{2} t_f \cdot I_{DS} \cdot V_{DS} \cdot f_s \quad (3.18)$$

Figura 21 – Curva de dissipação de energia elétrica no bloqueio do MOSFET.



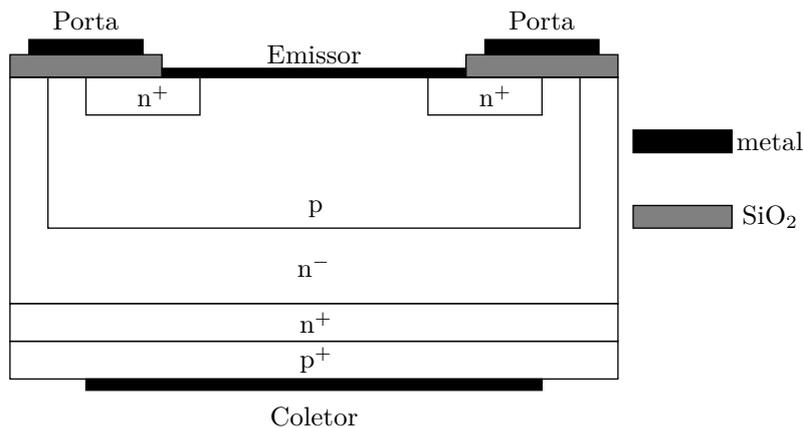
Fonte: Do autor, 2019.

3.3 TRANSISTOR IGBT

Transistores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) tem seu princípio de funcionamento semelhante ao MOSFET, porém em sua construção é acrescentada uma camada a mais, formando o coletor do IGBT, como é possível observar na Figura 22. O controle deste componente é totalmente semelhante ao acionamento do circuito com MOSFET, logo dispensa detalhes.

A análise do IGBT pode ser simplificada por um MOSFET onde a região n^- tem a condutividade controlada pela aplicação de portadores minoritários provenientes da região p^- , fazendo com que se tenha uma maior condutividade e uma menor queda de tensão comparando com um MOSFET.

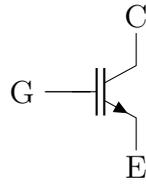
Figura 22 – Características construtivas do IGBT.



Fonte: Do autor, 2019.

Os dispositivos IGBTs, que tem sua simbologia representada pela Figura 23, apresentam tempos de entrada em condução e bloqueio mais longos comparados aos MOSFETs, porém o mais expressivo entre eles é o tempo de bloqueio, pois o substrato n^+ que é altamente dopado para aumentar a taxa de recombinação entre n^+ e n^- e automaticamente deixa o processo mais lento, fazendo com que a corrente demore mais para se extinguir, essa corrente é denominada de corrente de calda.

Figura 23 – Simbologia utilizada para representar o dispositivo IGBT.



Fonte: Do autor, 2019.

3.3.1 Cálculo de perdas no IGBT

O fato de que a corrente de coletor é limitada pela temperatura de junção, faz com que o estudo sobre esta energia dissipada seja de suma importância para os conversores abordados. Uma vez que a temperatura de junção não deva ultrapassar seu limite pré estabelecido via folha de dados fornecida pelo fabricante, pois caso isto aconteça, existe a possibilidade do componente se destruir, rompendo-se a junção do semiconductor. Para operar em temperaturas de junção próximas à temperatura pré determinada, deve-se verificar qual o dissipador necessário para o semiconductor, uma vez que o dissipador ajudará na transferência térmica entre junção ambiente. Para isso, se faz necessário o cálculo térmico, uma vez que a energia dissipada é a energia que deveria ser processada pelo componente, tornando então energia elétrica em energia térmica e isso é a perda no processo de conversão de energia elétrica.

Os parâmetros a serem analisados para definição das perdas, devem considerar o tempo de bloqueio, o tempo de entrada em condução e o tempo em condução do IGBT. Dados estes indicados nas folhas de dados dos componentes utilizados.

Devido à utilização de um diodo em antiparalelo com o transistor IGBT, faz-se necessário calcular as perdas de condução do diodo e por bloqueio, conforme (3.1) e (3.4) respectivamente. Perdas por entrada em condução são desprezíveis conforme literatura.

3.3.1.1 Perdas durante a condução: método 1

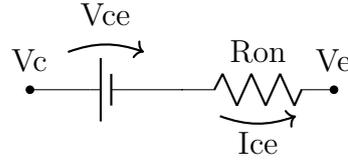
Uma boa aproximação para potência instantânea no IGBT é o produto entre a tensão coletor emissor (V_{ce}) pela corrente de coletor (I_{ce}) no mesmo instante conforme (3.19).

$$p(t) = V_{ce}(t) \cdot I_{ce}(t) \quad (3.19)$$

Sabe-se através da lei de Ohm que a tensão entre coletor emissor (V_{ce}) depende da corrente de coletor (I_{ce}) e da resistência de condução (R_{on}). Conforme modelo da Figura 24 obtem-se (3.20).

$$p(t) = V_{ce} \cdot i_c(t) + R_{on} \cdot i_c^2(t) \quad (3.20)$$

Figura 24 – Modelo equivalente do IGBT em condução.



Fonte: Do autor, 2019.

Devido a necessidade do valor médio das perdas de condução em um período, para que seja possível tirar algumas conclusões, aplica-se (3.20) na integral do valor médio, onde tem-se (3.21).

$$P_{méd} = \frac{1}{T} \left[\int_0^T V_{ce} \cdot i_c(t) dt + \int_0^T R_{on} \cdot i_c^2(t) dt \right] \quad (3.21)$$

Sabe-se que o valor médio da corrente de coletor (i_c) do IGBT é dada por (3.22)

$$I_{c_{méd}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt \quad (3.22)$$

Ao elevar ambos termos ao quadrado é possível encontrar o valor eficaz da corrente de coletor do IGBT, como expressa (3.23) e (3.24).

$$I_{c_{ef}} = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T i_c^2(t) dt} \quad (3.23)$$

$$I_{c_{ef}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2(t) dt \quad (3.24)$$

Agora, substituindo (3.22) e (3.24) em (3.21), tem-se:

$$P_{méd} = V_{ce} \cdot I_{c_{méd}} + R_{on} \cdot I_{c_{ef}}^2 \quad (3.25)$$

Onde, (3.25) apresenta a quantidade média de energia (watt) dissipada pelo IGBT.

3.3.1.2 Perdas durante a condução: método 2

Pode-se utilizar os dados de tensão e corrente da simulação junto com polinômios que definem o comportamento corrente *versus* tensão no componente durante sua condução. Como os dados coletados da simulação, define-se a curva encontrada no gráfico, disponível na folha de dados disponibilizada pelo fabricante, que apresenta tensão coletor emissor (V_{ce}) *versus* corrente coletor emissor (I_{ce}) para o transistor totalmente saturado.

Após extraídos os dados da folha de dados, é possível aproximar esses dados via *software*, onde obtêm-se uma equação que represente a curva com características de uma parábola, sendo possível retirar o valor do variável quadrática, que nos possibilita saber

o quão próxima é esta aproximação, pois quanto mais próximo do valor unitário, mais próximo o método está da curva original (DROFENIK; KOLAR, 2005).

Essas aproximações podem ser feitas por curvas de ordem inferior ou superior, porém para ordem inferior, perde-se muito a precisão da aproximação, sendo que não se torna muito mais simples que o de ordem dois. Geralmente o de segunda ordem é o mais utilizado, pela grande proximidade e pelo nível de complexidade dos cálculos.

Todos os dois métodos são ditos válidos para o cálculo de perdas por condução no IGBT, porém o método 1 aparece em estudos gerais dos conversores, já o método dois aparece na literatura em trabalhos mais específicos sobre perdas devido sua maior proximidade em relação os valores obtidos experimentalmente.

Para o MOSFET, esta metodologia também pode ser aplicada, com a diferença de que a corrente de limiar é desprezível, devido seu valor extremamente baixo. Portanto o método 2 não se aplicam em análises das perdas por condução de componentes do tipo MOSFET.

3.3.1.3 Perdas por comutação: Entrada em condução

Devido ao efeito da recuperação reversa, na entrada em condução, presente no circuito do IGBT devido ao diodo em antiparalelo ao mesmo, as perdas por comutação são calculadas por (3.26) que aproxima as perdas devido à entrada em condução e a recuperação reversa do diodo, de acordo com (MILLER, 2004), onde $I_{c_{on}}$ é a corrente de coletor na entrada em condução.

$$P_{onIGBT} = \frac{1}{2} (V_{bloq} \cdot I_{c_{on}} \cdot t_{i_{fall}} \cdot f_s) + \frac{1}{3} (V_{bloq} \cdot I_{rrm} \cdot t_{rr} \cdot f_s) \quad (3.26)$$

3.3.1.4 Perdas por comutação: Bloqueio

A energia perdida no momento do bloqueio é apresentada em (3.27), onde $I_{c_{off}}$ é a corrente no coletor no instante do bloqueio.

$$P_{offIGBT} = V_{bloq} \cdot I_{c_{off}} \cdot f_s \left(\frac{t_{\Delta t_{off}} + t_{i_{fall}}}{2} \right) \quad (3.27)$$

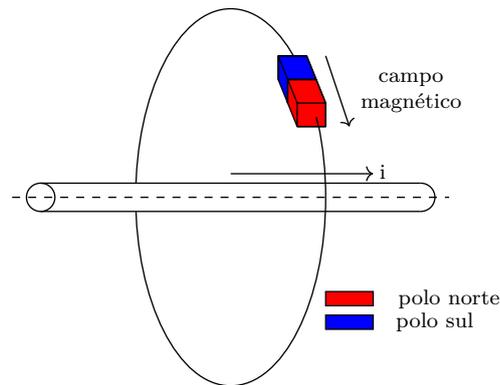
3.4 ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Uma breve introdução à eletromagnetismo será abordada para facilitar o entendimento dos métodos utilizados para verificar as perdas elétricas nos elementos magnéticos presentes neste trabalho. Será descrito como foi o desenvolvimento que levou a evolução do conceito indutância na engenharia elétrica, bem como, leis do eletromagnetismo e materiais utilizados para construção dos elementos magnéticos.

Tudo começou com Oersted descobrindo que a corrente elétrica que flui por um condutor produz um campo magnético Figura 25, em seguida Ampère relacionou a corrente

elétrica com o campo elétrico. Após isso, Faraday descobriu que a variação do campo magnético faz com que se tenha circulação de corrente elétrica em um circuito fechado relacionado à esse campo magnético (indução magnética). Lenz apresentou que o sentido da corrente é oposto à variação do campo magnético que lhe originou e Gauss estabeleceu que os polos magnéticos não podem ser separados. Todas essas descobertas levaram Maxwell a sintetizar estes comportamentos nas denominadas equações de Maxwell, que são a base para o eletromagnetismo que será aplicado nos elementos à serem estudados neste trabalho.

Figura 25 – Campo magnético formado por um fluxo de corrente no condutor.



Fonte: Do autor, 2019.

A direção do campo magnético pode ser definida com base no sentido da corrente que flui através do condutor gerador e do campo, a direção pode ser descoberta utilizando a regra da mão direita. Outro fator importante é que quanto mais próximas as linhas de campo estão do condutor carregado, mais forte é o campo magnético nesta área. O campo magnético que envolve um condutor carregado é descrito por dois vetores, estes denominados como densidade de fluxo magnético (\vec{B}) e intensidade do campo magnético (\vec{H}).

$$I_{cef} = \int_C \vec{H} d\vec{l} = \int_S \vec{J}_f \cdot \vec{n} da \quad (3.28)$$

Os parâmetros de contorno fechado (C), superfície (S) e vetor unitário normal à superfície (\vec{n}) são definidos por convenção.

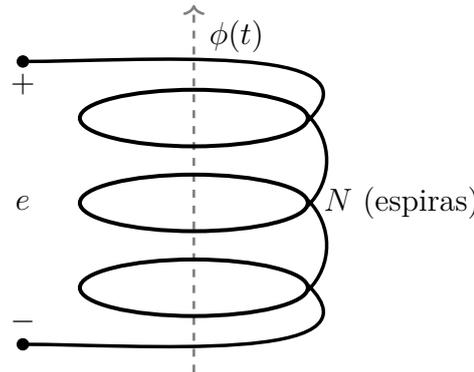
A força eletromotriz induzida presente na Figura 26 tem como origem a variação do fluxo magnético relacionado com o número de espiras (3.29):

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.29)$$

O sinal negativo é devido ao fluxo da corrente ser contrário ao fluxo do campo magnético. Alterando (3.29) para variáveis que descrevem o campo magnético, tem-se (3.30) que representa a conexão entre o fluxo magnético e as espiras.

$$e = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot \vec{n} da \quad (3.30)$$

Figura 26 – Condutor em um campo elétrico variável.



Fonte: Do autor, 2019.

Os vetores de densidade de fluxo magnético e intensidade de campo magnético podem ser relacionadas por meio da permeabilidade, como mostra a (3.31), onde μ_0 é a permeabilidade do vácuo e μ_r é a permeabilidade relativa, referente ao material que se está utilizando, por exemplo, para o ferrite que é utilizado em núcleos na eletrônica de potência tem-se $\mu_r = 900$ à 15000 , mas geralmente adotasse ferrites de 2200 . Ferro silício que é utilizado em núcleos para baixas frequências (50 – 60 Hz) tem-se $\mu_r = 10000$ e para o ar tem-se $\mu_r = 1$.

$$\vec{B} = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (3.31)$$

3.4.1 A Lei de Ampère

A equação que representa a lei de Ampère pode ser expressa da forma diferencial ou da forma integral, ambas serão apresentadas para conhecimento do leitor (KAZIMIERCZUK, 2014).

Inicialmente tem-se:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_f + \frac{\delta \vec{D}}{\delta t} \quad (3.32)$$

Porém na Equação (3.32) a corrente de deslocamento pode ser desconsiderada, tornando então a equação da lei de Ampère na forma diferencial (3.33).

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_f \quad (3.33)$$

Já na forma integral, tem-se uma integral de linha da intensidade do campo magnético em um contorno fechado que é igual a corrente do contorno, como apresenta a Equação (3.34).

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = i \quad (3.34)$$

3.4.2 A Lei de Faraday

A lei de Faraday que também pode ser conhecida como lei da indução eletromagnética, também pode ser descrita em sua forma diferencial e integral. Novamente,

ambas estarão presentes para conhecimento do leitor. Inicialmente representando a forma diferencial, onde tem-se que o rotacional entre o vetor operador diferencial e a intensidade de campo elétrico (\vec{E}) é igual ao negativo da derivada parcial da densidade de fluxo magnético em relação ao tempo, conforme (3.35).

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t} \quad (3.35)$$

Já a forma integral é representada por (3.36).

$$\oint_C \vec{E} dl = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot \vec{n} da \quad (3.36)$$

A Equação (3.36) afirma que a integral da intensidade do campo elétrico E em torno de um circuito fechado C é igual à taxa de mudança do fluxo magnético que cruza a superfície S cercada por C . E normalmente inclui um termo de velocidade na forma de $V \times B$, o que leva em conta o movimento de um condutor em um campo magnético, como um motor elétrico ou gerador. No entanto, para indutores e transformadores, isso não surge.

Ao verificar as linhas de campo de um ímã, é possível verificar que todas as linhas de campo que saem do polo norte retornam para o polo sul, portanto o fluxo total saindo de uma superfície fechada é zero (HURLEY; WöLFLE, 2013). Esta é a lei de Gauss, porém Maxwell utilizou esse raciocínio para concluir que o divergente do campo magnético é zero como apresenta (3.37).

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.37)$$

Portanto pelo método integral para uma superfície fechada tem-se a (3.38).

$$\oint_S \vec{B} \cdot \vec{n} da = 0 \quad (3.38)$$

3.4.3 Materiais ferromagnéticos

Ao comparar os materiais ferromagnéticos com o ar, pode-se dizer que os materiais ferromagnéticos são capazes de amplificar a densidade de fluxo magnético, essa amplificação é possível devido ao fator já conhecido denominado permissividade relativa (μ_r).

Ao utilizar materiais ferromagnéticos para construção de núcleos, aumenta-se o número de linhas de campo que atravessam determinada área do material, pois as linhas de campo tem uma orientação devido ao material utilizado para construção do núcleo. Pode-se optar por utilizar o ar como meio de circulação de campo, desta maneira não utilizando núcleo, porém quando se tem necessidade de processar uma quantia elevada de energia, não é muito usual utilizar ar como meio de circulação de campo, devido ao volume deste elemento magnético. Então faz-se uso de núcleos de materiais ferromagnéticos que diminuem muito o volume dos elementos magnéticos.

Uma vez que a permeabilidade relativa de um material ferromagnético é dependente da temperatura, assim como a densidade do fluxo de saturação. Em altas temperaturas ($\geq 760^\circ\text{C}$ para o ferro), as moléculas se agitam o suficiente para bloquear o domínio de campo externo, o que significa que a permeabilidade relativa nestas condições seja $\mu_r = 1$, o que torna o material a ser paramagnético.

Para temperaturas abaixo da temperatura de bloqueio de campo, tem-se a dita temperatura de Currier que é a temperatura limite para materiais ferromagnéticos que normalmente é disponibilizado pelo próprios fabricantes.

Em elementos magnéticos operando em condução alternada, tem-se uma rotatividade entre valores positivos e negativos de densidade de fluxo magnético e intensidade de campo magnético. Para que se tenha essas variações descritas, faz-se necessário uma certa energia para então superar a resistência molecular. Energia esta é perceptível através de calor, dita perdas por histerese.

Idealmente para elementos magnéticos operando em condução contínua, não se tem a constante variação das variáveis de densidade de fluxo magnético e intensidade de campo magnético. Logo não teria-se a necessidade de romper a resistência molecular do elemento e então não teria-s o aquecimento, dito perdas por histerese. Porém mesmo os magnéticos operando em corrente contínua, tem-se as perdas por histerese devido a pequenas variações de densidade de fluxo e intensidade do campo magnético, essa perda vem sendo estudada por muitos pesquisadores através da equação de Steinmetz modificada (MSE) e posteriormente a generalização aumentada da equação de Steinmetz (iGSE), onde tem como base a equação do cálculo das perdas para o magnético operando em corrente alternada, e são levados em considerações outros parâmetros já aprovados pela comunidade acadêmica como válidos para então definir as perdas totais em elementos magnéticos.

3.4.4 Perdas nos elementos magnéticos

As perdas nos elementos magnéticos podem ser divididas em duas partes, perdas no núcleo e perdas no cobre. As perdas no núcleo consistem nas perdas por histerese e corrente de Foucault.

3.4.4.1 Perdas no cobre

Sabe-se que todo condutor tem sua resistência, logo a perda no cobre de maneira simplificada é dada pela relação entre corrente e resistência (3.39). Onde I é o valor médio da corrente contínua.

$$P = I^2 \cdot R \quad (3.39)$$

$$R = \frac{4 \cdot \rho_{cu} \cdot MLT \cdot N}{\pi \cdot n_p \cdot \phi_{XAWG}} \quad (3.40)$$

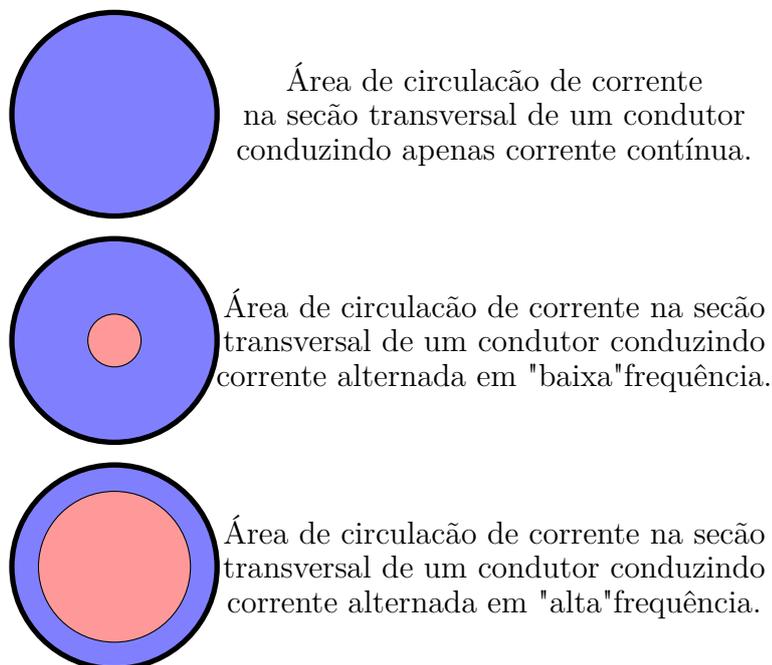
Onde os parâmetros são representados por ρ_{cu} resistividade do cobre, MLT comprimento médio de uma espira, N número de espiras, n_p número de condutores em paralelo, ϕ_{XAWG} seção transversal do respectivo fio condutor padrão AWG.

Além das perdas no cobre devido a condução de corrente, tem-se o efeito pelicular que aparece em circuitos de alta frequência operando em corrente alternada. O efeito pelicular é descrito como a repulsão das "linhas" de indução eletromagnética, fazendo com que o fluxo de corrente seja transportado na superfície do condutor, causando então um aumento na resistência do mesmo.

Apenas condutores de corrente contínua possuem uma distribuição uniforme da corrente que circula por ele. Em circuitos de corrente alternada, ao aumentar a frequência, tem-se um aumento na desuniformidade mais significativa, o que ocasiona também o aumento na diferença entre as densidades de corrente em diferentes regiões da mesma seção transversal, como mostra a Figura 28.

Esse fenômeno tem relação direta com a lei de Faraday, uma vez que a corrente fluirá dentro do condutor para se opor ao fluxo da corrente alternada, essa corrente será conduzida pela borda do condutor, devido a profundidade de penetração, (3.41).

Figura 28 – Comportamento da corrente em condutores.



Fonte: Do autor, 2019.

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_r \cdot \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \quad (3.41)$$

Onde f é a frequência e σ é a condutividade do material. A Tabela 4 apresenta uma análise, para o mesmo condutor em diferentes frequências, para verificar a profundidade de penetração do mesmo.

Tabela 4 – Efeito da frequência na profundidade de penetração

Frequência [Hz]	Profundidade de penetração [mm]
50	9,500
60	8,672
1k	2,124
10k	0,671
20k	0,475
50k	0,300
100k	0,212
500k	0,030

Fonte: Do autor, 2019.

Portanto ao aumentar a frequência de comutação, diminui-se a área útil do condutor, aumentando a resistência do mesmo e então gerando mais perdas. Esta resistência pode ser aproximada por (3.42), para um condutor de seção transversal circular de raio r_0 e resistência em corrente contínua R_{DC} .

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot \left[1 + \frac{\left(\frac{r_0}{\delta}\right)^4}{48 + 0,8 \cdot \left(\frac{r_0}{\delta}\right)^4} \right] \quad (3.42)$$

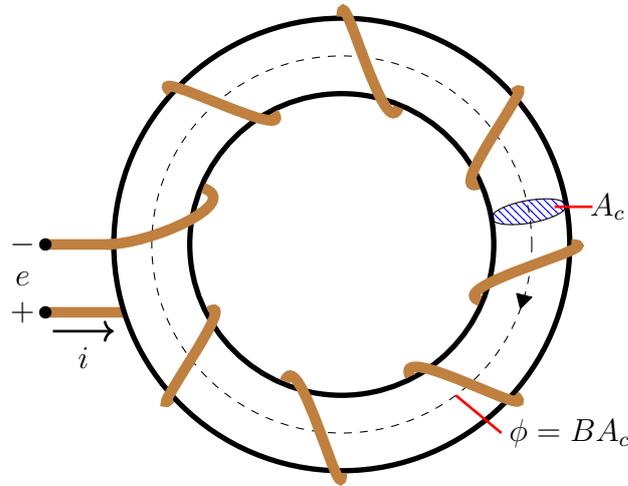
Outro efeito presente devido a altas frequências é o efeito de proximidade, o qual ocorre quando dois ou mais condutores estão próximos, as correntes de Foucault induzidas em um dos condutores terão como origem a variação do campo magnético gerado pelos condutores próximos, além da sua própria variação do campo magnético (KAZIMIERCZUK, 2014). Soluções para minimizar este efeito é a utilização de folhas de cobre para efetuar a montagem dos enrolamentos dos componentes magnéticos, porém esta solução só é válida quando o número de espiras for baixo, outra solução é a utilização de fio Litz, que é um cabo composto por vários fios isolados de menor seção, que estão transpostos ao longo de seu comprimento, fazendo com que cada fio ocupe a posição de todos os outros, tentando fazer com que todos os fios fiquem expostos ao campo magnético de maneira igualitária. A transposição garante que cada fio tenha a mesma indutância e então nos extremos todos os fios são conectados formando um cabo para que seja possível processar determinada quantidade de energia elétrica.

3.4.4.2 Perdas por histerese

A relação das componentes que originam a curva do ciclo histerético apresentam a energia utilizadas no processo de magnetização do material ferromagnético, devido à fricções das moléculas, esta energia utilizada na orientação dos materiais é convertida em energia térmica e dissipada no ambiente (SOLTAU et al., 2014).

A Figura 29 apresenta uma método para a medição das perdas por histerese, onde é aplicado uma diferença de potencial nas extremidades do condutor, de modo que certa

Figura 29 – Método proposto para medir as perdas por histerese.



Fonte: Do autor, 2019.

corrente circule pelo mesmo, e ao conhecer as características do núcleo utilizado, como, seção transversal e a intensidade máxima do fluxo magnético (HURLEY; WÖLFLE, 2013).

$$\phi = B.A_c \quad (3.43)$$

Pode-se utilizar a lei de Faraday, uma vez que tem-se a diferença de potencial e o fluxo magnético, além disso a lei de Ampère também é utilizada para relacionar a intensidade do campo magnético com a corrente.

$$e = R.i + N.\frac{d\phi}{dt} \quad (3.44)$$

Através da (3.44) pode-se obter a potência instantânea fornecida ao circuito (3.45).

$$e.i = R.i^2 + N.i.\frac{d\phi}{dt} \quad (3.45)$$

Através da lei de Ampère, sabe-se que $H.l = N.i$, onde l é o comprimento médio envolta do núcleo.

$$e.i = R.i^2 + \frac{N.i}{l}.A.l\frac{dB}{dt} \quad (3.46)$$

Onde podemos organizar os termos para obter (3.47), que representa as perdas totais nos elementos magnéticos, sendo eles em sua primeira parcela as perdas no cobre e a segunda parcela as perdas por histerese.

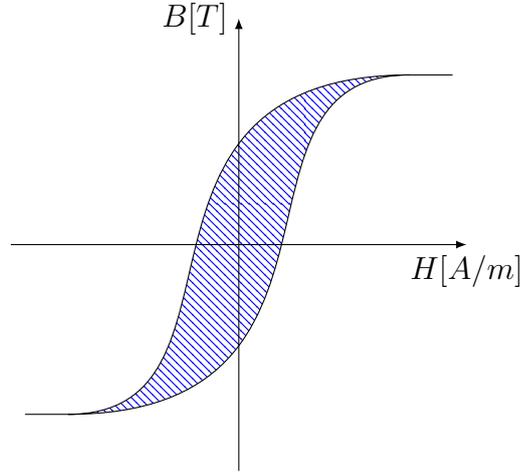
$$e.i = R.i^2 + H.A.l.\frac{dB}{dt} \quad (3.47)$$

Para saber o exato valor das perdas por histerese por unidade de volume, basta integrar o termo, que nada mais é do que a área da curva que representa o ciclo de histerese,

Figura 30.

$$\int H \frac{dB}{dt} dt = \int H dB \quad (3.48)$$

Figura 30 – Ciclo da curva de histerese.



Fonte: Do autor, 2019.

Logo a perda total por histerese é representada pelo produto entre a área do ciclo histerético, a frequência com que o ciclo se repete e o volume do núcleo (3.49).

$$P_{hist} = k \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (3.49)$$

A perda eletromagnética no núcleo é descrita pela equação de Steinmetz (3.49), porém esta equação é uma aproximação que apenas leva em consideração os parâmetros de corrente alternada. O parâmetro k , α e β são denominados coeficientes de Steinmetz e são encontrados nos catálogos dos elementos magnéticos. O termo B_{pk} deve ser calculado, Equações (3.52), (3.53) e (3.54), através da variação do campo magnético que tem relação direta com o número de espiras, corrente e comprimento magnético médio do material, conforme apresentado pelas Equações (3.50) e (3.51).

$$H_{CA_{max}} = \frac{N_{La}}{l_e} \cdot \left(I_{La_{med}} + \frac{\Delta I_{La}}{2} \right) \quad (3.50)$$

$$H_{CA_{min}} = \frac{N_{La}}{l_e} \cdot \left(I_{La_{med}} - \frac{\Delta I_{La}}{2} \right) \quad (3.51)$$

$$B_{CA_{max}} = \left[\frac{a + b \cdot H_{CA_{max}} + c \cdot H_{CA_{max}}^2}{1 + d \cdot H_{CA_{max}} + e \cdot H_{CA_{max}}^s} \right]^x \quad (3.52)$$

$$B_{CA_{min}} = \left[\frac{a + b \cdot H_{CA_{min}} + c \cdot H_{CA_{min}}^2}{1 + d \cdot H_{CA_{min}} + e \cdot H_{CA_{min}}^2} \right]^x \quad (3.53)$$

$$B_{pk} = \frac{B_{CA_{max}} - B_{CA_{min}}}{2} \quad (3.54)$$

Uma vez que se necessita realizar os cálculos para elementos magnéticos operando com formas não senoidais, é necessário utilizar equações modificadas de Steinmetz (MUELHALER et al., 2012). Formas de ondas não senoidais, resultam em diferentes perdas para os elementos magnéticos. Para isto desenvolveu-se a equação de Steinmetz modificada (MSE) e posteriormente a generalização aumentada da equação de Steinmetz, onde apresenta-se uma equação geral para perdas em elementos magnéticos para quaisquer que seja a forma de onda na qual o mesmo estiver submetido.

3.4.4.3 EQUAÇÃO DE STEINMETZ MODIFICADA

A equação de Steinmetz modificada utiliza uma combinação de frequência equivalente (f_{eq}) e taxa de repetição de frequência (f_r), onde a análise tem como objetivo determinar as perdas, que dependem da variação da densidade do fluxo magnético em um intervalo de tempo (ABDALLAH; SULLIVAN, 2001).

Devido ao valor médio da indução magnética sobre determinada variação de fluxo.

$$\left\langle \frac{dB}{dt} \right\rangle_B = \frac{1}{\Delta B} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (3.55)$$

Onde tem-se a variação total da amplitude de fluxo ΔB e representando a integral da derivada ao quadrado da intensidade do fluxo magnético em um intervalo limitado pelo período de onda do fluxo.

Com isso a frequência equivalente pode ser descrita da seguinte maneira:

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B \cdot \pi^2} \left\langle \frac{dB}{dt} \right\rangle_B = \frac{2}{\Delta B^2 \cdot \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (3.56)$$

Logo a equação de Steinmetz modificada pode ser descrita por (3.57).

$$P_v(t) = k \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot \hat{B}^\beta \cdot f_r \quad (3.57)$$

A desvantagem deste método é que a dependência das perdas pela variação da intensidade do fluxo magnético é incluída, de modo que ao tentar utilizar este método para elementos magnéticos com formas senoidais, não será possível obter os mesmos resultados que utilizando a equação geral de Steinmetz (3.49).

Outro ponto negativo para a equação de Steinmetz modificada é que para sinais não senoidais que contem múltiplos picos, ela não se apresenta tão eficiente, porém a solução para este problema é dividir o sinal em múltiplos intervalos menores, eliminando assim os vários picos na forma de onda.

3.4.4.4 AUMENTO DA GENERALIZAÇÃO DA EQUAÇÃO DE STEINMETZ (iGSE)

O aumento da generalização da equação de Steinmetz iniciou com uma suposição de que a perda instantânea no núcleo pode ser representada pela Equação (3.58).

$$P_v(t) = P_d \left(\frac{dB}{dt}, B \right) \quad (3.58)$$

Onde P_d é uma função da potência dissipada desconhecida até então, e assumindo que P_d é proveniente da derivada da intensidade do fluxo magnético e do valor instantâneo da indução magnética. Como os componentes que compõem P_d dependem da forma de onda do fluxo magnético, o mesmo também depende da forma de onda do fluxo magnético (VENKATACHALAM et al., 2002).

Experimentalmente foi comprovado que os valores calculados coincidiram com os experimentais, validando assim então a potência dissipada.

Com isso, pode-se simplificar a Equação (3.58) por.

$$P_v(t) = k_\gamma \left| \frac{dB}{dt} \right|^\gamma \quad (3.59)$$

Como na equação de Steinmetz modificada, existe a dependência da derivada da densidade do fluxo magnético. Porém para iGSE, faz-se possível a escolha de γ o que difere a iGSE da MSE e também possibilita que a iGSE se torne a própria equação de Steinmetz padrão. Pode-se ter $\alpha = \beta = \gamma$, diferentemente dos valores típicos utilizados onde $\beta > \alpha$.

Pode-se reescrever (3.59) de forma que aumente as possibilidades de escolha dos parâmetros para o cálculo de perdas, tal que:

$$P_v(t) = k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^a \cdot |B(t)|^b \quad (3.60)$$

E para validar o desenvolvimento generalizado para a equação de Steinmetz, pode-se definir $a = \alpha$ e $b = \beta - \alpha$, substituindo esses valores em (3.60), tem-se:

$$P_v(t) = k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot |B(t)|^{\beta-\alpha} \quad (3.61)$$

Logo o valor médio das perdas pode ser descrito por:

$$\bar{P}_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (3.62)$$

O coeficiente de histerese k , pode ser descrito de acordo com k_i :

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha |\sin\theta|^{\beta-\alpha}} \quad (3.63)$$

Para sinais senoidais tem-se $B(t) = \hat{B}\sin(\omega t)$ e substituindo etão em (3.62):

$$\bar{P}_v = \frac{k_1 \cdot \omega^\alpha \cdot \hat{B}^\beta}{T} \int_0^T |\cos(\omega t)|^\alpha |\sin(\omega t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (3.64)$$

Onde $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

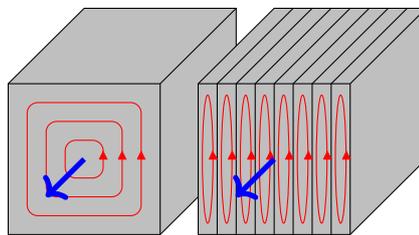
A limitação da iGSE é que conforme desenvolvido os cálculos para diferentes faixas de frequências, faz-se necessário alterar os valores das variáveis de Steinmetz o que torna a iGSE limitada para formas de onda que contenham elevadas ordens de conteúdo harmônico.

3.4.4.5 Perdas por correntes de Foucault

Conforme a lei de Faraday a corrente de Foucault é proveniente da corrente elétrica induzida dentro de um material condutor, quando submetido à algum campo magnético variável. A corrente de Foucault percorre um caminho fechado dentro desse condutor, em planos perpendiculares ao campo magnético que pode ser induzida por um condutor estacionário próximo por um campo magnético variante. A magnitude da corrente em uma volta tem relação diretamente proporcional ao campo magnético, a área da volta, à variação do fluxo e inversamente proporcional à resistividade do material. Conforme a Lei de Lenz, a magnitude e sentido dessa corrente se opõe à variação do campo magnético.

A corrente de Foucault fluindo através da resistência de um material também dissipa energia em forma de calor por efeito Joule, que causa perda de energia em elementos magnéticos operando em corrente alternada. Para diminuir a quantidade da dissipação de energia, os materiais sujeitos a campos magnéticos variáveis são frequentemente laminados ou construídos com placas muito pequenas isoladas umas das outras, quando possível Figura 31. Pois a resistência é proporcional ao comprimento e espessura da laminação, enquanto a tensão induzida é proporcional à área da seção transversal a laminação.

Figura 31 – Representação da corrente de Foucault.



Fonte: Do autor, 2019.

A equação na qual representa as perdas por corrente de Foucault é apresentada por (3.65). Onde P_e é a energia dissipada, K_e é a constante da corrente de Foucault, t é a espessura do material e V é o volume do material

$$P_e = K_e \cdot f^2 \cdot B^2 \cdot t^2 \cdot V \quad (3.65)$$

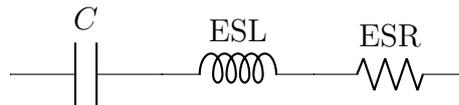
Porém estas perdas são desconsideradas na eletrônica de potência, pois o material utilizado para esta finalidade é granulado com pequenas áreas de ar.

Tem-se como piores casos de perdas para ser analisados neste trabalho as perdas provenientes da variação da densidade de fluxo magnético, histerese e perdas no entreferro, no caso dos transformadores e indutores acoplados que utilizam núcleos de geometria EE.

3.5 CAPACITORES

Ao analisar um conversor, é normal pensar que capacitores não produzem perdas. Ao verificar o comportamento real de um capacitor em função da frequência, porém, é possível verificar que ele possui algumas características de construção que alteram sua impedância, que pode ser representada pelo circuito equivalente exposto na Figura 32. Além disso, segundo alguns fabricantes um resistor pode ser adicionado ao modelo em paralelo com o capacitor C para representar a corrente de fuga nos capacitores.

Figura 32 – Circuito equivalente de um capacitor.



Fonte: Do autor, 2019.

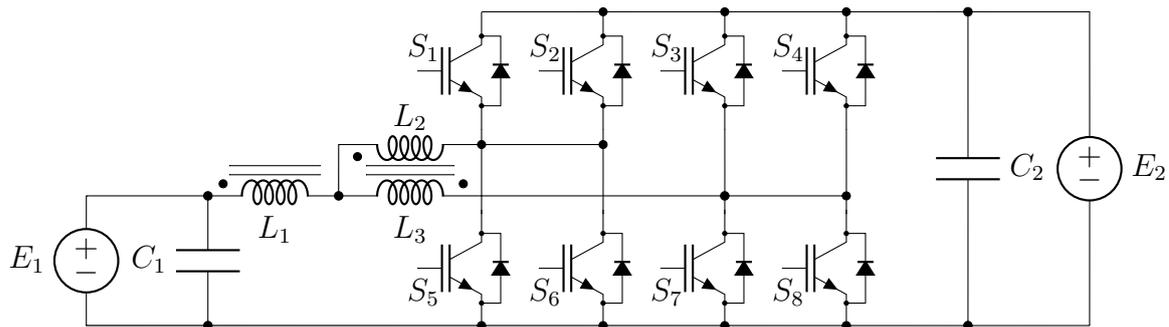
Observando o circuito equivalente, percebe-se a presença da resistência RSE , que significa resistência série equivalente. Tal resistência, assim como qualquer outra resistência, consome potência ativa, a qual pode ser calculada como apresentado na Equação (3.66). Contudo, a RSE de capacitores apresenta variação de acordo com a frequência e temperatura de operação.

$$P_c = RSE \cdot I_{C_{ef}}^2 \quad (3.66)$$

4 CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

A topologia de conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado proposta por (MAYER, 2019) é apresentada na Figura 33. O conversor é composto por 4 braços de elementos semicondutores, que estão conectados ao indutor acoplado, possibilitando um maior processamento de energia através dos elementos em paralelo. Dois braços em paralelo compostos pelos conjuntos S_1, S_2, S_5 e S_6 , estão conectados ao indutor L_2 , já os outros dois braços, compostos pelos conjuntos S_3, S_4, S_7 e S_8 estão conectados ao indutor L_2 . Esta topologia permite o fluxo de energia em ambos os sentidos, podendo ser de E_1 para E_2 onde o conversor opera no sentido direto e tem sua funcionalidade similar a um conversor elevador *boost*, ou pode também operar no sentido inverso, transferindo energia de E_2 para E_1 , onde tem seu funcionamento similar a um conversor abaixador *buck*.

Figura 33 – Topologia conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.



Fonte: Do autor, 2019.

Segundo (MAYER, 2019) o conversor possui duas regiões de operação R_1 e R_2 , onde essas regiões representam a simultaneidade de condução dos elementos semicondutores, conforme Tabela 5.

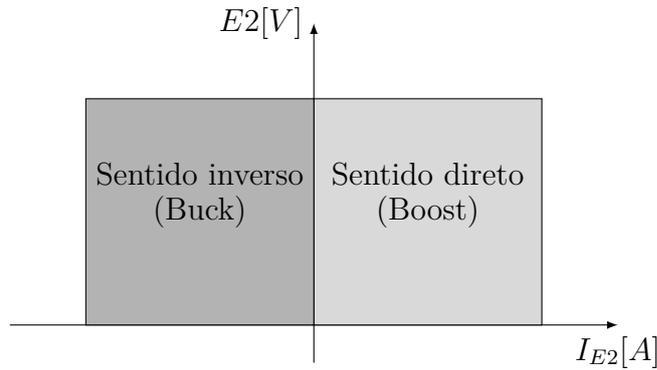
Tabela 5 – Região de operação conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.

Região	Razão cíclica	simultaneidade
R_1	$0 < D < \frac{1}{4}$	Não ocorre
R_2	$\frac{1}{4} < D < \frac{1}{2}$	Até 2 interruptores

Fonte: Adaptado de (MAYER, 2019).

A Figura 34 apresenta o fluxo da energia em ambos os sentidos de operação do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado, além do comportamento da topologia para cada sentido de operação.

Figura 34 – Fluxo de energia do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.



Fonte: Do autor, 2019.

As especificações de projeto definidas por (MAYER, 2019) serão mantidas para análise do estudo de perdas no conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado, conforme Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros de operação do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.

Potência	$4 kW$
Tensões	$E_1 = 200 V \quad E_2 = 550 V$
Ondulação de corrente	$\Delta I_L = 4,5 \%$
Ondulação de tensão	$\Delta E_1 = 0,05 \% \quad \Delta E_2 = 0,5 \%$
Relação indutor acoplado	$n_L = 1$
Frequência de comutação	$f_s = 20 kHz$

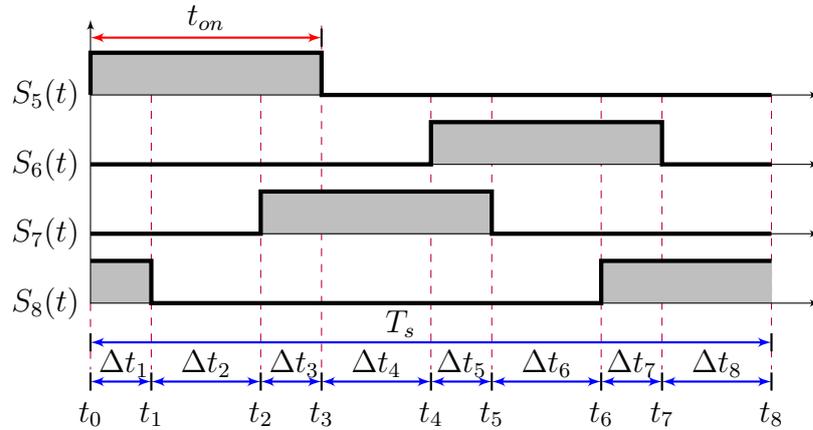
Fonte: Adaptado de (MAYER, 2019).

4.1 SENTIDO DIRETO (ELEVADOR) DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

Para o modo de operação no sentido direto (elevador de tensão), foi definido pela análise do comportamento dos elementos que compõem a estrutura do conversor, que na região de operação R_2 , tem-se razão cíclica $\frac{1}{4} < D < \frac{1}{2}$ em um período de comutação (T_s).

Ao analisar o diagrama de pulsos nos interruptores apresentado na Figura 35, é possível observar que nos intervalos Δt_n ímpares ocorre a simultaneidade de condução de interruptores. Para os intervalos Δt_n pares, não ocorre a simultaneidade, ou seja, apenas um interruptor conduz por vez. Logo os intervalos Δt_n ímpares tem sempre o mesmo período entre sí, o que ocorre também com os intervalos Δt_n pares.

Figura 35 – Sinais de comando dos interruptores do conversor no sentido direto e região R_2 .



Fonte: Do autor, 2019.

4.1.1 Etapas de operação no sentido direto do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado

Para o sentido direto de operação temos como fonte de alimentação CC E_1 e E_2 o lado onde esta posicionada a carga.

Tabela 7 – Esforços nos componentes do conversor CC–CC bidirecional em corrente operando no sentido direto e região R2.

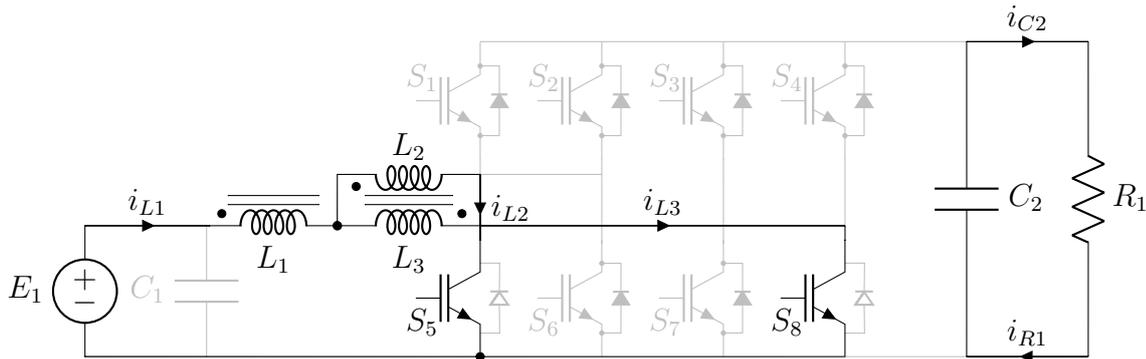
Potência	4 kW
Tensão saída	$E_2 = 550 \text{ V}$
Ondulação corrente indutor L_1	$\Delta I_{L_1} = 1,8 \text{ A}$
Ondulação corrente indutor acoplado L_2	$\Delta I_{L_2} = 5,5 \text{ A}$
Valor médio de corrente no indutor L_1	$I_{L_1_{med}} = 20 \text{ A}$
Valor médio de corrente no indutor acoplado L_2	$I_{L_2_{med}} = 10 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no indutor L_1	$I_{L_1_{ef}} = 20 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no indutor acoplado L_2	$I_{L_2_{ef}} = 10 \text{ A}$
Valor médio de corrente nos interruptores	$I_{S_{med}} = 3,18 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente nos interruptores	$I_{S_{ef}} = 5,64 \text{ A}$
Valor máximo de tensão nos interruptores	$V_{S_{max}} = 550 \text{ V}$
Valor médio de corrente nos diodos	$I_{D_{med}} = 1,82 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente nos diodos	$I_{D_{ef}} = 3,02 \text{ A}$
Valor máximo de tensão nos diodos	$V_{D_{max}} = 550 \text{ V}$
Valor eficaz de corrente no capacitor de saída C_2	$I_{C_2_{ef}} = 4,80 \text{ A}$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E_2 = 5,5 \text{ V}$

Fonte: Adaptado de (MAYER, 2019).

A primeira etapa de operação do conversor tem início em t_0 e termina em t_1 , conforme Figura 35, neste intervalo ocorre o armazenamento de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são os interruptores S_8

e S_5 , através destes elementos é possível fechar uma malha de corrente entre a fonte de alimentação E_1 , os elementos magnéticos L_1 , L_2 , L_3 e os semicondutores já citados. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Os indutores acoplados L_2 e L_3 recebem parcelas iguais da corrente i_{L_1} e além disso a tensão sobre estes elementos é nula devido suas características construtivas.

Figura 36 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.

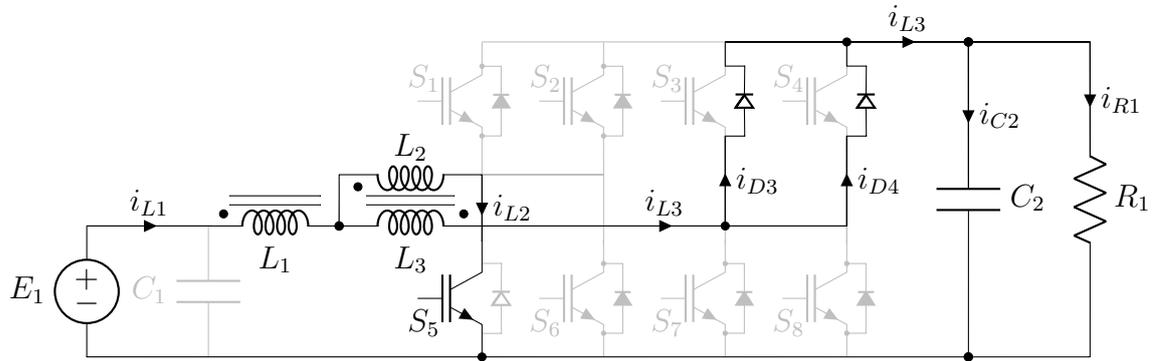


Fonte: Do autor, 2019.

Um ponto importante para ressaltar é que considerando a operação em regime permanente, a primeira etapa de operação vem logo após a oitava, portanto a descarga da energia acumulada no capacitor C_2 representada na Figura 36 é uma consequência da continuidade das etapas de operação.

Na segunda etapa de operação, Figura 37, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando dos interruptores apresentado na Figura 35 que o interruptor S_5 permanece em condução entre o intervalo $(t_1$ e $t_2)$. Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L_3} decresça linearmente enquanto i_{L_2} se mantém em linear crescente. Com o bloqueio do interruptor S_8 ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_3 e S_4 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_2 e S_5 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_3 , D_3 e D_4 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_2 .

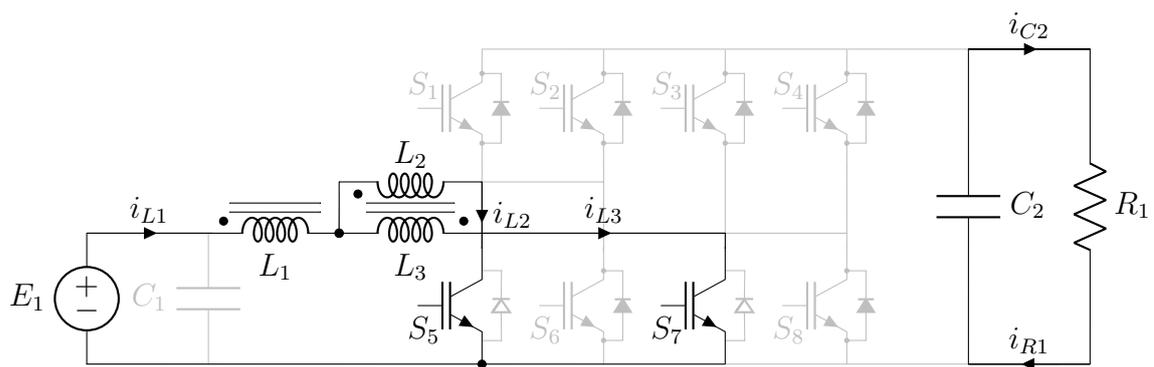
Figura 37 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.



Fonte: Do autor, 2019.

A terceira etapa de operação do conversor tem início em t_2 e termina em t_3 , conforme Figura 35, neste intervalo ocorre o armazenamento de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são os interruptores S_5 e S_7 , através destes elementos é possível fechar uma malha de corrente entre a fonte de alimentação E_1 , os elementos magnéticos L_1 , L_2 , L_3 e os semicondutores já citados. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Os indutores acoplados L_2 e L_3 recebem parcelas iguais da corrente i_{L_1} e além disso a tensão sobre estes elementos é nula devido suas características construtivas.

Figura 38 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.

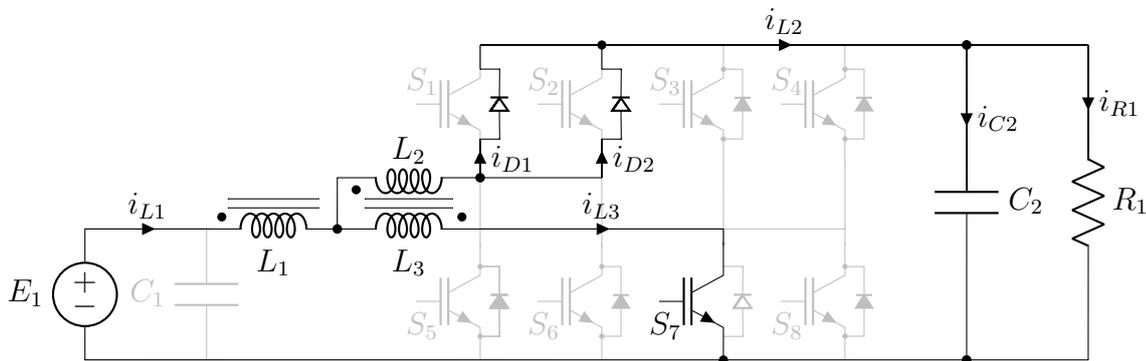


Fonte: Do autor, 2019.

Na quarta etapa de operação, Figura 39, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando dos interruptores apresentado na Figura 35 que o interruptor S_7 permanece em condução entre o intervalo (t_3 e t_4). Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L_2} decresça linearmente enquanto i_{L_3} se mantém em linear crescente. Com o bloqueio do interruptor S_5 ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_1 e S_2 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas

onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_3 e S_7 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_2 , D_1 e D_2 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_2 .

Figura 39 – Quarta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.

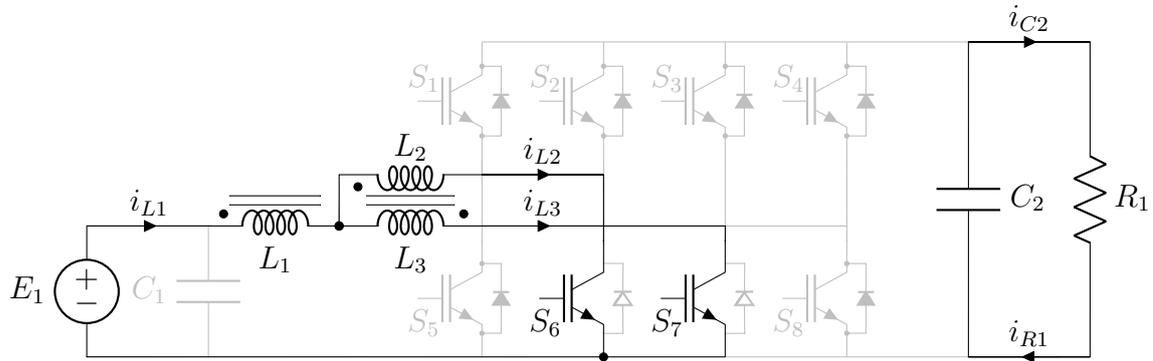


Fonte: Do autor, 2019.

A quinta etapa de operação do conversor tem início em t_4 e termina em t_6 , conforme Figura 35, neste intervalo ocorre o armazenamento de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são os interruptores S_6 e S_7 , através destes elementos é possível fechar uma malha de corrente entre a fonte de alimentação E_1 , os elementos magnéticos L_1 , L_2 , L_3 e os semicondutores já citados. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L1} linearmente, até o final do período. Os indutores acoplados L_2 e L_3 recebem parcelas iguais da corrente i_{L1} e além disso a tensão sobre estes elementos é nula devido suas características construtivas.

Na sexta etapa de operação, Figura 41, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando dos interruptores apresentado na Figura 35 que o interruptor S_6 permanece em condução entre o intervalo (t_5 e t_6). Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L3} decresça linearmente enquanto i_{L2} se mantém em linear crescente. Com o bloqueio do interruptor S_7 ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_3 e S_4 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_2 e S_6 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_3 , D_3 e D_4 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia

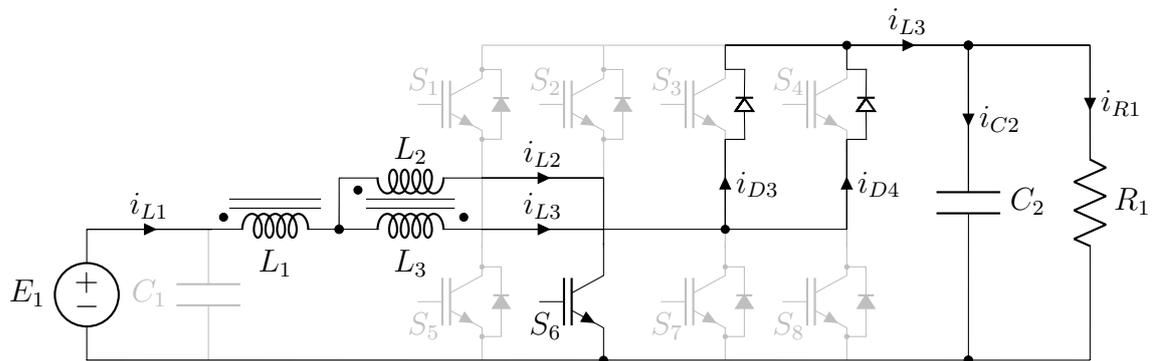
Figura 40 – Quinta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.



Fonte: Do autor, 2019.

da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_2 .

Figura 41 – Sexta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.

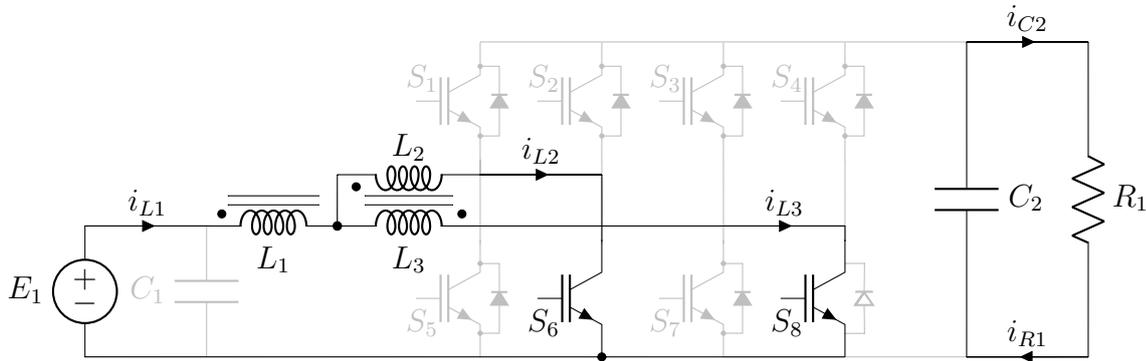


Fonte: Do autor, 2019.

A sétima etapa de operação do conversor tem início em t_6 e termina em t_7 , conforme Figura 35, neste intervalo ocorre o armazenamento de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são os interruptores S_6 e S_8 , através destes elementos é possível fechar uma malha de corrente entre a fonte de alimentação E_1 , os elementos magnéticos L_1 , L_2 , L_3 e os semicondutores já citados. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L1} linearmente, até o final do período. Os indutores acoplados L_2 e L_3 recebem parcelas iguais da corrente i_{L1} e além disso a tensão sobre estes elementos é nula devido suas características construtivas.

Na oitava etapa de operação, Figura 43, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando dos interruptores apresentado na Figura 35 que o interruptor S_8 permanece em condução entre o intervalo (t_7 e t_8). Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L2} decresça linearmente enquanto i_{L3} se mantém em linear crescente. Com o bloqueio

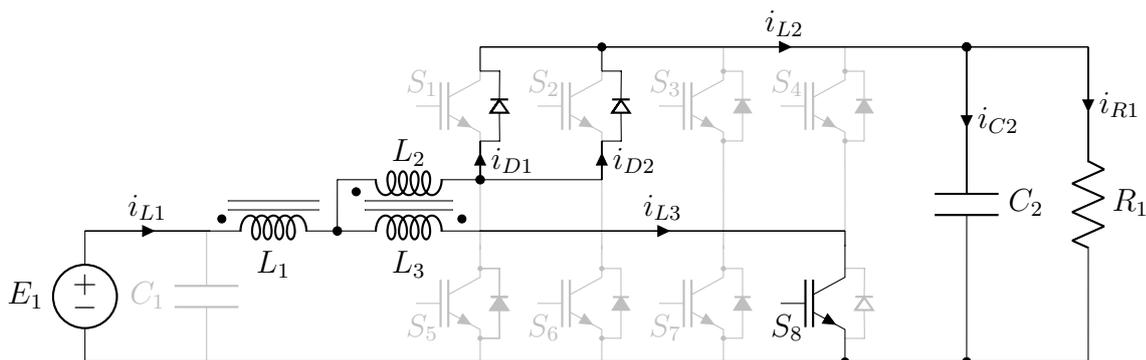
Figura 42 – Sétima etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.



Fonte: Do autor, 2019.

do interruptor S_6 ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_1 e S_2 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_3 e S_8 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_2 , D_1 e D_2 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_2 .

Figura 43 – Oitava etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido direto.



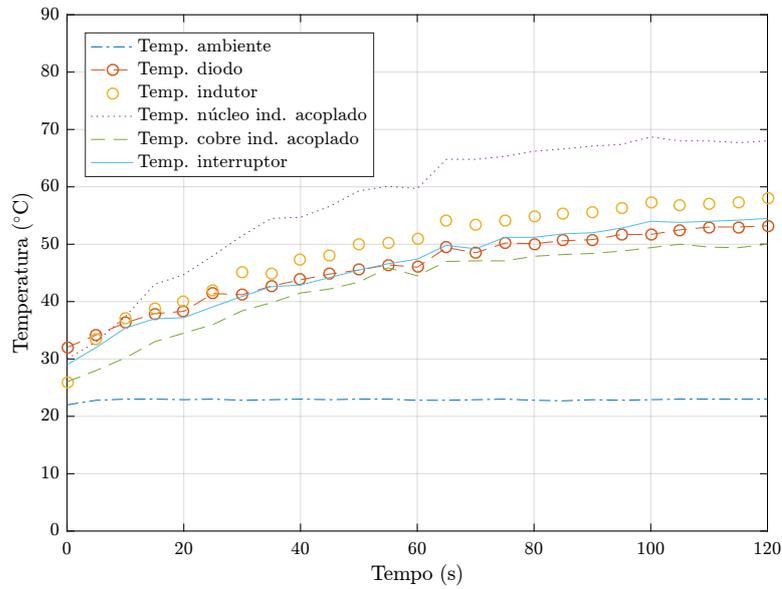
Fonte: Do autor, 2019.

4.1.2 Cálculo de perdas teóricas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Com base nos dados da Tabela 7, com base na elevação de temperatura de cada componente operando em sua condição nominal Figura 44 e nas equações descritas no capítulo 3 serão apresentados a seguir as perdas teóricas do conversor CC-CC bidirecional

em corrente operando no sentido direto na região R2 de operação. Será apresentado ao leitor alguns dos métodos citados no capítulo anterior para efetuar o cálculo de perdas nos componentes que compõem o conversor apresentado anteriormente.

Figura 44 – Ensaio térmico para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



4.1.2.1 Perdas teóricas nos capacitores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Para o conversor operando no sentido direto, tem-se que a entrada E_1 é uma fonte de tensão constante com ondulação nula, portanto não há perdas no capacitor C_1 neste sentido de operação. Porém para o capacitor C_2 , tem-se definido uma ondulação da tensão de saída máxima de $\Delta E_2 = 1,0\%$, que representa uma derivada de tensão conforme apresentado por (4.1).

$$\Delta V = 0,010.550 = 5,50V \quad (4.1)$$

Para esta topologia neste sentido de operação, (MAYER, 2019) determinou que o valor eficaz de corrente no capacitor C_2 é dado por (4.2), onde D é a razão cíclica para operação do conversor na região R2 de operação, a razão cíclica para este modo de operação é definido também por (MAYER, 2019), onde $D = 0,318$.

$$I_{C2_{ef}} = \frac{I_{R1}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2(1-2D)}} \quad (4.2)$$

Substituindo os dados calculados por (MAYER, 2019), é possível obter o valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor C_2 , onde:

$$I_{C2_{ef}} = \frac{8,18}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2(1-2.0,318)}} = 4,80 A \quad (4.3)$$

O capacitor escolhido para a aplicação foi o modelo MKP1848622454P4 da fabricante Vishay, para ser compatível com a aplicação fez-se necessário a associação em série de dois capacitores de mesmo modelo devido os níveis de tensão

Tabela 8 – Dados técnicos do capacitor C_2 - MKP1848622454P4.

Parâmetro	Valor
Tensão	450 V
Capacitância	22 μF
Máxima derivada de tensão	40 $\frac{V}{\mu s}$
Corrente máxima	11 A
ESR	6,5 m Ω

Fonte: Adaptado de (VISHAY, 2019).

A perda do capacitor ocorre devido a resistência série equivalente (ESR) do mesmo, onde nada mais é que a dissipação proveniente pela circulação de corrente pelo componente. Portanto com base em (3.66) tem-se que as perdas para os dois capacitores na saída do conversor é:

$$P_{C2} = 2 \cdot ESR_{C2} \cdot I_{C2_{ef}}^2 = 300mW \quad (4.4)$$

4.1.2.2 Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Para esta topologia operando no sentido direto, tem-se apenas os interruptores S_5 , S_6 , S_7 e S_8 operando além dos diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 .

Com base nos métodos de cálculos de perdas para componentes do tipo IGBT e diodos, será apresentado a seguir a aplicação destas técnicas para o conversor CC-CC bidirecional em corrente com indutor acoplado.

A Tabela 9 apresenta os dados técnicos utilizados para cálculo de perdas, referentes aos IGBTs utilizados para construção do projeto do conversor.

Perdas em condução para um interruptor, com base em (3.25) e os dados das Tabelas 7 e 9:

$$P_{S_{cond}} = 3,181 W \quad (4.5)$$

Perdas em comutação, entrada em condução para um interruptor, conforme (3.26) e os dados das Tabelas 7 e 9:

$$P_{S_{oncom}} = 1,837 W \quad (4.6)$$

Perdas em comutação, bloqueio para um interruptor, conforme (3.27) e os dados das Tabelas 7 e 9:

$$P_{S_{offcom}} = 2,7 W \quad (4.7)$$

Tabela 9 – Dados técnicos dos interruptores - APT45GP120J.

Parâmetros	Varável	Valor
Tensão (dreno - fonte)	V_{CE}	1200 V
Corrente máxima (dreno)	I_C	30 A
Potência máxima operando à 25°C	P_D	165 W
Resistência (dreno - fonte)	$R_{CE(on)}$	100 mΩ
Tensão limiar	$V_{GE(th)}$	1,8 V
Capacitância de entrada	C_{iss}	2560 pF
Tempo de subida	t_r	17 ns
Tempo de descida	t_s	27,5 ns
Energia para entrar em condução	E_{on}	420 μJ
Energia para bloquear	E_{off}	135 μJ
Recuperação reversa (diodo)	t_{rr}	140 ns
Corrente recuperação reversa (diodo)	I_{rr}	2,0 A

Fonte: Adaptado de (MICROSEMI, 2014).

A Tabela 10 apresenta os dados técnicos utilizados para cálculo de perdas, referente aos diodos utilizados para construção do projeto do conversor.

Tabela 10 – Dados técnicos dos diodos - FFSP20120A.

Parâmetro	Variável	Valor
Máxima tensão reversa	V_D	1200 V
Corrente máxima	I_D	20 A
Potência máxima operando à 25°C	P_D	340 W
Potência máxima operando à 150°C	P_D	57 W
Resistência de condução	$R_{D(on)}$	20 mΩ
Tensão limite	V_F	1,50 V
Capacitância de carga	Q_{rr}	120 nC
Corrente reversa	I_R	300 μA
Tempo de bloqueio	t_{rf}	18 ns

Fonte: Adaptado de (ON, 2016).

Perdas por condução para um diodo, com base em (3.1) e os dados das Tabelas 7 e 10:

$$P_{D_{cond}} = 2,821 W \quad (4.8)$$

Perdas por entrada em condução para um diodo, conforme (3.2) e os dados das Tabelas 7 e 10:

$$P_{D_{comon}} = 179 mW \approx 0 \quad (4.9)$$

Perdas por bloqueio para um diodo, conforme (3.4) e os dados das Tabelas 7 e 10:

$$P_{D_{comoff}} = 330 mW \approx 0 \quad (4.10)$$

Os diodos apresentam baixas perdas por comutação, praticamente nulas, devido a tecnologia do semicondutor utilizada ser um diodo Schottky SiC.

4.1.2.3 Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

O conversor CC–CC bidirecional com indutor acoplado têm 2 elementos magnéticos em sua topologia, o indutor L_1 e o indutor acoplado, que conta com dois enrolamentos L_2 e L_3 . Neste trabalho serão apresentados os dados utilizados por (MAYER, 2019) para a construção dos elementos magnéticos e será desenvolvido o cálculo de perdas desses elementos para as condições de operação do conversor descritas neste trabalho.

Indutor L_1 : O indutor L_1 foi projetado com a associação de 3 núcleos toroidal em paralelo do modelo MMTS60T7713 da empresa Magmattec, a Tabela 11 apresenta as principais características do projeto do indutor L_1 . Onde foi adotado a utilização de fio Litz, com 84 condutores elementares de 38 AWG, para efetuar os enrolamentos do indutor.

Tabela 11 – Dados de projeto do indutor L_1 .

Parâmetro	Variável	Valor
Diâmetro externo [mm]	A	77,8
Diâmetro interno [mm]	B	49,2
Altura [mm]	C	38,1
Comprimento magnético médio [cm]	l_e	19,61
Número de espiras	N_{L_1}	44
Permeabilidade relativa	μ_r	60
Resistividade do cobre	ρ_{cu}	$2,246 \cdot 10^{-8}$
Profundidade de penetração [mm]	δ	0,533
Seção transversal cobre 38 AWG [cm^2]	ϕ_{38AWG}	$8,0 \cdot 10^{-5}$
Condutores em paralelo	n_{pL_1}	19
Comprimento médio espira [mm]	MLT_{L_1}	161,5
Diâmetro total 38 AWG [cm]	$\phi_{38AWGtotal}$	$13,0 \cdot 10^{-3}$

Fonte: Do autor, 2019.

Método 1:

Com base nos dados da Tabela 11 é possível iniciar os cálculos de perdas para o elemento magnético L_1 . As perdas serão calculadas em duas partes, perdas no cobre e perdas magnéticas.

Inicialmente será necessário efetuar o cálculo da resistência do enrolamento do indutor L_1 .

$$R_{L_1} = 21,0m\Omega \quad (4.11)$$

Com os dados apresentados na Tabela 7 e a resistência do enrolamento calculada em (4.11), tem-se a perda no cobre para o conversor CC–CC bidirecional intercalado operando no sentido direto é:

$$P_{L_1} = 10,327W \quad (4.12)$$

A perda no elemento magnético será apresentada pelo cálculo através da equação de Steinmetz (3.49) e também através do gráfico disponível no catálogo do fabricante do núcleo.

Tabela 12 – Dados de elemento magnético L_1 .

k	α	β	a	b	c	d	e	x
62,65	1,36	1,781	$5,214 \cdot 10^{-2}$	$2,299 \cdot 10^{-2}$	$8,537 \cdot 10^{-4}$	$7,029 \cdot 10^{-2}$	$8,183 \cdot 10^{-4}$	1,658

Fonte: Do autor, 2019.

Com base nas Equações (3.52), (3.53), (3.54), (3.50) e (3.51) e os dados das Tabelas 7, 11 e 12, é possível determinar os parâmetros necessários para o cálculo das perdas magnéticas para o indutor L_1 .

$$H_{CA_{max}} = 52,51 \frac{A \cdot esp}{cm} \quad (4.13)$$

$$H_{CA_{min}} = 48,472 \frac{A \cdot esp}{cm} \quad (4.14)$$

$$B_{CA_{max}} = 0,37 T \quad (4.15)$$

$$B_{CA_{min}} = 0,348 T \quad (4.16)$$

$$B_{pk} = 0,011 T \quad (4.17)$$

Com os valores calculados acima e os demais dados de projeto e do elemento magnético, é possível determinar as perdas volumétricas magnéticas nos 3 núcleo empilhados, para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando na região R2 no sentido direto.

$$P_{hist} = 20,184 \frac{mW}{cm^3} \quad (4.18)$$

$$P_{tot_{hist}} = P_{hist} \cdot l_e \cdot A_e = 2,048 W \quad (4.19)$$

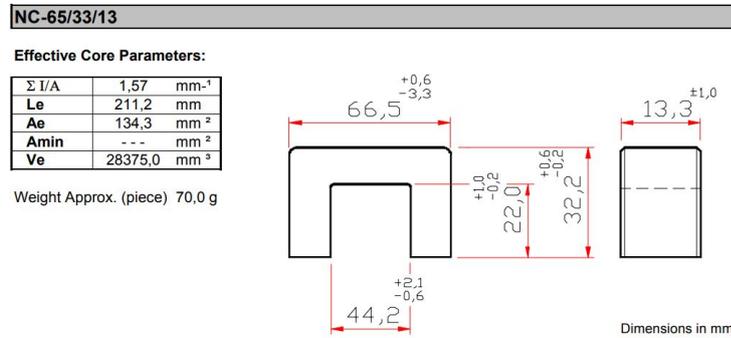
Portanto as perdas totais para o indutor L_1 para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando na região R2 no sentido direto é dada por:

$$P_{tot_{L_1}} = P_{tot_{hist}} + P_{L_1} = 12,376 W \quad (4.20)$$

Indutor L_2 e L_3 : O indutor acoplado, é composto por dois enrolamentos idênticos L_2 e L_3 , seu projeto foi desenvolvido com a associação de 6 núcleos de geometria "C" em paralelo do modelo NC-65/33/13 da empresa Thornton. A Tabela 13 apresenta as principais

características do projeto do indutor acoplado. Onde foi adotado a utilização de lâminas de cobre para efetuar os enrolamentos, as especificações da lâmina de cobre estão presentes na Tabela 13.

Figura 45 – Parâmetros núcleo NC-65/33/13.



Fonte: THORNTON.

Tabela 13 – Dados de projeto do indutor acoplado L_2 e L_3 .

Parâmetro	Variável	Valor
Comprimento magnético médio [cm]	l_e	21,1429
Volume do núcleo [cm^3]	V_L	143,88
Fluxo magnético máximo [T]	B_{pk}	0,27
Número de espiras	N_{L_2} e N_{L_3}	17
Resistividade do cobre	ρ_{cu}	$2,246 \cdot 10^{-8}$
Espessura da lâmina [cm]	d_{fit}	0,025
Largura da lâmina [cm]	L_{fit}	1,50
Secção laminar de cobre nú [cm^2]	S_{fil}	0,0375
Secção laminar total [cm^2]	$S_{fit_{isol}}$	0,090
Comprimento médio espira [mm]	MLT_L	202,2

Fonte: Do autor, 2019.

Com base nos dados da Tabela 13 é possível iniciar os cálculos de perdas para o elemento magnético. As perdas serão calculadas em duas partes, perdas no cobre e perdas magnéticas.

Inicialmente será necessário efetuar o cálculo da resistência de um dos enrolamentos do indutor, L_2 ou L_3 .

$$R_{L_2} = 9,521 m\Omega \quad (4.21)$$

Com os dados apresentados na Tabela 7 e o resistência do enrolamento calculada em (4.11), tem-se a perda, nos dois enrolamentos, para o conversor CC-CC bidirecional intercalado operando no sentido direto é:

$$P_L = 2,41 W \quad (4.22)$$

A perda no elemento magnético será apresentada pelo cálculo através da equação de Steinmetz (3.49) e também através do gráfico disponível no catálogo do fabricante do núcleo.

Tabela 14 – Dados de elemento magnético L_2 e L_3 .

k	α	β
$7,9292 \cdot 10^{-3}$	1,4017	2,3294

Fonte: Do autor, 2019.

Com base nos dados das Tabelas 7, 13 e 14, tem-se os parâmetros necessários para o cálculo das perdas magnéticas para o indutor L_2 . Com os demais dados de projeto e do elemento magnético, é possível determinar as perdas volumétricas magnéticas nos 6 núcleo empilhados, para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando na região R2 no sentido direto.

$$P_{hist} = 9,213 W \quad (4.23)$$

Portanto as perdas totais no indutor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando na região R2 no sentido direto é dada por 4.24.

$$P_{totL} = P_{tot_{hist}} + P_L = 11,623 W \quad (4.24)$$

4.1.3 Análise experimentais de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

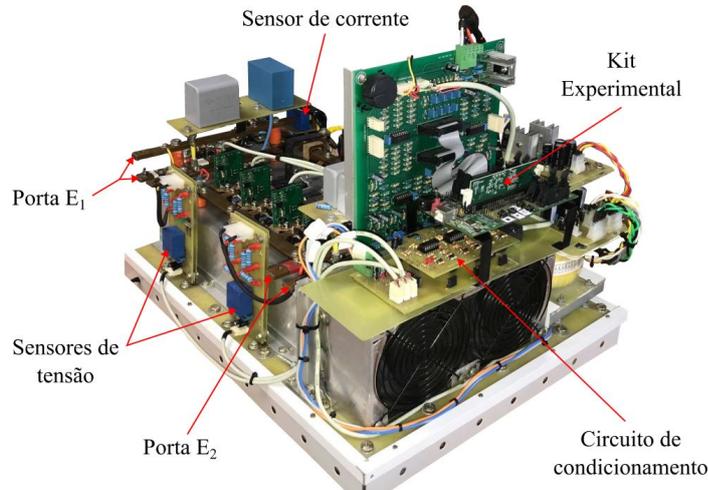
Serão apresentados os valores experimentais obtidos para as condições de operação já citadas e calculadas teoricamente. Os testes iniciaram com um ensaio térmico do conversor para padronizar a coleta da dados. Logo, é possível observar através da Figura 44, que apresenta as temperaturas máximas de operação dos componentes analisados no circuito.

O ensaio térmico e todos demais ensaios foram efetuados em ambiente com a temperatura e umidade do ambiente controlada até, $22^\circ C - 23^\circ C$ e $65\% - 70\%$ respectivamente. Fazendo com que se crie um padrão para os dados coletados em todos os ensaios realizados.

4.1.3.1 Perdas experimentais nos capacitores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Para as perdas nos capacitores, foi utilizado um analisador de impedâncias para verificar o comportamento, dos capacitores já associados em série, com a variação da frequência, para assim então determinar a resistência série equivalente do componente

Figura 46 – Protótipo utilizado em laboratório para validação dos resultados do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.

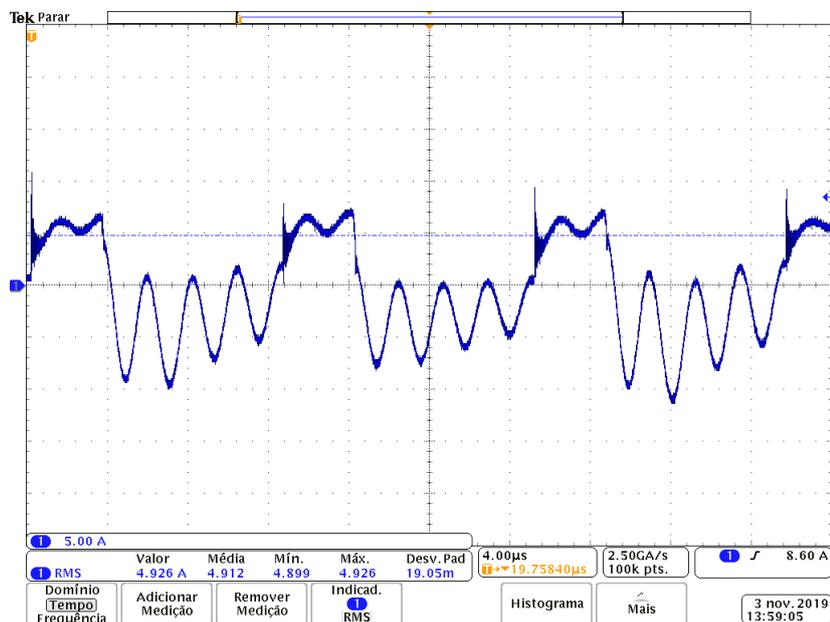


Fonte: Adaptado de (MAYER, 2019).

$RSE_{C_2} = 23,0 \text{ m}\Omega$. Com os dados do analisador de impedância é possível retirar o modelo equivalente do componente e juntamente com o valor eficaz da corrente sobre o dispositivo, é possível determinar as perdas no capacitor C_2 para o conversor operando no sentido direto.

$$P_{C_2} = 23,0 \cdot 4,926^2 = 558,1 \text{ mW} \quad (4.25)$$

Figura 47 – Corrente eficaz nos capacitores C_2 para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.

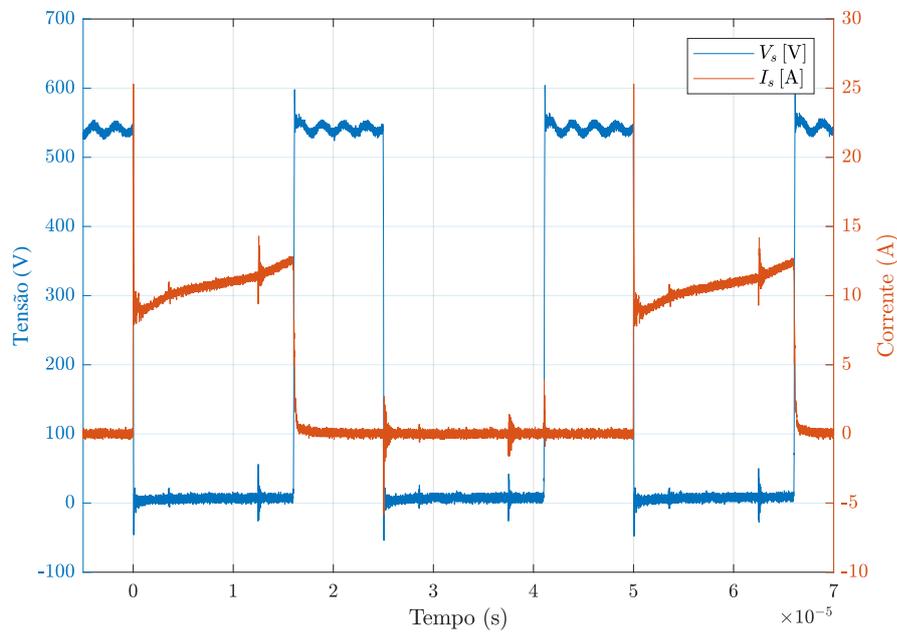


4.1.3.2 Perdas experimentais nos semicondutores para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Serão apresentadas as perdas experimentais para os semicondutores que estão presentes neste sentido de operação do conversor.

Interruptores: As perdas para os interruptores são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

Figura 48 – Esforços no interruptor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



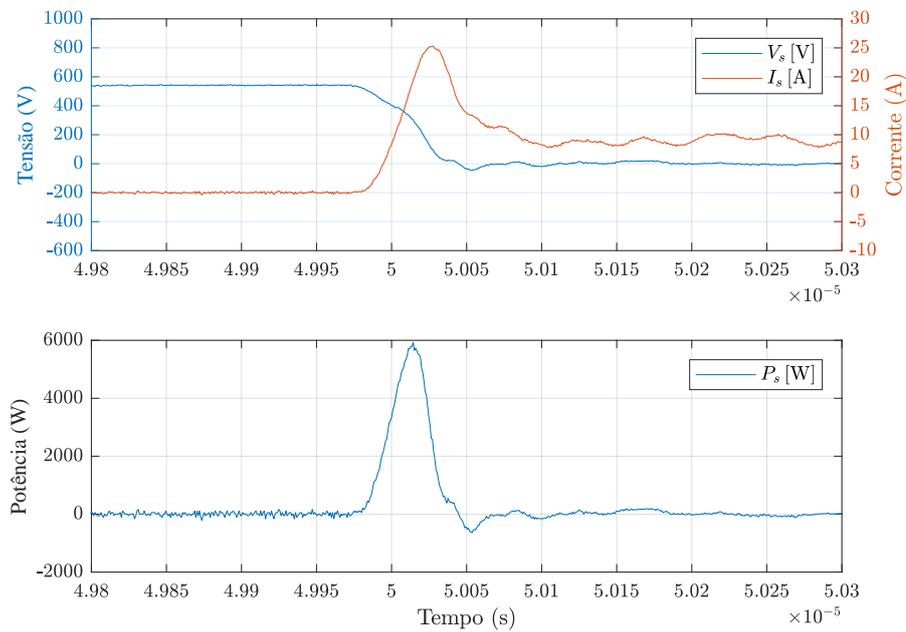
A Figura 48 apresenta os esforços de tensão e corrente no interruptor para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz da corrente, para então determinar as perdas por condução para os interruptores, onde $I_{sef} = 5,483 A$.

$$P_{S_{cond}} = 3,0063 W \tag{4.26}$$

A Figura 49 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do semiconductor, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pela entrada em condução deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada na entrada em condução para os interruptores.

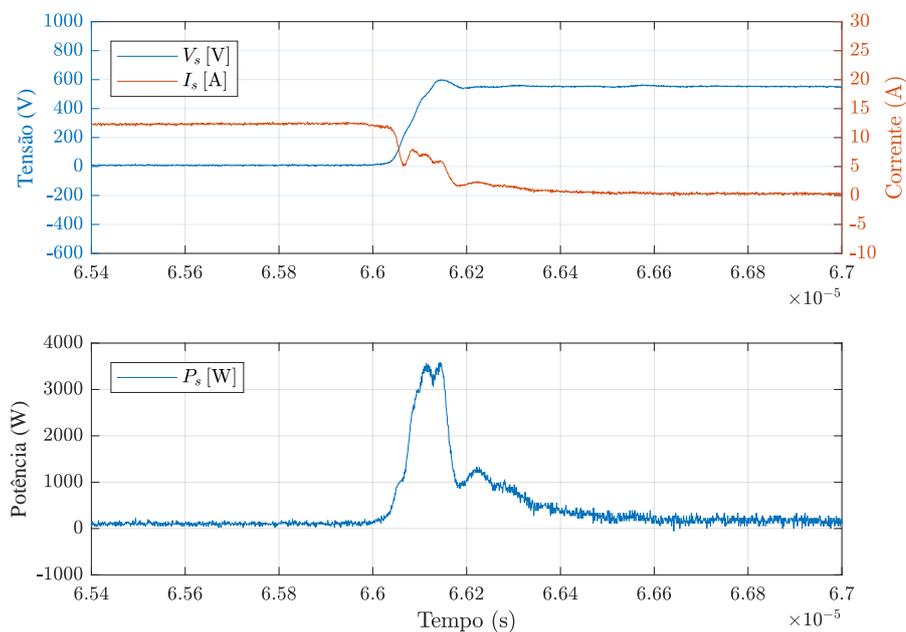
$$P_{S_{oncom}} = 2,43 W \tag{4.27}$$

Figura 49 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



A Figura 50 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do semicondutor, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os interruptores.

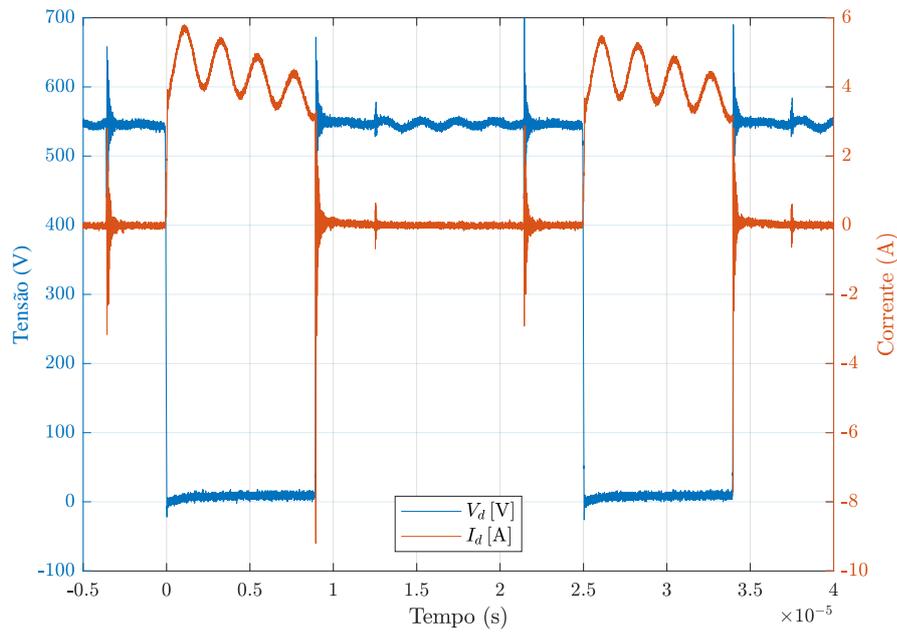
Figura 50 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



$$P_{S_{offcom}} = 3,508 W \quad (4.28)$$

Diodos: As perdas para os diodos são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

Figura 51 – Esforços no diodo para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



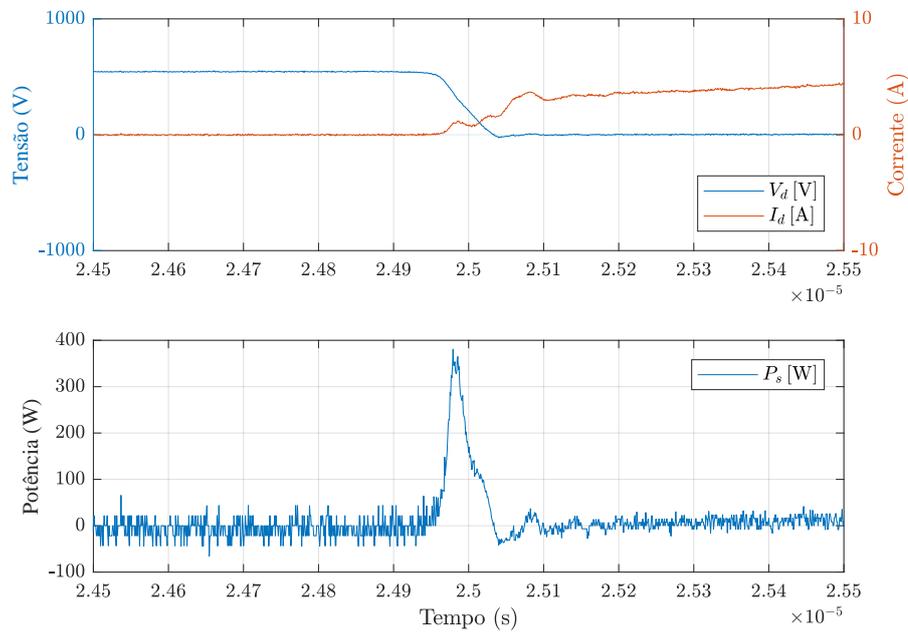
A Figura 51 apresenta os esforços de tensão e corrente no diodo para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz e o valor médio da corrente, para então determinar as perdas por condução para os diodos, onde $I_{D_{ef}} = 2,506 A$, $I_{D_{med}} = 1,53 A$ e a queda de tensão sobre o diodo $V_{TO} = 1,12 V$.

$$P_{D_{cond}} = 1,937 W \quad (4.29)$$

A Figura 52 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pela entrada em condução deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada na entrada em condução para os diodos.

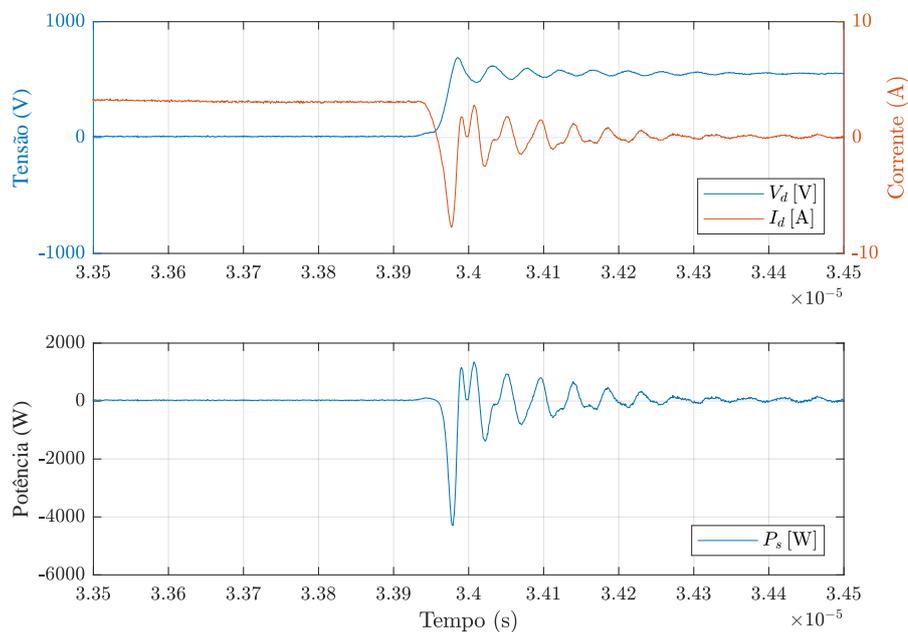
$$P_{D_{oncom}} = 0,2274 W \approx 0 \quad (4.30)$$

Figura 52 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC-C bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



A Figura 53 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os diodos.

Figura 53 – Bloqueio do diodo para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



$$P_{D_{offcom}} = 0,2922 W \approx 0 \quad (4.31)$$

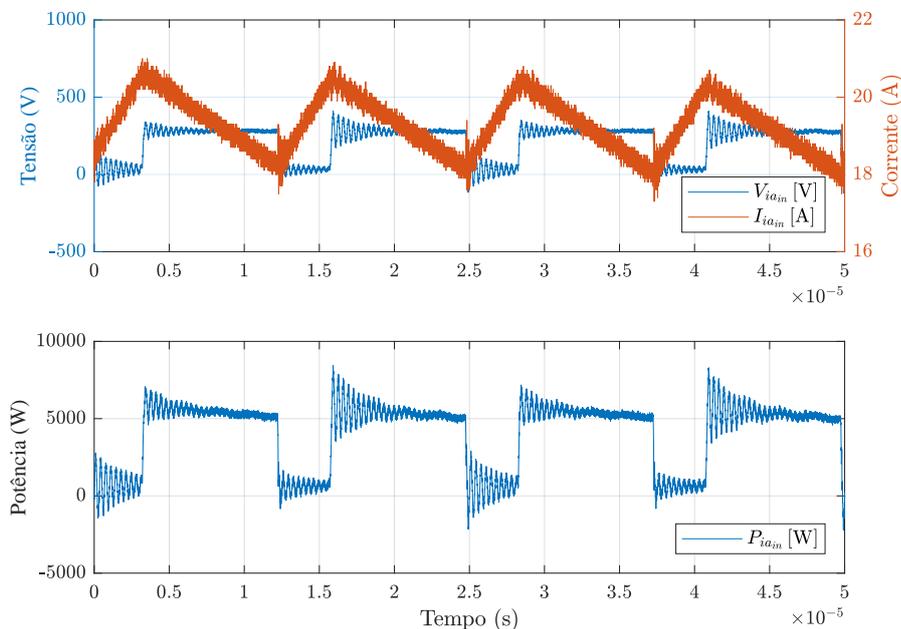
Os diodos apresentam baixas perdas por comutação, praticamente nulas, devido a tecnologia do semicondutor utilizada ser um diodo Schottky SiC.

4.1.3.3 Perdas experimentais nos magnéticos para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Indutor acoplado: Para validar as perdas teóricas para o indutor acoplado foi utilizado a técnica da diferença entre as potências instantâneas da entrada e das saídas do indutor acoplado, para otimizar a coleta dos melhores resultados, porém a falta de precisão das ponteiros de aquisição dos dados foi a maior das dificuldades encontradas, pois dessa forma não se aplica precisão nos resultados obtidos.

A Figura 54 apresenta o sinal da tensão e corrente da saída do indutor acoplado, além de apresentar também as potências instantâneas de entrada.

Figura 54 – Potência instantânea na entrada do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



Já as Figuras 55 e 56 apresentam os valores de tensão e corrente das saídas do indutor acoplado e a potência instantânea das respectivas saídas. Através das formas de onda é possível observar que a frequência dos sinais das saídas é metade da frequência de da entrada, isso é devido a modulação utilizada para comutar os semicondutores.

O valor médios da potência da entrada e das saídas foram calculados via software matemático e são utilizados para determinar uma aproximação das perdas reais provenientes

Figura 55 – Potência instantânea na saída de um enrolamento do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.

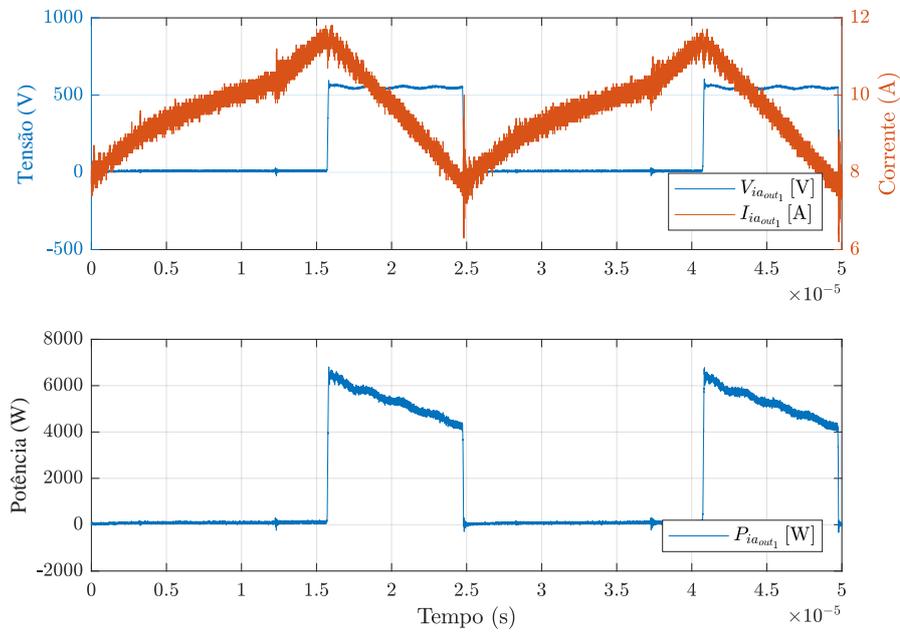
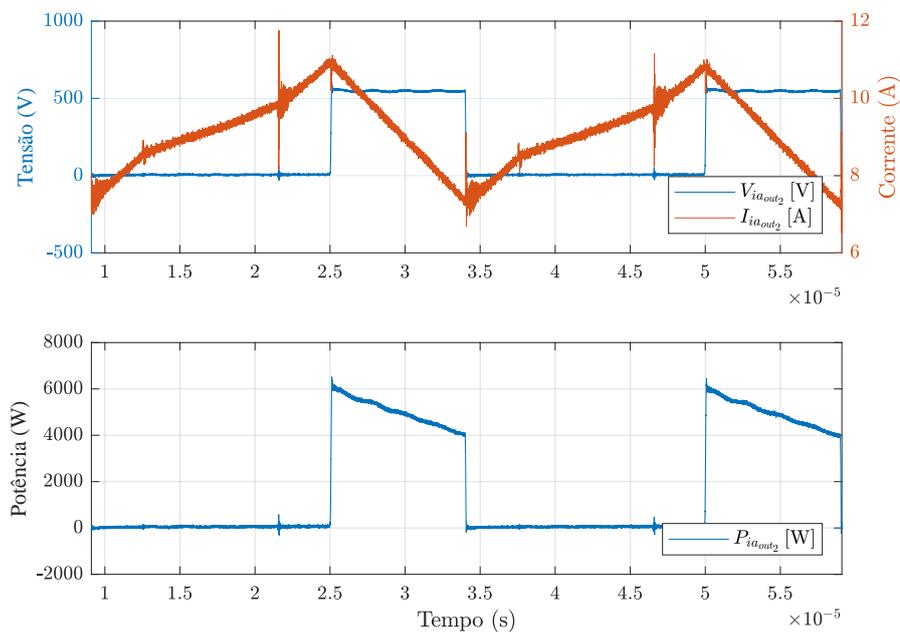


Figura 56 – Potência instantânea na saída de um enrolamento do indutor acoplado (L_3) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.

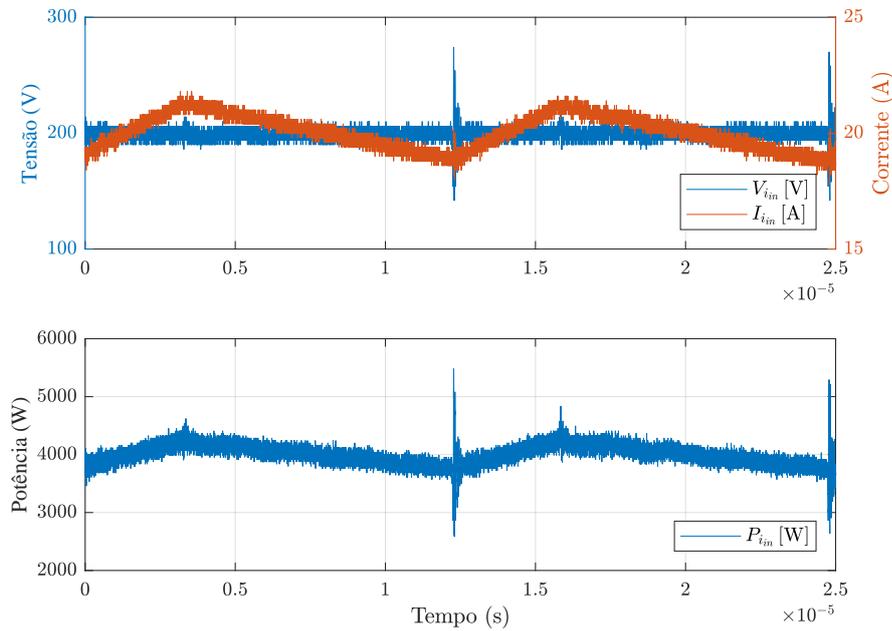


no indutor acoplado (4.32), $P_{i_{a_{in}}} = 4057,1 W$, $P_{i_{a_{out_1}}} = 1947,7 W$ e $P_{i_{a_{out_2}}} = 2043,2 W$. Lembrando que as perdas nos elementos magnéticos é dada pela soma das perdas nos enrolamentos de cobre além das perdas no núcleo.

$$P_{i_{a_{total}}} = 66,2 W \quad (4.32)$$

Indutor L_1 :

Figura 57 – Potência instantânea na entrada do indutor (L_1) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



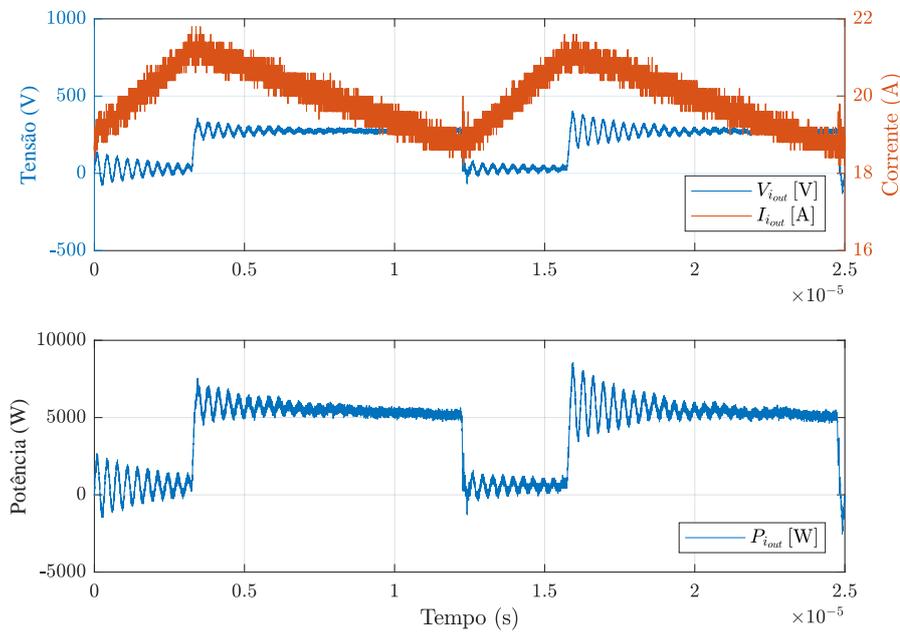
A Figura 57 apresenta os esforços de tensão, corrente e a potência instantânea na entrada do indutor L_1 para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor médio da potência instantânea de entrada do indutor $P_{i_{in}} = 3,934 kW$.

A Figura 58 apresenta os esforços de tensão, corrente e a potência instantânea na saída do indutor L_1 para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor médio da potência instantânea de saída do indutor $P_{i_{out}} = 3,889 kW$.

Com isso é possível determinar a perda total para o indutor L_1 , que é dividida entre perda nos enrolamentos de cobre e perda no núcleo.

$$P_{i_{tot}} = 45,4 W \quad (4.33)$$

Figura 58 – Potência instantânea na saída do indutor (L_1) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.



4.1.4 Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Será apresentada uma análise comparativa entre os valores teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado. A Tabela 15 apresenta os valores das perdas totais em cada um dos componentes estudados neste trabalho, bem como o valor absoluto do erro percentual das perdas.

Tabela 15 – Comparação resultados teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto.

Componente	Perdas totais teóricas [W]	Perdas totais experimental [W]	Erro [%]
Capacitores $[C_2]$	0,300	0,558	86,0
Interruptores	7,718	8,944	15,9
Diodos	3,330	2,457	35,5
Indutor L_1	12,376	45,4	266,8
Indutor acoplado L_2 e L_3	11,623	66,2	469,6

Fonte: Do autor, 2019.

Conforme os métodos utilizados tanto teoricamente quanto experimentalmente, possíveis divergências nos valores calculados e experimentados, podem ser relacionados a modelos e métodos teóricos onde os elementos estão submetidos a condições mais controladas de tensão e corrente para que tenha-se modelos e métodos de cálculos de

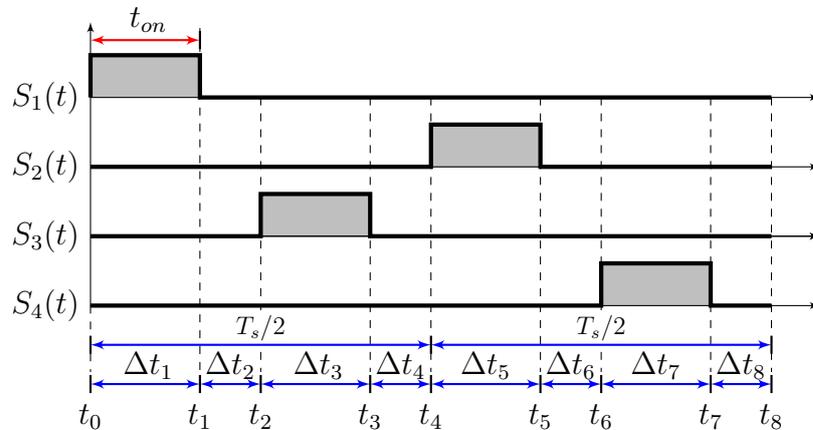
perdas mais apurados. Principalmente para os elementos magnéticos que foi o elemento que mais apresenta divergência entre os valores calculados e experimentados.

4.2 SENTIDO INVERSO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

Para o modo de operação no sentido inverso (abaixador de tensão), foi definido pela análise do comportamento dos elementos que compõem a estrutura do conversor, que na região de operação R_1 , tem-se razão cíclica $0 < D < \frac{1}{4}$ e em um período de comutação (T_s).

Ao analisar o diagrama de pulsos nos interruptores apresentado na Figura 59, é possível observar que nos intervalos Δt_n ímpares ocorre a condução simples de interruptores, ou seja, um interruptor estará com sinal de gatilho para possibilitar a condução do mesmo. Para os intervalos Δt_n pares, não ocorre a condução de nenhum interruptor, ou seja, nenhum sinal de gatilho é enviado aos interruptores. Logo os intervalos Δt_n ímpares tem sempre o mesmo período entre sí, o que ocorre também com os intervalos Δt_n pares.

Figura 59 – Sinais de comando dos interruptores do conversor no sentido inverso e região R_1 .



Fonte: Do autor, 2019.

4.2.1 Etapas de operação no sentido inverso do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado

Para o sentido inverso de operação temos como fonte de alimentação CC E_2 , e E_1 o lado onde esta posicionada a carga.

Na primeira etapa de operação, Figura 60, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando dos interruptores apresentado na Figura 59 que o interruptor S_1 permanece em condução entre o intervalo (t_0 e t_1). Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L_3} decresça linearmente enquanto i_{L_2} se mantém em linear crescente. Com os interruptores S_3 e S_4 bloqueadas ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo

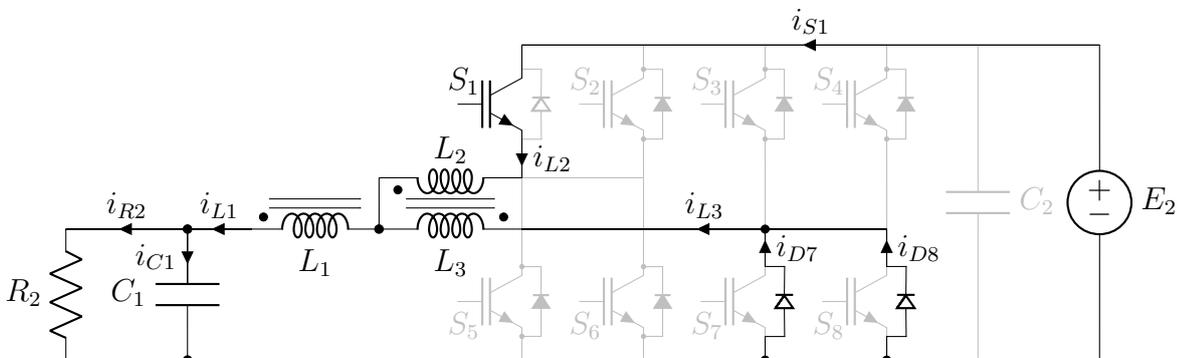
Tabela 16 – Esforços nos componentes do conversor CC-CC bidirecional em corrente operando no sentido inverso e região R1.

Potência	$4 kW$
Tensão saída	$E_1 = 200 V$
Ondulação corrente indutor L_a	$\Delta I_{L_1} = 2,4 A$
Ondulação corrente indutor acoplado L_b	$\Delta I_{L_b} = 5,0 A$
Valor médio de corrente no indutor L_a	$I_{L_{a_{med}}} = 20 A$
Valor médio de corrente no indutor acoplado L_b	$I_{L_{b_{med}}} = 10 A$
Valor eficaz de corrente no indutor L_a	$I_{L_{a_{ef}}} = 20 A$
Valor eficaz de corrente no indutor acoplado L_b	$I_{L_{b_{ef}}} = 10 A$
Valor médio de corrente nos interruptores	$I_{S_{med}} = 1,82 A$
Valor eficaz de corrente nos interruptores	$I_{S_{ef}} = 4,26 A$
Valor máximo de tensão nos interruptores	$V_{S_{max}} = 550 V$
Valor médio de corrente nos diodos	$I_{D_{med}} = 3,18 A$
Valor eficaz de corrente nos diodos	$I_{D_{ef}} = 3,99 A$
Valor máximo de tensão nos diodos	$V_{D_{max}} = 550 V$
Valor eficaz de corrente no capacitor de saída C_1	$I_{C_1_{ef}} = 0,42 A$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E_1 = 2 V$

Fonte: Adaptado de (MAYER, 2019).

com os interruptores S_7 e S_8 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_2 e S_1 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_3 , D_7 e D_8 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_1 .

Figura 60 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.



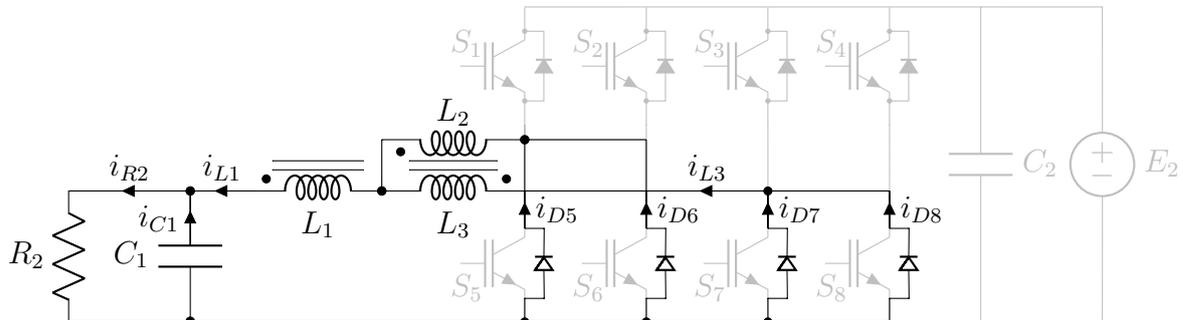
Fonte: Do autor, 2019.

Um ponto importante para ressaltar é que considerando a operação em regime permanente, a primeira etapa de operação vem logo após a oitava, portanto a descarga

da energia acumulada no capacitor C_1 representada na Figura 60 é uma consequência da continuidade das etapas de operação.

Na segunda, quarta, sexta e oitava etapas de operação, Figura 61 é possível verificar através da representação dos pulsos de comando dos interruptores apresentado na Figura 59 que todas os interruptores permanecem bloqueadas entre os intervalos $(t_1 e t_2)$, $(t_3 e t_4)$, $(t_5 e t_6)$ e $(t_7 e t_8)$. Neste intervalo ocorre que as correntes i_{L_2} e i_{L_3} decresçam linearmente. Com o bloqueio dos interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_5, S_6, S_7 e S_8 fazendo assim com que ocorra o fechamento de uma malha onde circulará corrente. A malha é composta por $L_1, L_2, L_3, D_5, D_6, D_7$ e D_8 onde ocorre a descarga da energia armazenada nos elementos magnéticos durante os intervalos da segunda, quarta, sexta e oitava etapa de operação. Ao colocar os indutores L_2 e L_3 juntamente com os diodos D_5, D_6, D_7 e D_8 em paralelo, faz com que seja possível um maior processamento de energia sem aumentar os esforços sobre os componentes, distribuindo igualmente entre os braços do conversor. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também a descarga do capacitor do filtro de saída C_1 .

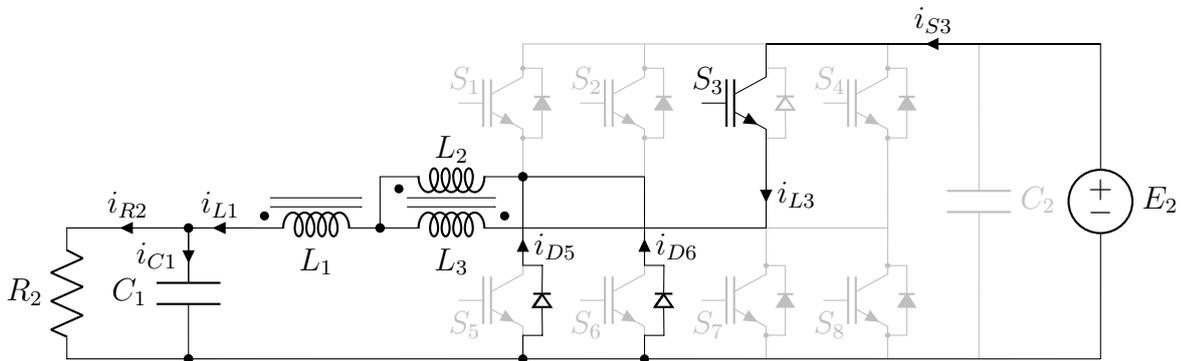
Figura 61 – Segunda, quarta, sexta e oitava etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.



Fonte: Do autor, 2019.

Na terceira etapa de operação, Figura 62, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando das chaves apresentado na Figura 59 que a chave S_3 permanece em condução entre o intervalo $(t_2 e t_3)$. Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L_2} decresça linearmente enquanto i_{L_3} se mantém em linear crescente. Com as chaves S_1 e S_2 bloqueadas ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_5 e S_6 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1, L_3 e S_3 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1, L_2, D_5 e D_6 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_1 .

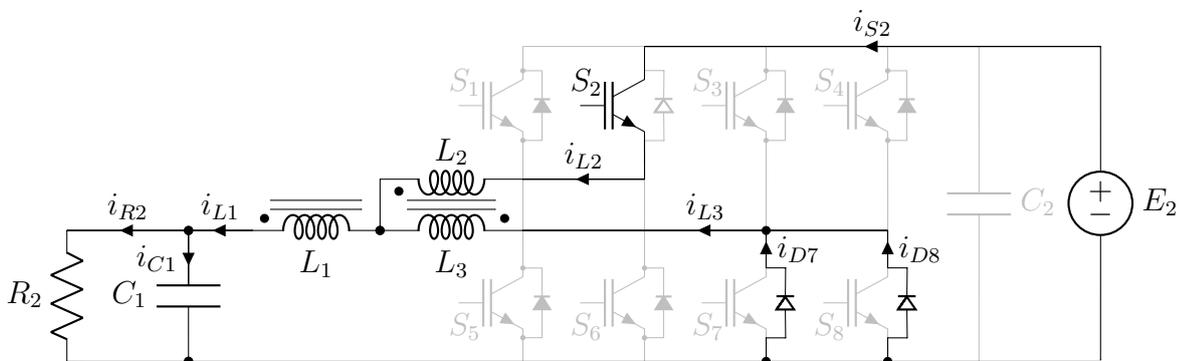
Figura 62 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.



Fonte: Do autor, 2019.

Na quinta etapa de operação, Figura 63, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando das chaves apresentado na Figura 59 que a chave S_2 permanece em condução entre o intervalo $(t_4 \text{ e } t_5)$. Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L_3} decresça linearmente enquanto i_{L_2} se mantém em linear crescente. Com as chaves S_3 e S_4 bloqueadas ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_7 e S_8 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_2 e S_2 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_3 , D_7 e D_8 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_1 .

Figura 63 – Quinta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.

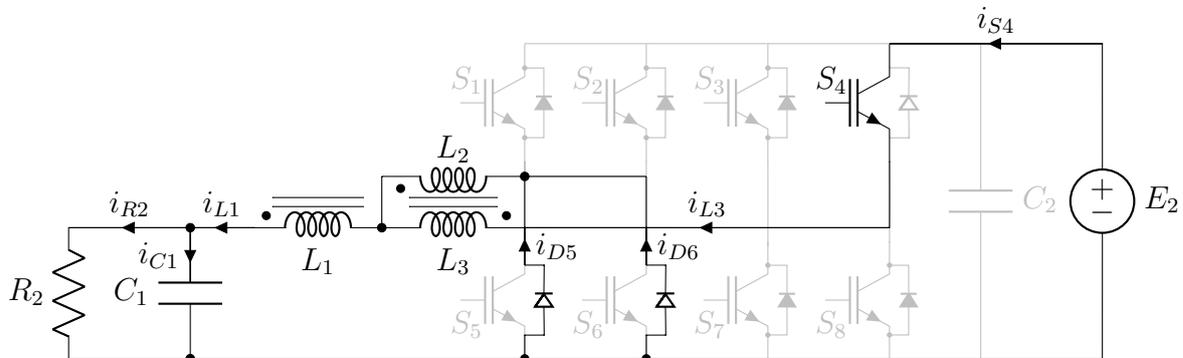


Fonte: Do autor, 2019.

Na sétima etapa de operação, Figura 64, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando das chaves apresentado na Figura 59 que a chave S_4 permanece em condução entre o intervalo $(t_6 \text{ e } t_7)$. Neste intervalo ocorre que a corrente i_{L_2} decresça

linearmente enquanto i_{L_3} se mantém em linear crescente. Com as chaves S_1 e S_2 bloqueadas ocorre a entrada em condução dos diodos conectados em anti-paralelo com os interruptores S_5 e S_6 , fazendo assim com que ocorra o fechamento de duas malhas onde circulará corrente. A primeira composta pelo indutores L_1 , L_3 e S_4 , onde ocorre o armazenamento de energia durante o intervalo da segunda etapa de operação. E a outra malha que conecta a fonte de alimentação com a carga através dos elementos L_1 , L_2 , D_5 e D_6 , os diodos em paralelo possibilitam o processamento de maior quantidade de energia processada com menor estresse sobre os componentes. No processo de entrega da energia da fonte de alimentação para a carga, ocorre também o carregamento do capacitor do filtro de saída C_1 .

Figura 64 – Sétima etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional com indutor acoplado no sentido inverso.



Fonte: Do autor, 2019.

4.2.2 Cálculo de perdas teóricas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

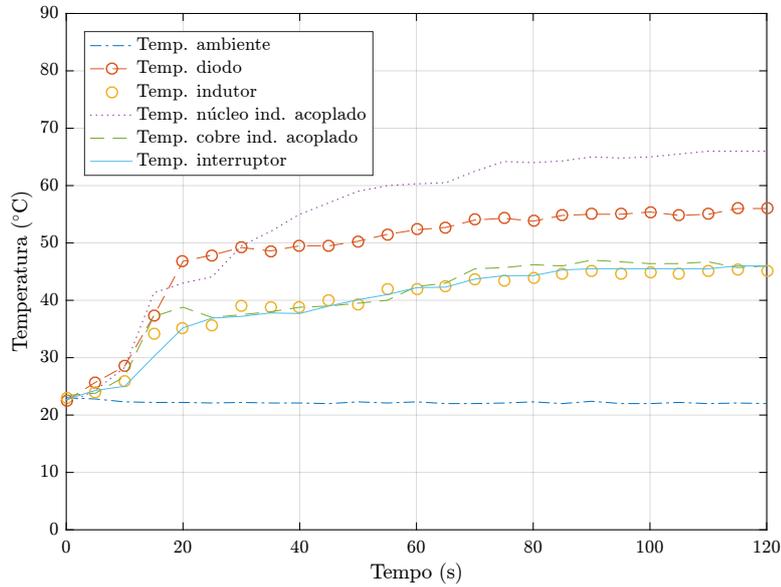
Com base nos dados da Tabela 16, com base na elevação de temperatura de cada componente operando na condição nominal Figura 65 e nas equações descritas no capítulo 3 serão apresentados a seguir as perdas teóricas do conversor CC-CC bidirecional operando no sentido direto na região R1. Será apresentado ao leitor alguns dos métodos citados no capítulo anterior para efetuar o cálculo de perdas nos componentes que compõem o conversor.

4.2.2.1 Perdas teóricas nos capacitores para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

Para o conversor operando no sentido direto, tem-se que a entrada E_2 é uma fonte de tensão constante com ondulação nula, portanto não há perdas no capacitor C_2 neste sentido de operação. Porém para o capacitor C_1 , tem-se definido uma ondulação da tensão de saída máxima de $\Delta E_1 = 1\%$, que representa uma variação de tensão conforme apresentado em (4.34).

$$\Delta V = 0,010.200 = 2,00 V \quad (4.34)$$

Figura 65 – Ensaio térmico para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



Para esta topologia neste sentido de operação, (MAYER, 2019) determinou que o valor eficaz de corrente no capacitor C_1 é dado por (4.35), onde D é a razão cíclica para operação do conversor na região $R1$. A razão cíclica para este modo de operação é definido também por (MAYER, 2019), onde $D = 0,25$.

$$I_{C1_{ef}} = \frac{\Delta I_{L_a}}{4\sqrt{2}} \quad (4.35)$$

Substituindo os dados calculados por (MAYER, 2019), é possível obter o valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor C_1 , onde:

$$I_{C1_{ef}} = \frac{2,4}{4\sqrt{2}} = 424,4 \text{ mA} \quad (4.36)$$

O capacitor escolhido para a aplicação foi o modelo MKP1848650084Y5 da fabricante Vishay.

Tabela 17 – Dados técnicos do capacitor C_1 - MKP1848650084Y5.

Parâmetro	Valor
Tensão	800 V
Capacitância	50 μF
Máxima derivada de tensão	10 $\frac{V}{\mu s}$
Corrente máxima (pico)	500 A
Corrente eficaz (rms)	18 A
ESR	4,5 m Ω

Fonte: Adaptado de (VISHAY, 2019).

A perda do capacitor ocorre devido a resistência série equivalente (ESR) do mesmo, onde nada mais é que a dissipação proveniente pela circulação de corrente pelo componente.

Portanto, com base em (3.66) e nos dados da Tabela 17, tem-se que as perdas para o capacitor na saída do conversor é:

$$P_{C1} = ESR_{C1} \cdot I_{C1ef}^2 = 794 \mu W \quad (4.37)$$

4.2.2.2 Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

Para esta topologia operando no sentido inverso, tem-se apenas os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 operando além dos diodos D_5 , D_6 , D_7 e D_8 .

Com base nos métodos de cálculos de perdas para componentes do tipo IGBT e diodos, será apresentado a seguir a aplicação destas técnicas para o conversor CC-CC bidirecional em corrente com indutor acoplado.

Perdas em condução para uma chave, com base em (3.13) e os dados das Tabelas 9 e 16:

$$P_{S_{cond}} = 1,815 W \quad (4.38)$$

Perdas em comutação, entrada em condução para uma chave, conforme (3.15), (3.16) e (3.18) e os dados das Tabelas 9 e 16:

$$P_{S_{oncom}} = 1,837 W \quad (4.39)$$

Perdas em comutação, bloqueio para uma chave, conforme (3.18) e os dados das Tabelas 9 e 16:

$$P_{S_{offcom}} = 2,97 W \quad (4.40)$$

Perdas por condução para um diodo, com base em (3.1) e os dados das Tabelas 10 e 16:

$$P_{D_{cond}} = 6,201 W \quad (4.41)$$

Perdas por entrada em condução para um diodo, conforme (3.2) e os dados das Tabelas 10 e 16:

$$P_{D_{comon}} = 313,8 mW \approx 0 \quad (4.42)$$

Perdas por bloqueio para um diodo, conforme (3.4) e os dados das Tabelas 10 e 16:

$$P_{D_{comoff}} = 330 mW \approx 0 \quad (4.43)$$

Os diodos apresentam baixas perdas por comutação, praticamente nulas, devido a tecnologia do semicondutor utilizada ser um diodo Schottky SiC.

4.2.2.3 Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

Como o conversor processa a mesma quantidade de energia para ambos os sentidos de operação, as perdas nos elementos magnéticos são as mesmas, tanto para o sentido direto quanto para o sentido inverso, uma vez que os valores da resistência dos enrolamentos, perdas volumétricas e o valor médio da corrente circulante pelos elementos magnéticos se mantêm os mesmos.

Logo será apenas apresentado o valor das perdas nos enrolamentos de cobre (4.44) e (4.47), nos núcleos (4.45) e (4.48) e as perdas totais (4.46) e (4.49), para os elementos magnéticos.

Indutor L_1 :

$$P_{L_1} = 10,327 W \quad (4.44)$$

$$P_{tot_{hist}} = 2,084 W \quad (4.45)$$

$$P_{tot_{L_1}} = P_{tot_{hist}} + P_{L_1} = 12,376 W \quad (4.46)$$

Indutor L_2 e L_3 :

$$P_L = 2,41 W \quad (4.47)$$

$$P_{tot_{hist}} = P_{hist} \cdot V_L = 9,213 W \quad (4.48)$$

$$P_{tot_L} = P_{tot_{hist}} + P_L = 11,623 W \quad (4.49)$$

4.2.3 Análise prática de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

Serão apresentados os valores experimentais obtidos para as condições de operação já citadas e calculadas teoricamente. Os testes iniciaram com um ensaio térmico do conversor para padronizar a coleta da dados. Logo, é possível observar através da Figura 65, que apresenta as temperaturas máximas de operação dos componentes analisados no circuito.

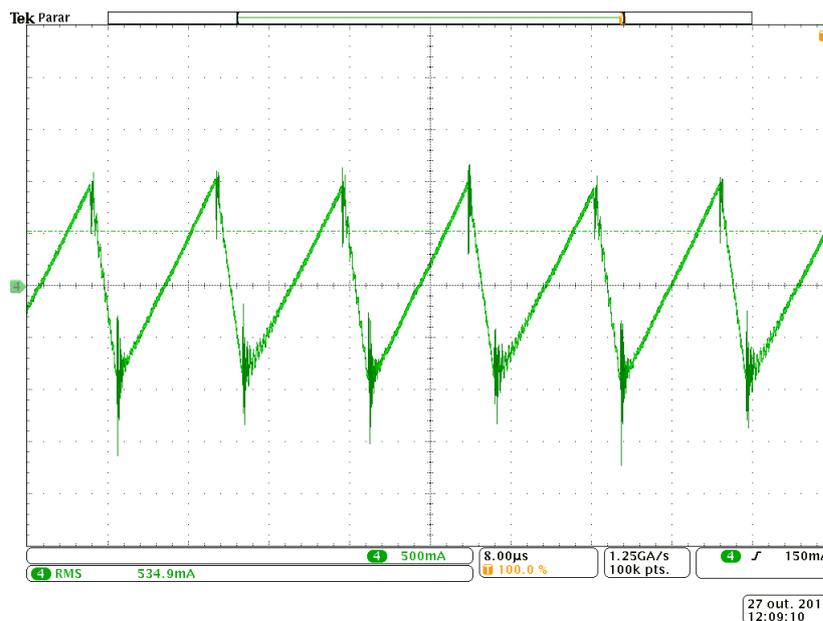
O ensaio térmico e todos demais ensaios foram efetuados em ambiente com a temperatura e umidade do ambiente controlada entre, $22^\circ C - 23^\circ C$ e $65\% - 70\%$ respectivamente. Fazendo com que se crie um padrão para os dados coletados em todos os ensaios realizados para coleta de dados.

4.2.3.1 Perdas experimentais no capacitor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

Para as perdas no capacitor, foi utilizado um analisador de impedâncias para verificar o comportamento do capacitor com a variação da frequência, para assim então determinar a resistência série equivalente do componente $RSE_{C_1} = 4,8 m\Omega$. Com os dados do analisador de impedância são possível retirar o modelo equivalente do componente e juntamente com o valor eficaz da corrente sobre o dispositivo, é possível determinar as perdas no capacitor C_1 para o conversor operando no sentido inverso.

$$P_{C_1} = 0,0048 \cdot 0,535^2 = 1,4 mW \quad (4.50)$$

Figura 66 – Corrente eficaz no capacitor C_1 para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



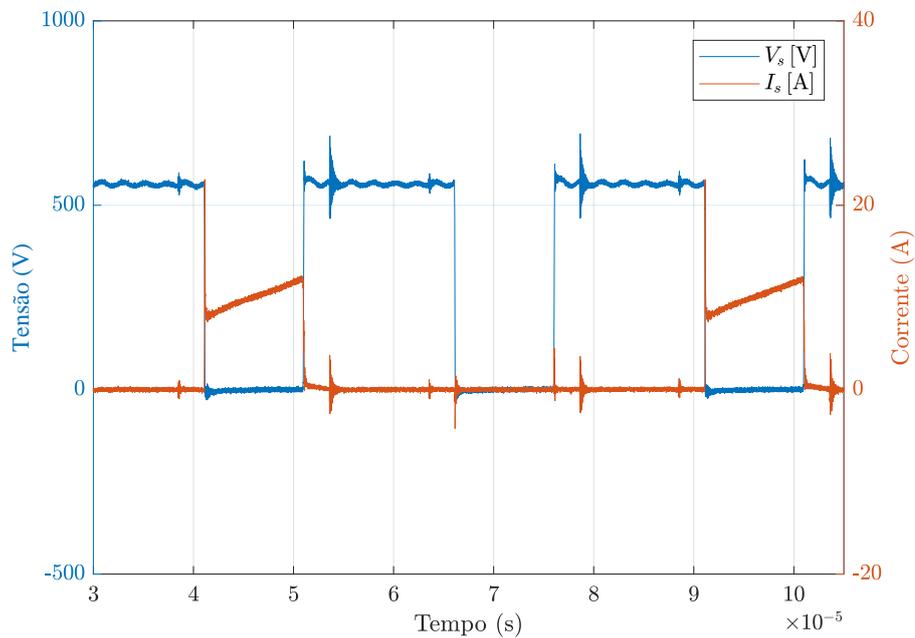
4.2.3.2 Perdas experimentais nos semicondutores para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Serão apresentadas as perdas experimentais para os semicondutores que estão presentes neste sentido de operação do conversor.

Interruptores: As perdas para os interruptores são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

A Figura 67 apresenta os esforços de tensão e corrente no interruptor para o conversor operando no sentido inverso, onde, com base nos dados experimentais coletados

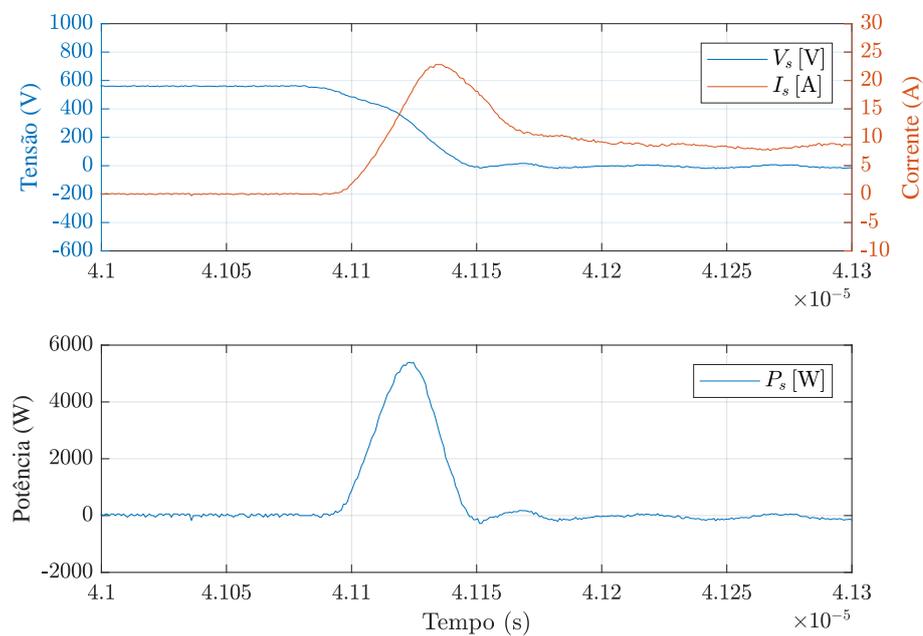
Figura 67 – Esforços no interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz da corrente, para então determinar as perdas por condução para os interruptores, onde $I_{s_{ef}} = 5,052 \text{ A}$.

$$P_{S_{cond}} = 2,562 \text{ W} \quad (4.51)$$

Figura 68 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.

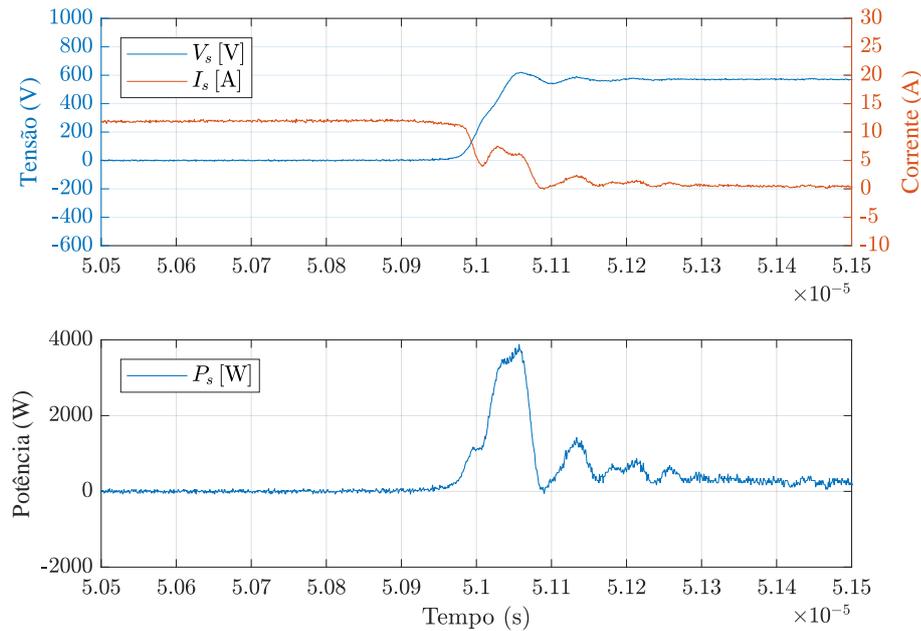


A Figura 68 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do semiconductor, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pela entrada em condução deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada na entrada em condução para os interruptores.

$$P_{S_{oncom}} = 2,20 \text{ W} \quad (4.52)$$

A Figura 69 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do semiconductor, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os interruptores.

Figura 69 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.

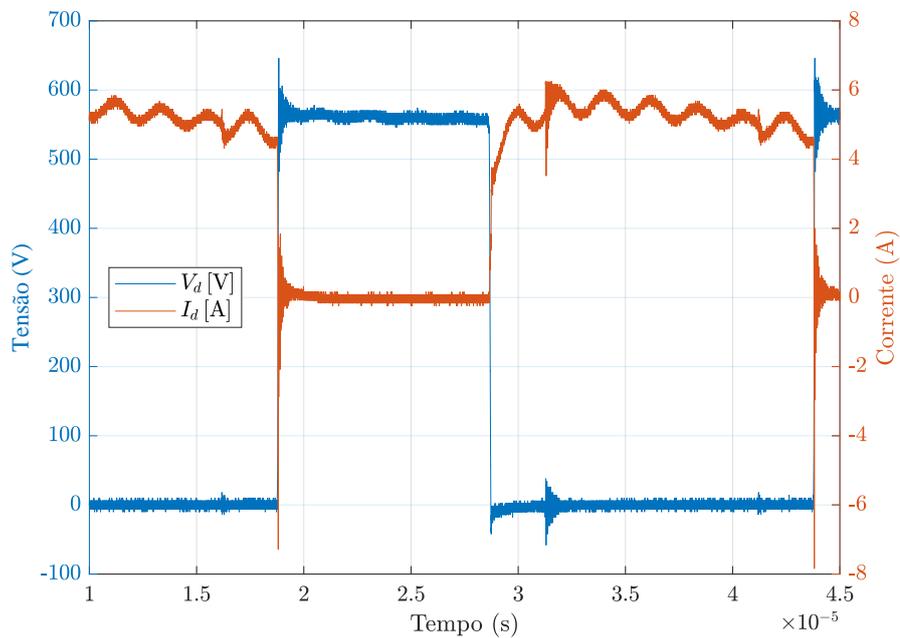


$$P_{S_{offcom}} = 3,61 \text{ W} \quad (4.53)$$

Diodos: As perdas para os diodos são divididas em 3 partes, entrada em condução, durante a condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

A Figura 70 apresenta os esforços de tensão e corrente no diodo para o conversor operando no sentido inverso, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz e o valor médio da corrente, para então

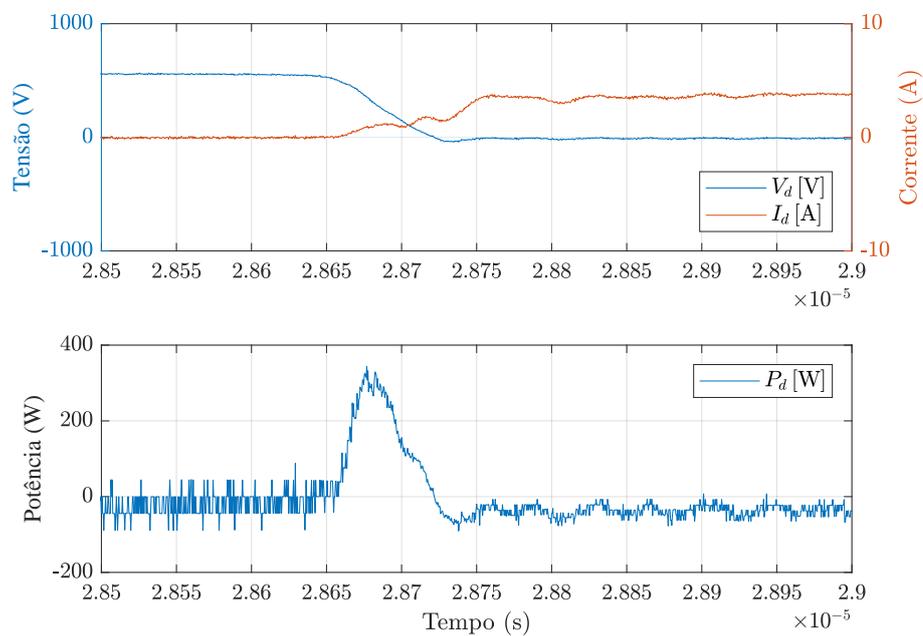
Figura 70 – Esforços no diodo para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



determinar as perdas por condução para os diodos, onde $I_{D_{ef}} = 4,11 A$, $I_{D_{med}} = 3,29 A$ e a queda de tensão sobre o diodo $V_{TO} = 1,12 V$.

$$P_{D_{cond}} = 4,2858 W \quad (4.54)$$

Figura 71 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.

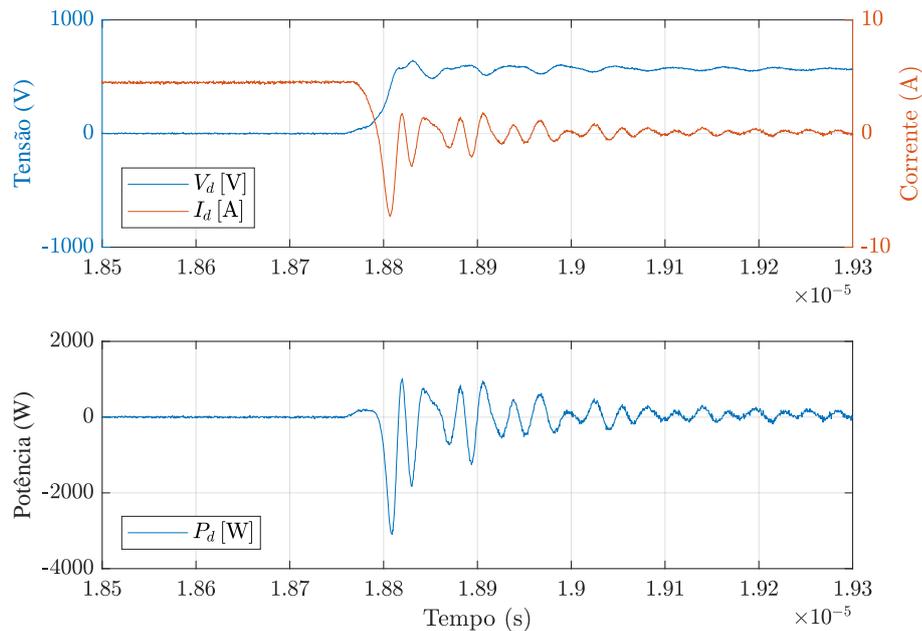


A Figura 71 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pela entrada em condução deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada na entrada em condução para os diodos.

$$P_{D_{oncom}} = 0,2237 W \quad (4.55)$$

A Figura 72 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os diodos.

Figura 72 – Bloqueio do diodo para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



$$P_{D_{offcom}} = 0,5715 W \quad (4.56)$$

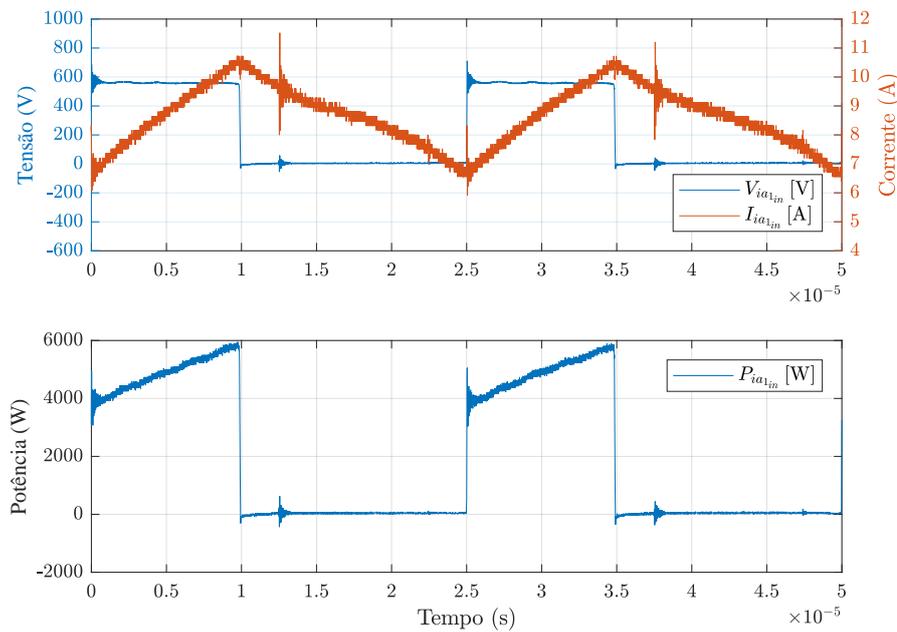
4.2.3.3 Perdas experimentais nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido direto

Indutor acoplado: Para validar as perdas teóricas para o indutor acoplado foi utilizado a técnica da diferença entre as potências instantâneas das entradas e da saída do indutor acoplado, para otimizar a coleta dos melhores resultados, porém a falta de

precisão das ponteiros de aquisição dos dados foi a maior das dificuldades encontradas, pois dessa forma não se aplica precisão nos resultados obtidos.

A Figura 73 e 74 apresentam os sinais de tensão e corrente das entradas dos enrolamentos do indutor acoplado, além de apresentar também as potências instantâneas nas respectivas entradas.

Figura 73 – Potência instantânea na entrada de um enrolamento do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



Já a Figura 75 apresenta os valores de tensão e corrente de saída do indutor acoplado e a potência instantânea de saída, através das formas de onda é possível observar que a frequência dos sinais da saída é duas vezes a frequência de chaveamento que os valores da entrada do indutor acoplado, isso é devido a modulação utilizada para comutar os semicondutores.

Os valores médios das potências das entradas e da saída foram calculados via software matemático e são utilizados para determinar uma aproximação das perdas reais provenientes no indutor acoplado (4.57), $P_{ia_{1in}} = 1944,1 W$, $P_{ia_{2in}} = 2174,5 W$ e $P_{ia_{out}} = 4049,2 W$. Lembrando que as perdas nos elementos magnéticos são dadas pela soma das perdas nos enrolamentos de cobre e das perdas no núcleo.

$$P_{ia_{total}} = 69,40 W \quad (4.57)$$

Indutor L_1 :

A Figura 76 apresenta os esforços de tensão, corrente e a potência instantânea na entrada do indutor L_1 para o conversor operando no sentido inverso, onde, com base nos

Figura 74 – Potência instantânea na entrada de um enrolamento do indutor acoplado (L_3) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.

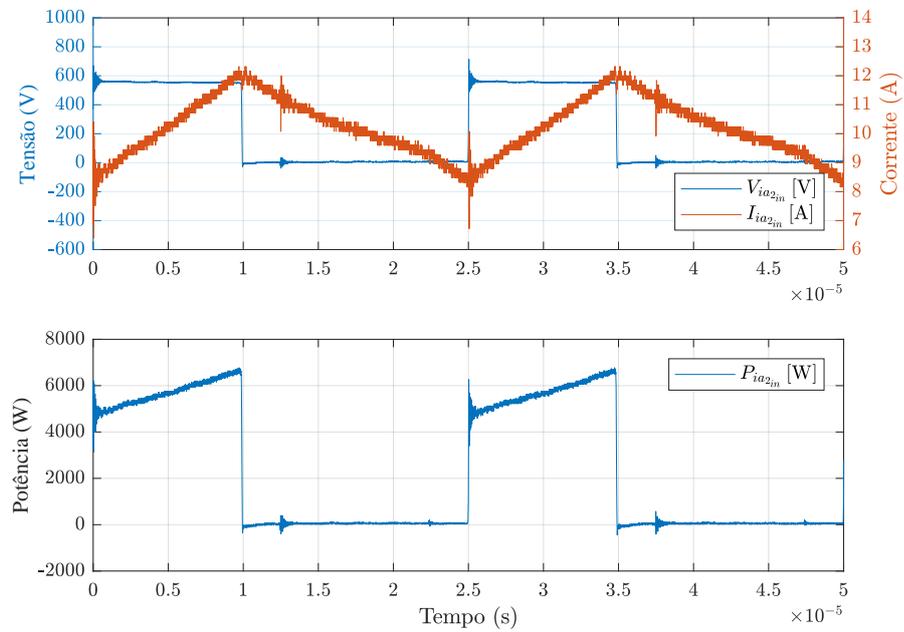


Figura 75 – Potência instantânea na saída do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.

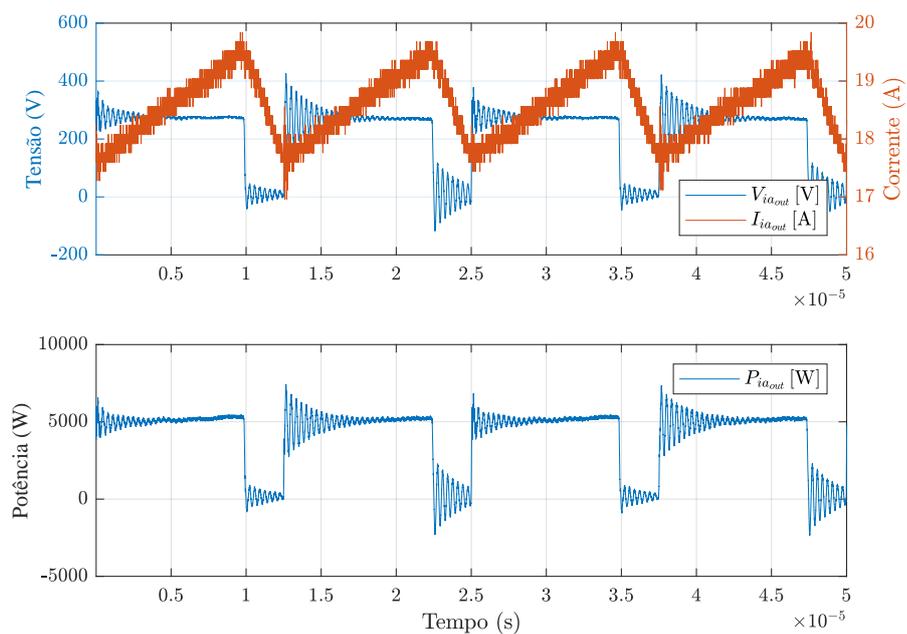
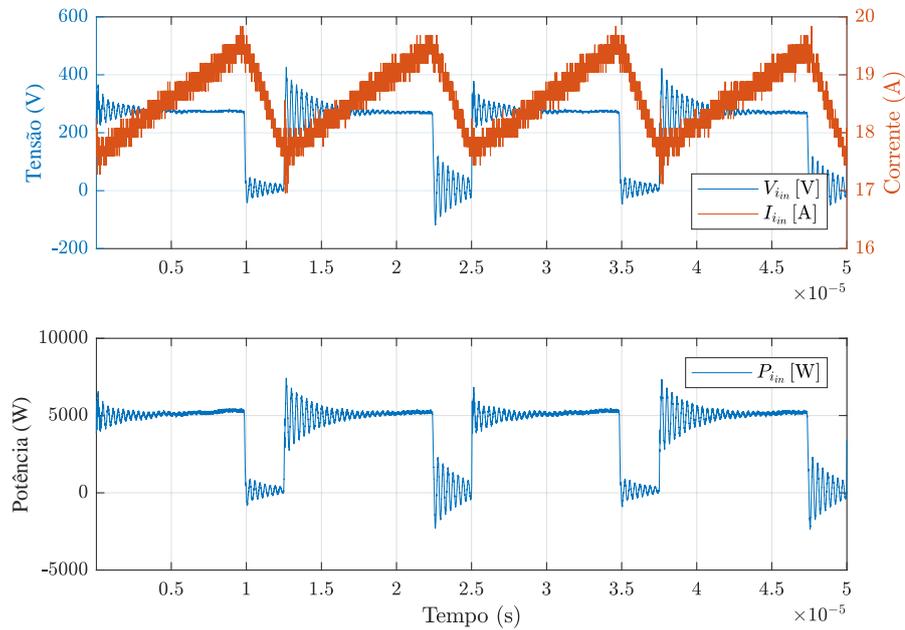
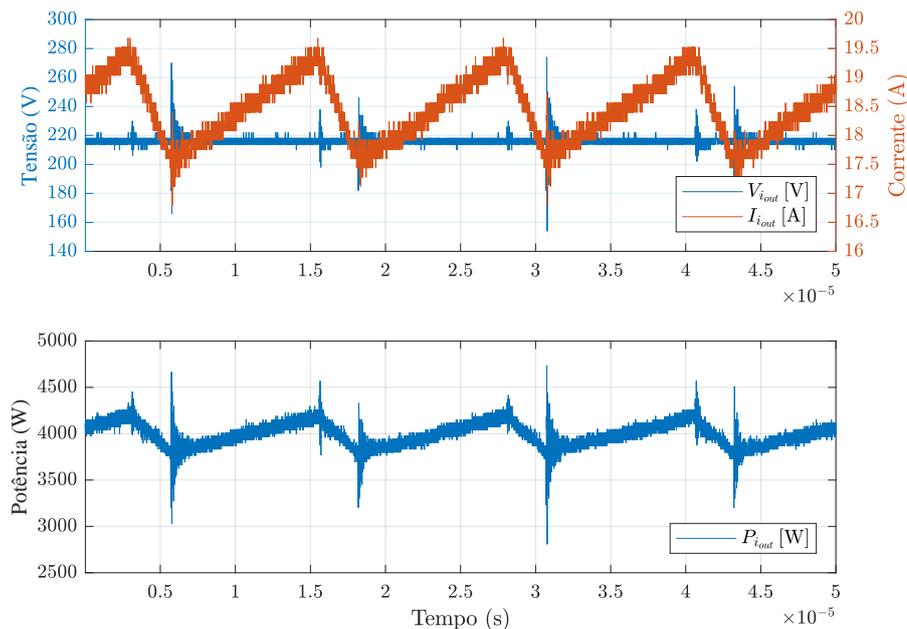


Figura 76 – Potência instantânea na entrada do indutor (L_1) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor médio da potência instantânea de entrada do indutor $P_{i_{in}} = 4,0485 \text{ kW}$.

Figura 77 – Potência instantânea na saída do indutor (L_1) para o conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.



A Figura 77 apresenta os esforços de tensão, corrente e a potência instantânea na saída do indutor L_1 para o conversor operando no sentido inverso, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se médio da

potência instantânea de saída do indutor $P_{i_{out}} = 3,9984 \text{ kW}$.

Com isso é possível determinar a perda total para o indutor L_1 , que é dividida entre perda nos enrolamentos de cobre e perda no núcleo.

$$P_{i_{tot}} = 50,1 \text{ W} \quad (4.58)$$

4.2.4 Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso

Será apresentada uma análise comparativa entre os valores teóricos e práticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado. A Tabela 18 apresenta os valores das perdas totais em cada um dos componentes estudados neste trabalho, bem como o valor absoluto do erro percentual das perdas.

Conforme os métodos utilizados tanto teoricamente quanto experimentalmente, possíveis divergências nos valores calculados e experimentados, podem ser relacionados a modelos e métodos teóricos onde os elementos estão submetidos a mais controladas de tensão e corrente para que tenha-se modelos e métodos de cálculos de perdas mais apurados. Principalmente para os elementos magnéticos, que foi o elemento que mais apresenta divergência entre os valores calculados e experimentados.

Tabela 18 – Comparação resultados teóricos e práticos para o conversor CC–CC bidirecional intercalado com indutor acoplado operando no sentido inverso.

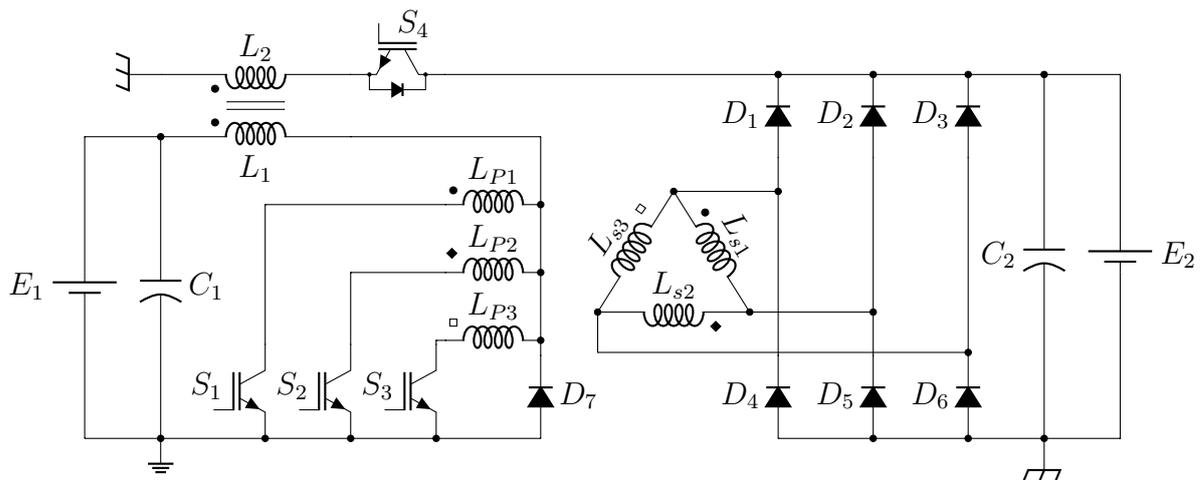
Componente	Perdas totais teóricas [W]	Perdas totais experimental [W]	Erro [%]
Capacitores [C_1]	0,000794	0,0014	76,3
Interruptores	6,622	8,372	26,4
Diodos	6,845	5,08	25,8
Indutor L_1	12,376	50,1	304,9
Indutor acoplado L_2 e L_3	11,623	69,40	497,1

Fonte: Do autor, 2019.

5 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL FLYBACK / PUSH-PULL TRIFÁSICO

A topologia de conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico proposta por (KATTEL, 2018) é apresentada na Figura 78. A estrutura é constituída pelos seguintes dispositivos: um indutor acoplado, três transformadores monofásicos, formando um transformador trifásico, dois capacitores de filtragem, quatro interruptores e sete diodos. A estrutura é elevadora / abaixadora de tensão. No sentido direto do fluxo de potência, a tensão de saída teoricamente varia na faixa de $0 \leq V_o \leq \infty$, que corresponde à faixa de razão cíclica de $0 \leq D \leq 1$ e para sentido inverso do fluxo de potência, a estrutura é elevadora / abaixadora de tensão, cujo o intervalo de tensão disponível na saída é de 0 à ∞ , a qual corresponde à faixa de variação da razão cíclica $0 \leq D \leq 1$, que é aplicada ao interruptor S_4 . O indutor acoplado é responsável pelo armazenamento e transferência de energia processada da fonte E_1 para E_2 e vice-versa.

Figura 78 – Topologia conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico.



Fonte: Do autor, 2019.

Segundo (KATTEL, 2018) o conversor operando no modo de condução contínua, possui três regiões de operação R_1 , R_2 e R_3 , onde essas regiões representam a simultaneidade de condução dos elementos semicondutores, conforme Tabela 19. Para o sentido inverso, o conversor opera como um conversor Flyback convencional podendo operar no modo de condução contínua, descontínua e crítica, porém neste trabalho o estudo do conversor será desenvolvido no sentido direto na região R_2 e para o sentido inverso, ambos no modo de condução contínua.

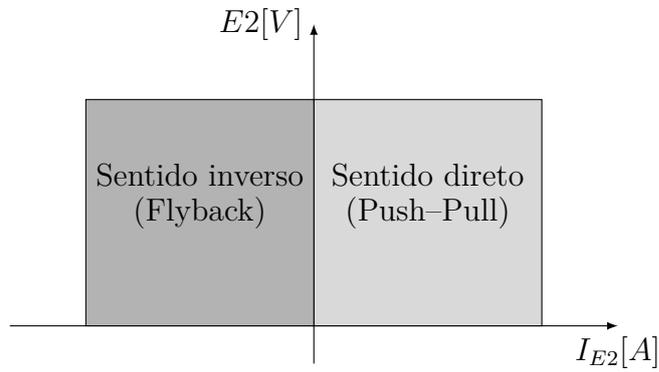
A Figura 79 apresenta o fluxo da energia em ambos os sentidos de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico, além do comportamento da topologia para cada sentido de operação.

Tabela 19 – Região de operação conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.

Região	Razão cíclica	Simultaneidade
R_1	$0 < D < \frac{1}{3}$	Não ocorre
R_2	$\frac{1}{3} < D < \frac{2}{3}$	Até 2 interruptores
R_3	$\frac{2}{3} < D < 1$	Até 3 interruptores

Fonte: Adaptado de (KATTEL, 2018).

Figura 79 – Fluxo de energia do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico.



Fonte: Do autor, 2019.

As especificações de projeto definidas por (KATTEL, 2018) serão mantidas para análise do estudo de perdas no conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico.

5.1 SENTIDO DIRETO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL FLYBACK / PUSH–PULL TRIFÁSICO

Para o modo de operação no sentido direto (Push–Pull), foi definido pela análise do comportamento dos elementos que compõem a estrutura do conversor, que na região de operação R_2 , tem-se razão cíclica $\frac{1}{3} < D < \frac{2}{3}$ para o período T_s .

Ao analisar o diagrama de pulsos nos interruptores apresentado na Figura 80, é possível observar que nos intervalos Δt_n ímpares ocorre a simultaneidade de condução de interruptores, ou seja, dois interruptores com sinal de comando, possibilitando a condução dos mesmos. Para os intervalos Δt_n pares, não ocorre a simultaneidade, ou seja, apenas um interruptor conduz por vez. Logo os intervalos Δt_n ímpares tem sempre o mesmo período entre sí, o que ocorre também com os intervalos Δt_n pares.

5.1.1 Etapas de operação no sentido direto do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico

Para o sentido direto de operação temos como fonte de alimentação CC E_1 , e E_2 o lado onde esta posicionada a carga.

Tabela 20 – Esforços nos componentes do conversor CC–CC bidirecional em corrente Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto e região R2.

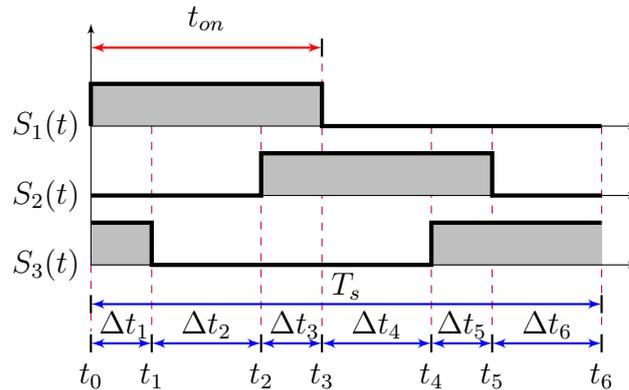
Potência	$2,0 \text{ kW}$
Tensão saída	$E_2 = 450 \text{ V}$
Corrente de saída	$I_2 = 4,45 \text{ A}$
Tensão de entrada	$E_1 = 75,0 \text{ V}$
Ondulação corrente de entrada I_1	$\Delta I_1 = 2,15 \text{ A}$
Valor médio de corrente no indutor acoplado L_1	$I_{L_1_{med}} = 26,665 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no indutor acoplado L_1	$I_{L_1_{ef}} = 26,665 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no primário do transformador	$I_{p_{ef}} = 14,7575 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no secundário do transformador	$I_{s_{ef}} = 2,9515 \text{ A}$
Valor médio de corrente nos interruptores	$I_{S_{med}} = 8,88 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente nos interruptores	$I_{S_{ef}} = 14,875 \text{ A}$
Valor máximo de tensão nos interruptores	$V_{S_{max}} = 180 \text{ V}$
Valor médio de corrente nos diodos	$I_{D_{med}} = 1,345 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente nos diodos	$I_{D_{ef}} = 2,665 \text{ A}$
Valor máximo de tensão nos diodos	$V_{D_{max}} = 450 \text{ V}$
Valor eficaz de corrente no capacitor de saída C_2	$I_{C_2_{ef}} = 2,51 \text{ A}$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E_2 = 3,0 \text{ V}$
Relação de transformação do transformador	$n_T = 5$
Frequência de comutação	$f_s = 25 \text{ kHz}$

Fonte: Adaptado de (KATTEL, 2018).

A primeira etapa de operação do conversor 81 tem início em t_0 e termina em t_1 , conforme Figura 80, neste intervalo ocorre a transferência de energia nos elementos

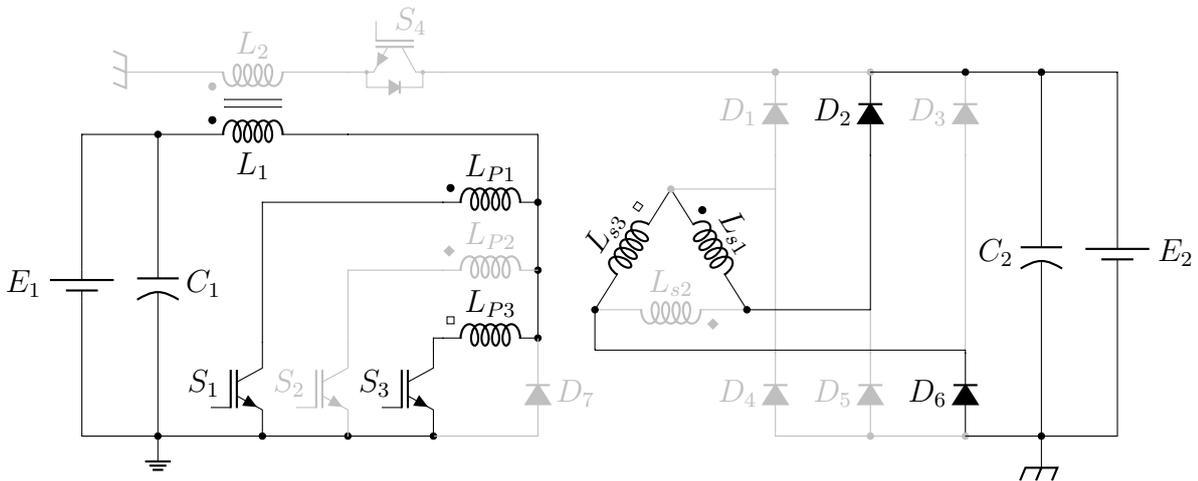
magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são as chaves S_1 e S_3 , para o lado primário, e os diodos D_2 , e D_6 do lado secundário. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Com a condução das chaves S_1 e S_3 simultaneamente, ambas recebem parcelas iguais da corrente i_{L_1} .

Figura 80 – Sinais de comando dos interruptores do conversor no sentido direto e região R_2 .



Fonte: Do autor, 2019.

Figura 81 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.

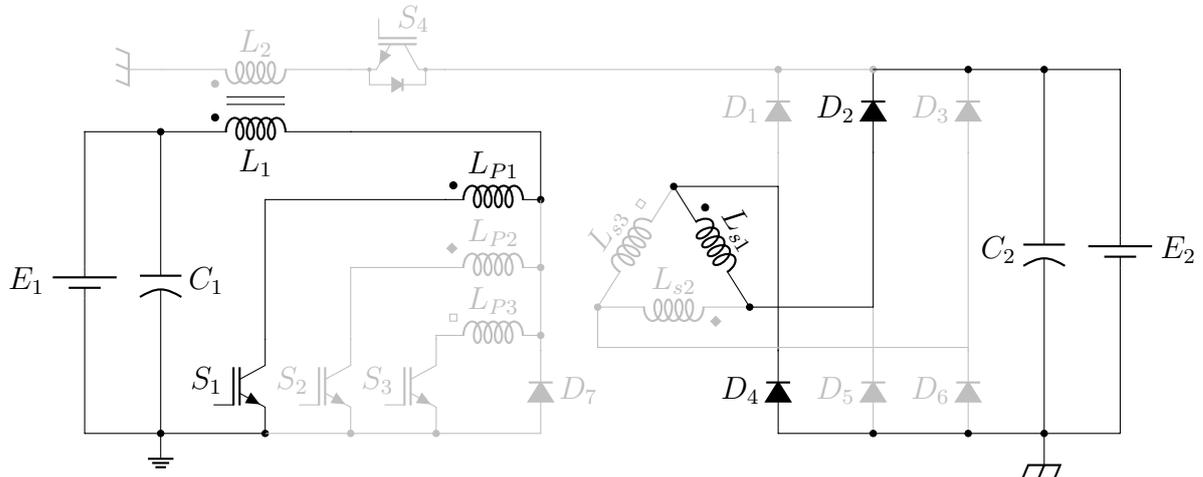


Fonte: Do autor, 2019.

A segunda etapa de operação do conversor 82 tem início em t_1 e termina em t_2 , conforme Figura 80, neste intervalo ocorre a transferência de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são as chaves S_1 , para o lado primário, e os diodos D_2 , e D_4 do lado secundário. Nesta etapa ocorre o decaimento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Com a condução de uma única chave neste

intervalo, toda corrente circulante no lado primário passa por esta chave, não havendo compartilhamento da corrente de entrada entre semicondutores do lado primário.

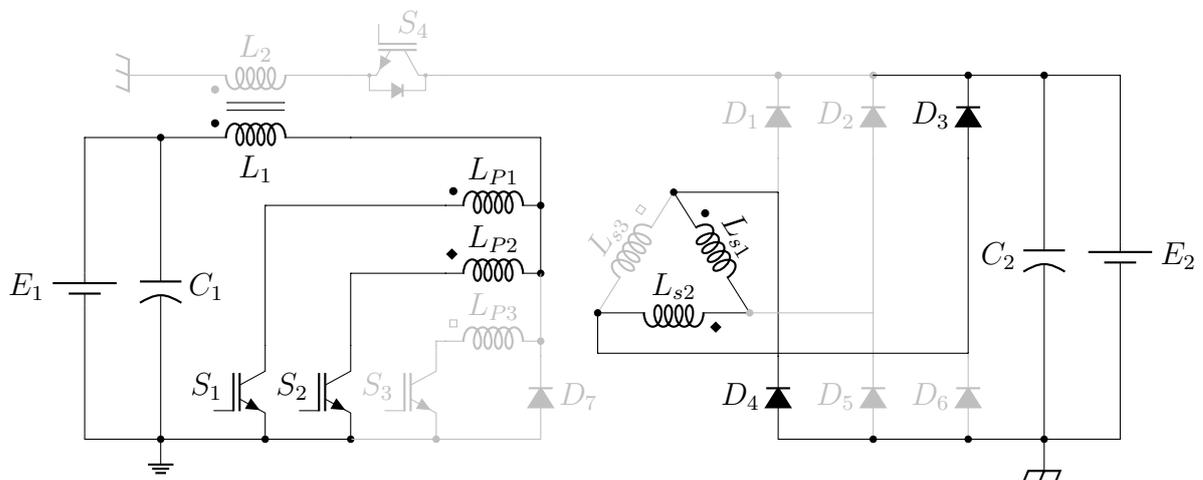
Figura 82 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.



Fonte: Do autor, 2019.

A terceira etapa de operação do conversor 83 tem início em t_2 e termina em t_3 , conforme Figura 80, neste intervalo ocorre a transferência de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são as chaves S_1 e S_2 , para o lado primário, e os diodos D_3 , e D_4 do lado secundário. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Com a condução das chaves S_1 e S_2 simultaneamente, ambas recebem parcelas iguais da corrente i_{L_1} .

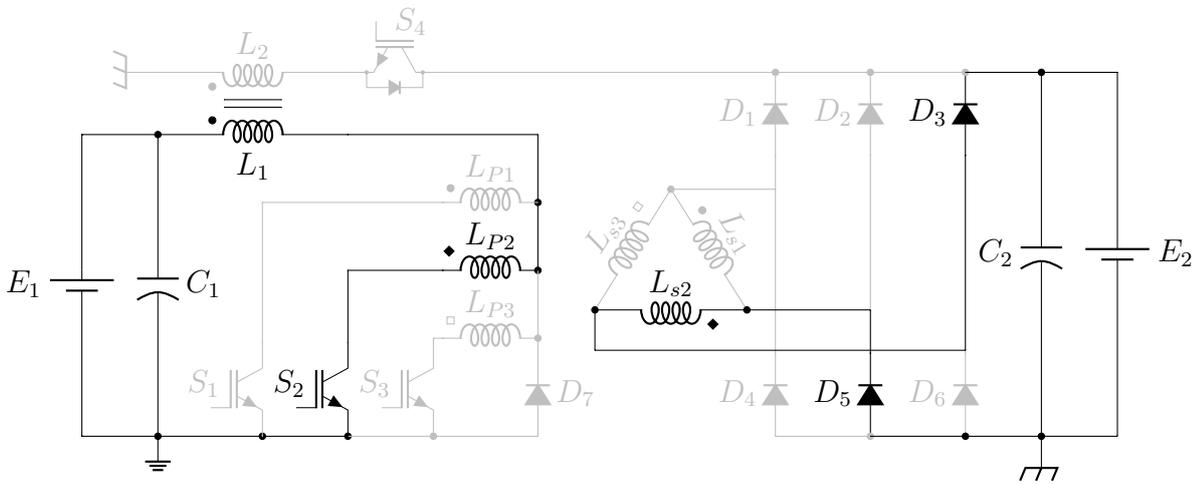
Figura 83 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.



Fonte: Do autor, 2019.

A quarta etapa de operação do conversor 84 tem início em t_3 e termina em t_4 , conforme Figura 80, neste intervalo ocorre a transferência de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são as chaves S_2 , no lado primário, e os diodos D_3 , e D_5 do lado secundário. Nesta etapa ocorre o decaimento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Com a condução de uma única chave neste intervalo, toda corrente circulante no lado primário passa por esta chave, não havendo compartilhamento da corrente de entrada entre semicondutores do lado primário.

Figura 84 – Quarta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.

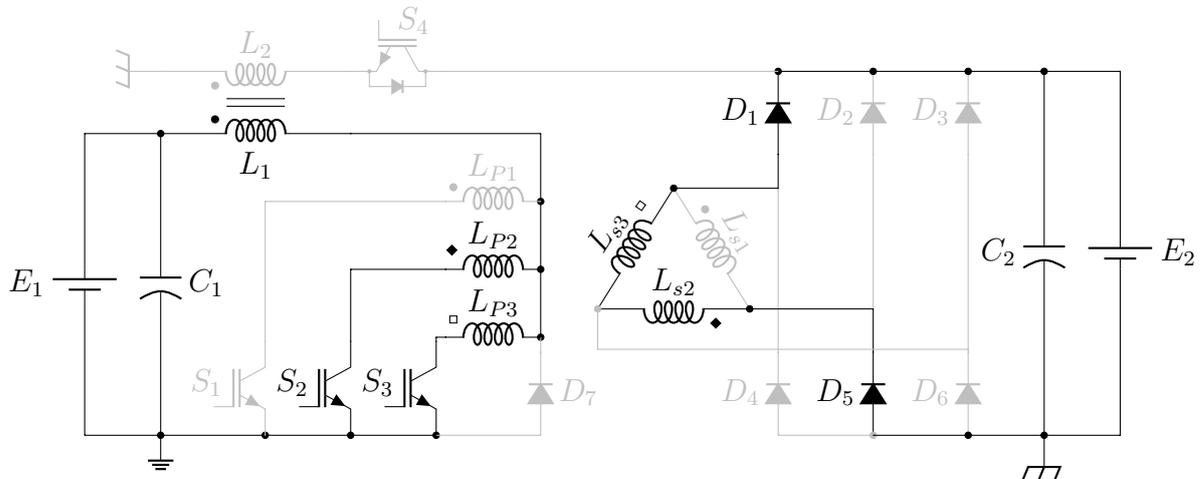


Fonte: Do autor, 2019.

A quinta etapa de operação do conversor 85 tem início em t_4 e termina em t_5 , conforme Figura 80, neste intervalo ocorre a transferência de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são as chaves S_2 e S_3 , para o lado primário, e os diodos D_1 , e D_5 do lado secundário. Nesta etapa ocorre o aumento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Com a condução das chaves S_2 e S_3 simultaneamente, ambas recebem parcelas iguais da corrente i_{L_1} .

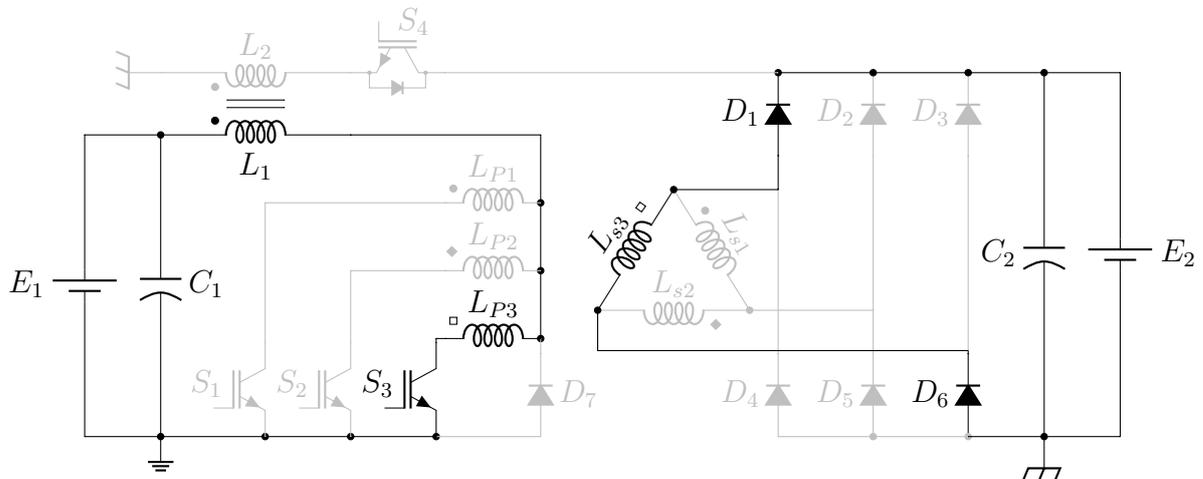
A sexta etapa de operação do conversor 86 tem início em t_5 e termina em t_6 , conforme Figura 80, neste intervalo ocorre a transferência de energia nos elementos magnéticos que compõem a topologia estudada. Os dispositivos semicondutores que possibilitam o caminho para circulação de corrente nesta etapa são as chaves S_3 , para o lado primário, e os diodos D_1 , e D_6 do lado secundário. Nesta etapa ocorre o decaimento da corrente i_{L_1} linearmente, até o final do período. Com a condução de uma única chave neste intervalo, toda corrente circulante no lado primário passa por esta chave, não havendo compartilhamento da corrente de entrada entre semicondutores do lado primário.

Figura 85 – Quinta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.



Fonte: Do autor, 2019.

Figura 86 – Sexta etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido direto.

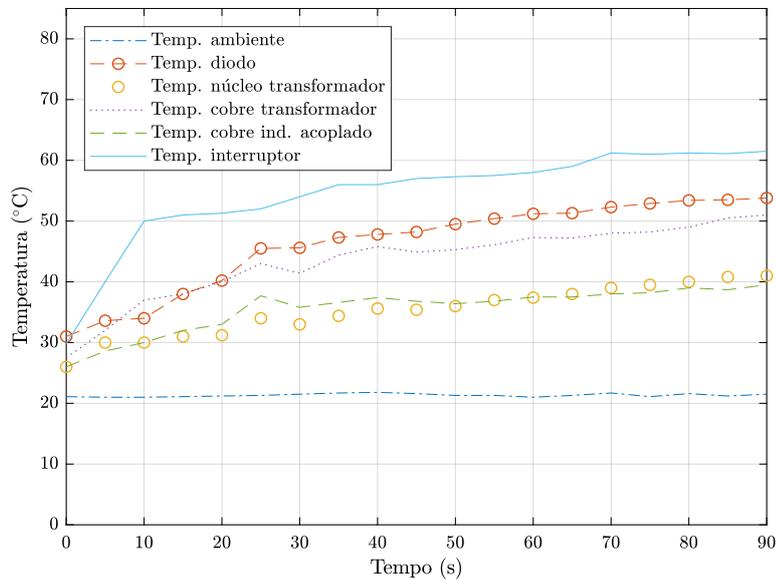


Fonte: Do autor, 2019.

5.1.2 Cálculo de perdas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Com base nos dados da Tabela 20, nas análises de elevação de temperatura em cada um dos componentes na sua condição real de operação Figura 87 e nas equações descritas no capítulo 3 serão apresentados a seguir as perdas teóricas do conversor CC-CC bidirecional operando no sentido direto na região R2.

Figura 87 – Ensaio térmico para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.



5.1.2.1 Perdas teóricas nos capacitores para o CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

O capacitor escolhido para a aplicação foi o modelo MKP1848622454P4 da fabricante Vishay.

Tabela 21 – Dados técnicos do capacitor C_2 - MKP1848622454P4.

Parâmetro	Valor
Tensão	450 V
Capacitância	22 μF
Máxima derivada de tensão	40 $\frac{V}{\mu s}$
Corrente máxima (pico)	880 A
Corrente eficaz (rms)	11,5 A
ESR	6,5 m Ω

Fonte: Adaptado de (VISHAY, 2019).

A perda do capacitor ocorre devido a resistência série equivalente (ESR) do mesmo, onde nada mais é que a dissipação proveniente pela circulação de corrente pelo componente. Portanto com base em (3.66) e os dados da Tabela 21, tem-se que as perdas para o capacitor na saída do conversor é:

$$P_{C_2} = ESR_{C_2} \cdot I_{C_2_{ef}}^2 = 40,95 \text{ mW} \quad (5.1)$$

5.1.2.2 Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Para esta topologia operando no sentido direto, tem-se apenas os interruptores S_1 , S_2 e S_3 operando além dos diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6 .

Com base nos métodos de cálculo de perdas para componentes do tipo IGBT e diodos, será apresentado a seguir a aplicação destas técnicas para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico.

A Tabela 22 apresenta os dados técnicos utilizados para cálculo de perdas, referentes aos IGBT utilizados para construção do projeto do conversor.

Tabela 22 – Dados técnicos dos interruptores para o sentido direto de operação - APT65GP60J.

Parâmetros	Varável	Valor
Tensão (coletor - emissor)	V_{CE}	600 V
Corrente máxima (coletor)	I_C	60 A
Potência máxima dissipada operando à 25°C	P_D	431 W
Resistência (coletor - emissor)	$R_{CE(on)}$	22 mΩ
Tensão limite	$V_{GE(th)}$	4,5 V
Capacitância de entrada	C_{iss}	7400 pF
Tempo de subida	t_r	40 ns
Tempo de descida	t_s	60 ns
Energia para entrar em condução	E_{on}	605 μJ
Energia para bloquear	E_{off}	450 μJ
Recuperação reversa (diodo)	t_{rr}	40 ns
Corrente recuperação reversa (diodo)	I_{rr}	3,2 A

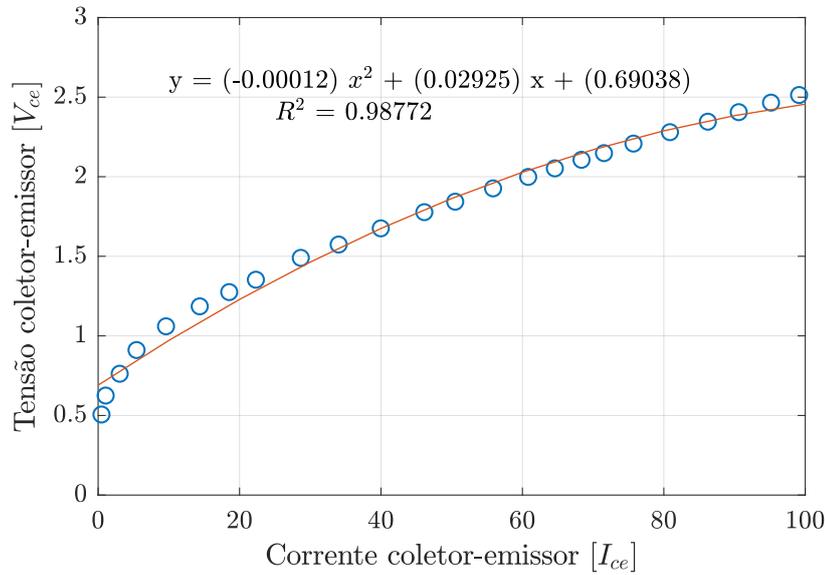
Fonte: Adaptado de (MICROSEMI, 2003).

Conforme apresentado no Capítulo 3, é possível calcular as perdas por condução em um IGBT através da variação de corrente durante a condução do dispositivo. Para isso foi utilizado a curva V_{CE} por I_{CE} do componente, (MICROSEMI, 2003). Através dessa curva foi necessário a utilização de um software para fazer uma aproximação para uma equação de segunda ordem, Figura 88 ,fazendo com que se tenha uma precisão no cálculo das perdas, uma vez que a tensão V_{CE} é variável com a corrente.

O valor associado a primeira ordem da equação está relacionado com o valor da resistência série do IGBT e o valor associado à ordem zero da equação está relacionado com a queda de tensão durante a condução do IGBT. Portanto ao utilizar essas informações junto com os dados da Tabela 20 é possível calcular as perdas para o segundo método. A variável R^2 apresentada na Figura 88 é o coeficiente de determinação, que ao ter-lô mais próximo da unidade, melhor será a aproximação da relação tensão por corrente para calculo de perdas do IGBT.

$$P_{S_{cond}} = 38,2 W \quad (5.2)$$

Figura 88 – Corrente de coletor por tensão de coletor-emissor no IGBT.



Fonte: Do autor, 2019.

Perdas em comutação, entrada em condução para uma chave, conforme (3.27) e os dados das Tabelas 20 e 22:

$$P_{S_{oncom}} = 0,765 \text{ W} \quad (5.3)$$

Perdas em comutação, bloqueio para uma chave, conforme (3.18) e os dados das Tabelas 20 e 22:

$$P_{S_{offcom}} = 11,25 \text{ W} \quad (5.4)$$

A Tabela 23 apresenta os dados técnicos utilizados para cálculo de perdas, referentes aos diodos utilizados para construção do projeto do conversor.

Tabela 23 – Dados técnicos dos diodos SCS215KGHR.

Parâmetro	Variável	Valor
Máxima tensão reversa	V_D	1200 V
Corrente máxima	I_D	15 A
Potência máxima operando à 25°C	P_D	180 W
Resistência de condução	$R_{D(on)}$	75 mΩ
Tensão de limiar	V_F	1,60 V
Capacitância de carga	Q_{rr}	51 nC
Corrente reversa	I_R	150 μA
Tempo de bloqueio	t_{rf}	18 ns

Fonte: Adaptado de (ROHM, 2018).

Perdas em por condução para um diodo, com base em (3.1) e nos dados das Tabelas 20 e 23:

$$P_{D_{cond}} = 1,880 W \quad (5.5)$$

Perdas na entrada em condução para um diodo, conforme em (3.2) e nos dados das Tabelas 20 e 23:

$$P_{D_{com_{on}}} = 135,5 mW \quad (5.6)$$

Perdas no bloqueio para um diodo, conforme (3.4) e nos dados das Tabelas 20 e 23:

$$P_{D_{com_{off}}} = 71,5 mW \quad (5.7)$$

As perdas em comutação nos diodos de tecnologia SiC são consideradas praticamente nulas, onde a corrente de recuperação reversa é praticamente inexistente. Portanto, no cálculo das perdas totais, pode ser somente considerada a parcela em condução.

5.1.2.3 Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto

Para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto, tem-se corrente circulando pelo indutor acoplado, porém não há transferência de energia para o secundário, logo as perdas no indutor acoplado para o conversor operando no sentido direto é dada apenas pela perda nos enrolamentos (onde foi utilizado fio Litz 40 x 38 AWG). As perdas magnéticas e detalhes construtivos do elemento magnético para o indutor acoplado serão apresentadas no calculo de perdas para o conversor operando no sentido inverso. O modelo do núcleo utilizado no indutor acoplado é 00K114LE026 da Magnetics.

Tabela 24 – Dados básicos do indutor acoplado.

Parâmetro	Variável	Valor
Número de espiras no primário	N_{L_2}	24
Número de condutores em paralelo (primário)	n_{pL_2}	6
Comprimento médio de uma espira [cm]	MLT_p	20,95
Profundidade de penetração [cm]	δ	0,027
Área de cobre da secção do fio [mm^2]	S_{cu}	0,008
Área da secção do fio com isolamento [mm^2]	S_{isol}	0,013
Resistividade do cobre 38 AWG [$\frac{\Omega}{cm}$]	ρ	$2,246 \cdot 10^{-8}$

Fonte: Do autor, 2019.

$$R_p = 61,0 m\Omega \quad (5.8)$$

Com base nos dados da Tabela 25 é possível iniciar os cálculos de perdas para o elemento magnético. As perdas serão calculadas em duas partes, perdas no cobre e perdas magnéticas.

Inicialmente será necessário efetuar o cálculo da resistência dos enrolamentos do transformador.

$$R_p = 17,47m\Omega \quad (5.10)$$

$$R_s = 356,0m\Omega \quad (5.11)$$

Com os dados apresentados na Tabela 20 e as resistências dos enrolamentos calculadas em (5.10) e (5.11), tem-se a perda nos dois enrolamentos, para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull operando no sentido direto:

$$P_{tot_{cu}} = 82,838 W \quad (5.12)$$

Já a perda magnética para o núcleo do transformador, é calculada de acordo com a equação e dados fornecidos pelo fabricante, em (5.13).

$$P_{hist} = 9.\Delta B^{2,4}.(k_h.f_s + k_f.f_s^2) = 183,60 \frac{mW}{cm^3} \quad (5.13)$$

Onde o termo ΔB é o fluxo magnético máximo calculado para o projeto, k_h é o coeficiente de perdas por histerese, k_f é o coeficiente de perdas por correntes parasitas. Os dados para o cálculo estão apresentados na Tabela 26. Após o cálculo das perdas volumétricas, basta multiplicar P_{hist} pelo volume magnético dos núcleos associados para compor o núcleo do transformador.

Tabela 26 – Dados do núcleo utilizado para o transformador.

Parâmetro	Variável	Valor
Fluxo magnético máximo [T]	ΔB	0,18
Volume magnético transformador monofásico [cm^3]	V_n	140,45
Coeficiente de perdas por histerese	k_h	4.10^{-5}
Coeficiente de perdas por correntes parasitas	k_f	4.10^{-10}

Fonte: Do autor, 2019.

$$P_{tot_{hist}} = P_{hist}.V_n = 25,783 W \quad (5.14)$$

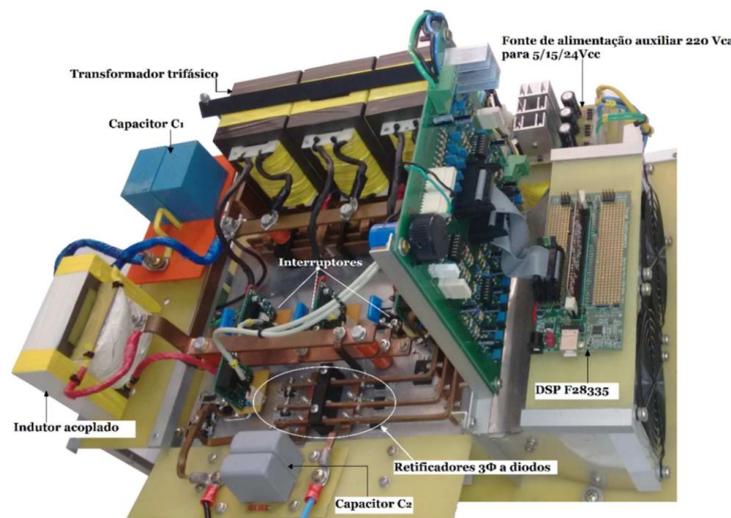
Logo as perdas totais em um transformador monofásico que compõem o transformador trifásico são dadas pela soma das perdas no cobre e no núcleo, conforme (5.15).

$$P_{tot_{trafo}} = P_{tot_{hist}} + P_{tot_{cu}} = 108,62 W \quad (5.15)$$

5.1.3 Análise experimentais de perdas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Serão apresentados os valores experimentais obtidos para as condições de operação já citadas e calculadas teoricamente. Os testes iniciaram com um ensaio térmico do conversor para padronizar a coleta da dados. Logo, é possível observar através da Figura 87, que apresenta as temperaturas máximas de operação dos componentes analisados no circuito.

Figura 90 – Protótipo utilizado em laboratório para validação dos resultados do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico.



Fonte: Adaptado de (KATTEL, 2018).

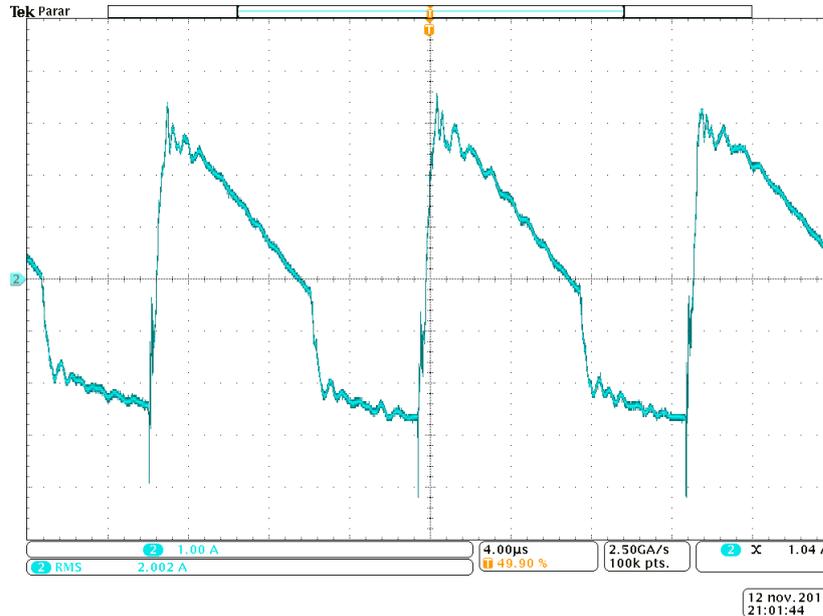
O ensaio térmico e todos os demais ensaios foram efetuados em ambiente com a temperatura e umidade do ambiente controlada entre, $22^{\circ}C - 23^{\circ}C$ e $65\% - 70\%$ respectivamente. Fazendo com que se crie um padrão para os dados coletados em todos os ensaios realizados.

5.1.3.1 Perdas experimentais no capacitor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Para as perdas nos capacitores, foi utilizado um analisador de impedâncias para verificar o comportamento, dos capacitores já associados em série, com a variação da frequência, para assim então determinar a resistência série equivalente do componente $RSE_{C_2} = 15,3 m\Omega$. Com os dados do analisador de impedância é possível retirar o modelo equivalente do componente e juntamente com o valor eficaz da corrente sobre o dispositivo, é possível determinar as perdas no capacitor C_2 para o conversor operando no sentido direto.

$$P_{C_2} = 15,3 \cdot 2,002^2 = 61,3 mW \quad (5.16)$$

Figura 91 – Corrente eficaz ns capacitor C_2 para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.



5.1.3.2 Perdas experimentais nos semicondutores para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Serão apresentadas as perdas experimentais para os semicondutores que estão presentes neste sentido de operação do conversor.

Interruptores: As perdas para os interruptores são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

A Figura 92 apresenta os esforços de tensão e corrente no interruptor para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz da corrente, para então determinar as perdas por condução para os interruptores, onde $I_{sef} = 13,23 A$.

$$P_{S_{cond}} = 43,62 W \quad (5.17)$$

A Figura 93 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do semicondutor, é possível verificar uma caso particular de comutação suave, que ocorre em alguns conversores CC-CC com transformador, devido a circulação de corrente pelo secundário e polarização da tensão magnetizante aplicada sobre a bobina, isso faz com que as perdas por entrada em condução fiquem abaixo de 1 W.

$$P_{S_{on_{cond}}} < 1,00 W \quad (5.18)$$

A Figura 94 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do semicondutor, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio

Figura 92 – Esforços no interruptor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.

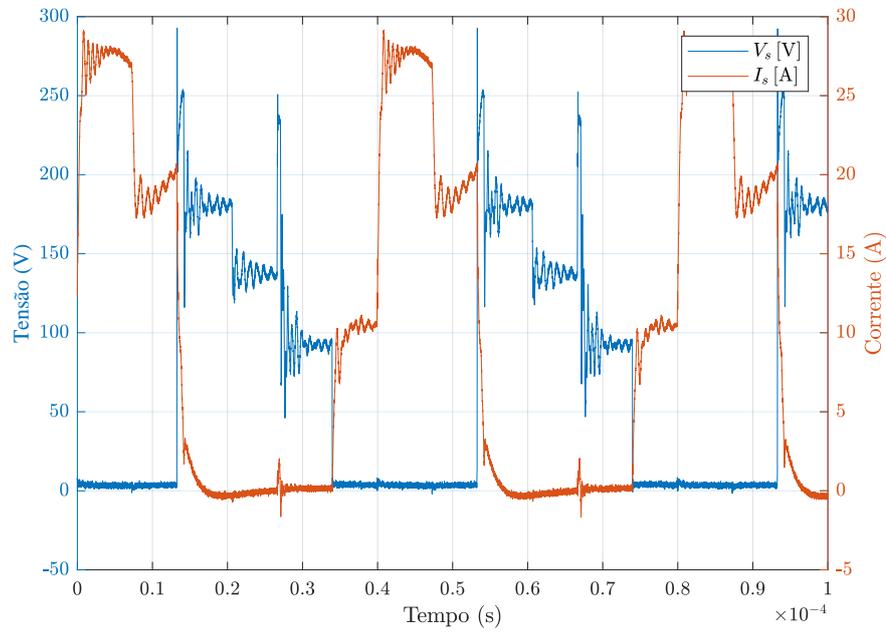


Figura 93 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.

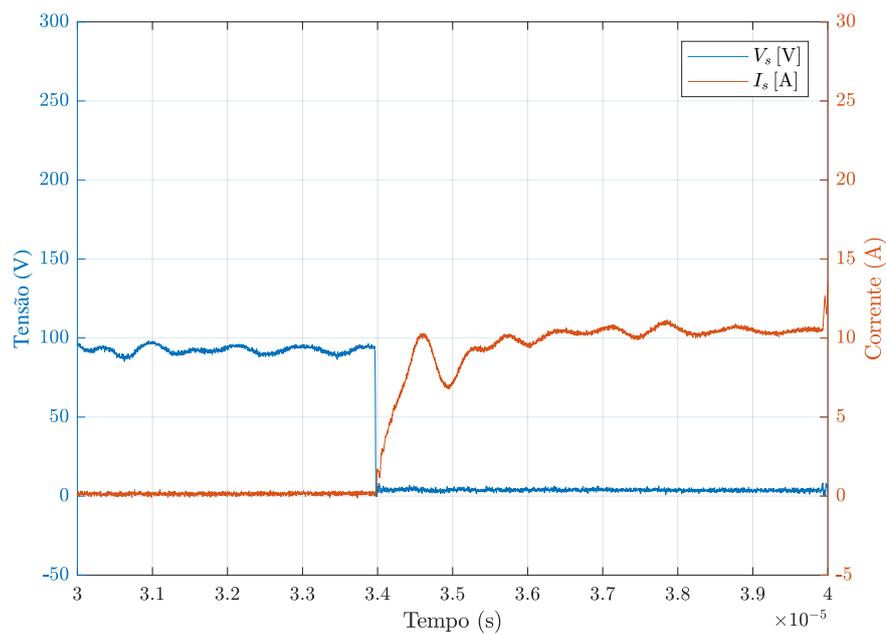
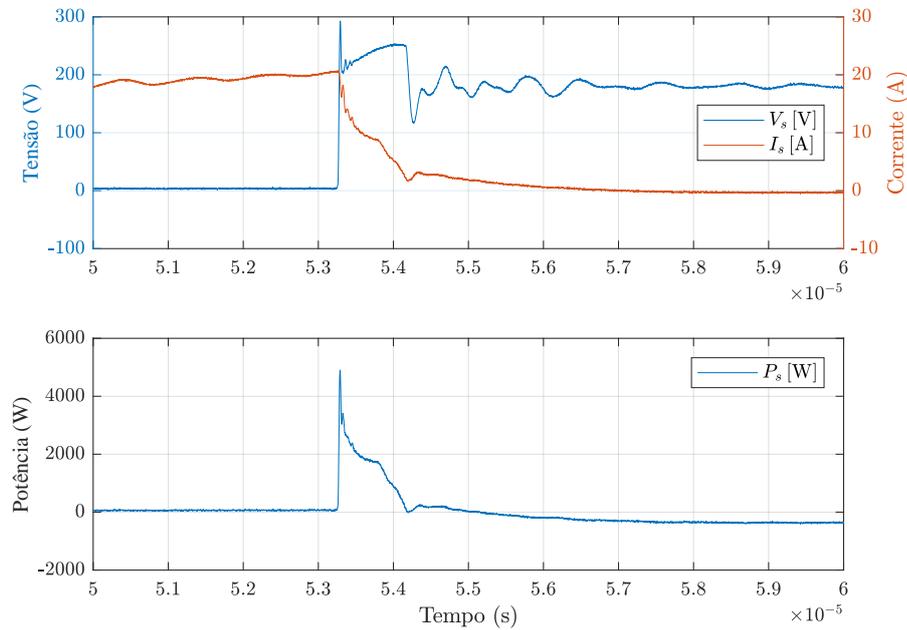


Figura 94 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.



deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10 % – 90 % dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os interruptores. Vale ressaltar que na Figura 94 é possível identificar um fenômeno denominado corrente de cauda do IGBT utilizado, que é o decréscimo da corrente em um elevado intervalo de tempo, logo as perdas em bloqueio do interruptor, ocorre devido a este acontecimento.

$$P_{S_{off_{cond}}} = 9,12 W \quad (5.19)$$

Diodos: As perdas para os diodos são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente.

A Figura 95 apresenta os esforços de tensão e corrente no diodo para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz e o valor médio da corrente, para então determinar as perdas por condução para os diodos, onde $I_{D_{ef}} = 2,309 A$, $I_{D_{med}} = 1,436 A$ e a queda de tensão sobre o diodo medida experimentalmente $V_{TO} = 1,32 V$.

$$P_{D_{cond}} = 2,2954 W \quad (5.20)$$

A Figura 96 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pela entrada em condução deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e

Figura 95 – Esforços no diodo para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.

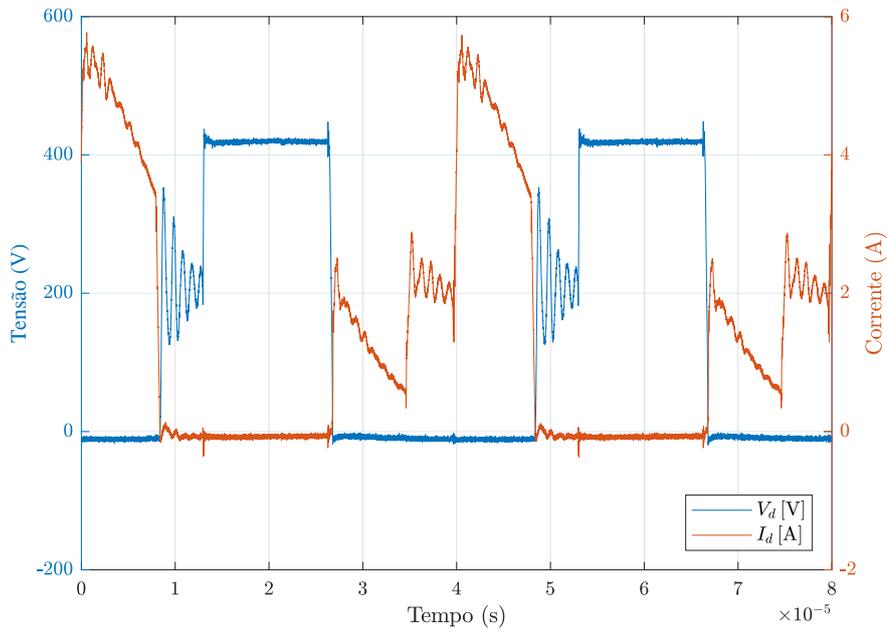
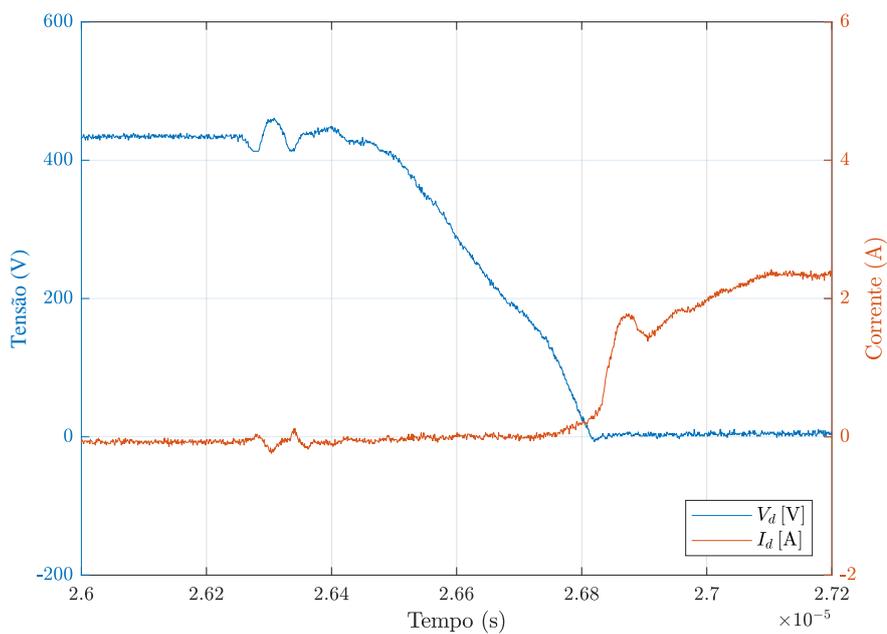


Figura 96 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.

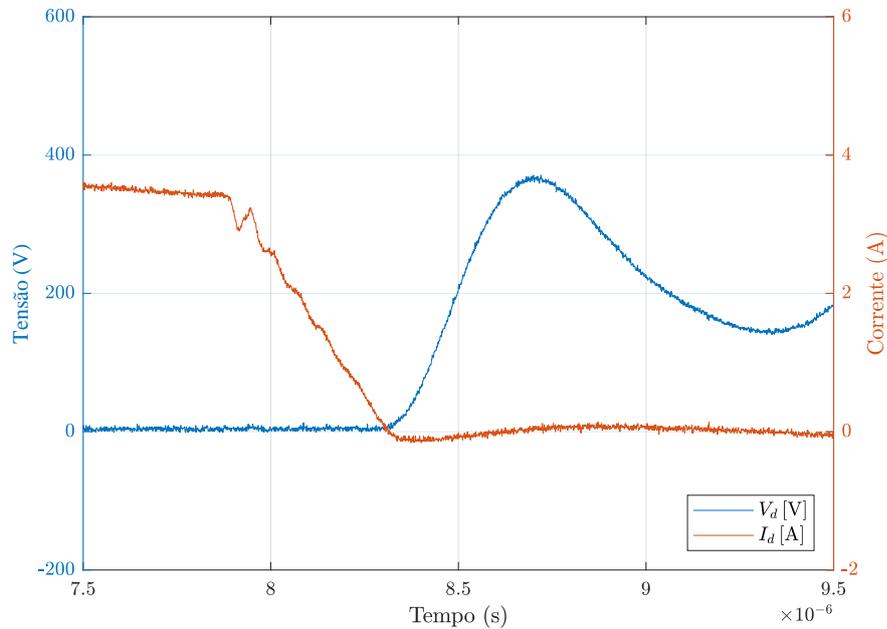


com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada na entrada em condução para os diodos.

$$P_{D_{oncom}} = 146,8 \text{ mW} \quad (5.21)$$

A Figura 97 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os diodos.

Figura 97 – Bloqueio do diodo para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.



$$P_{D_{offcom}} = 134,8 \text{ mW} \quad (5.22)$$

Conforme descrito nos cálculos teóricos, as perdas em comutação nos diodos de tecnologia SiC são consideradas praticamente nulas, onde a corrente de recuperação reversa é praticamente inexistente. Portanto, no cálculo das perdas totais, pode ser somente considerada a parcela em condução.

5.1.3.3 Perdas experimentais nos magnéticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Indutor: Para o conversor operando no sentido direto a única perda que se tem no indutor é proveniente da queda de tensão sobre o enrolamento de cobre L_1 , já, que não ocorre o armazenamento de energia no elemento magnético. Portanto para verificar

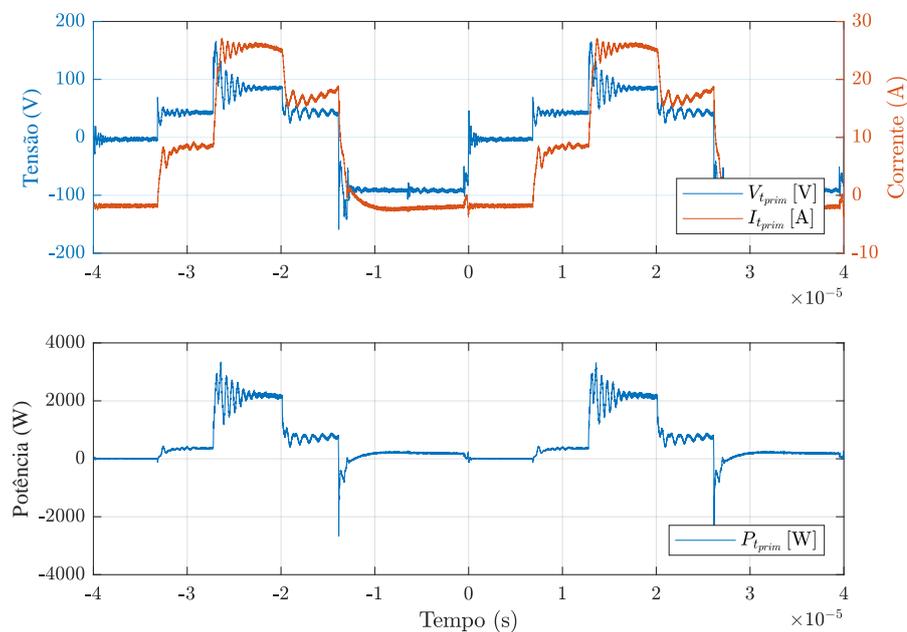
experimentalmente a perda no cobre para o indutor L_1 , foi coletado o dado referente ao valor eficaz da corrente que circula pelo elemento, $I_{ia_{ef}} = 27,65 A$, bem como a queda de tensão sobre o mesmo $V_{ia_{med}} = 1,480 V$. Não foi possível efetuar a aquisição do valor da corrente de entrada devido a limitação da ponteiros de corrente disponíveis no laboratório, porém para efetuar a aquisição dos dados utilizou-se um alicate amperímetro.

$$P_{ia_{cobre}} = 40,922 W \quad (5.23)$$

Transformador T_1 :

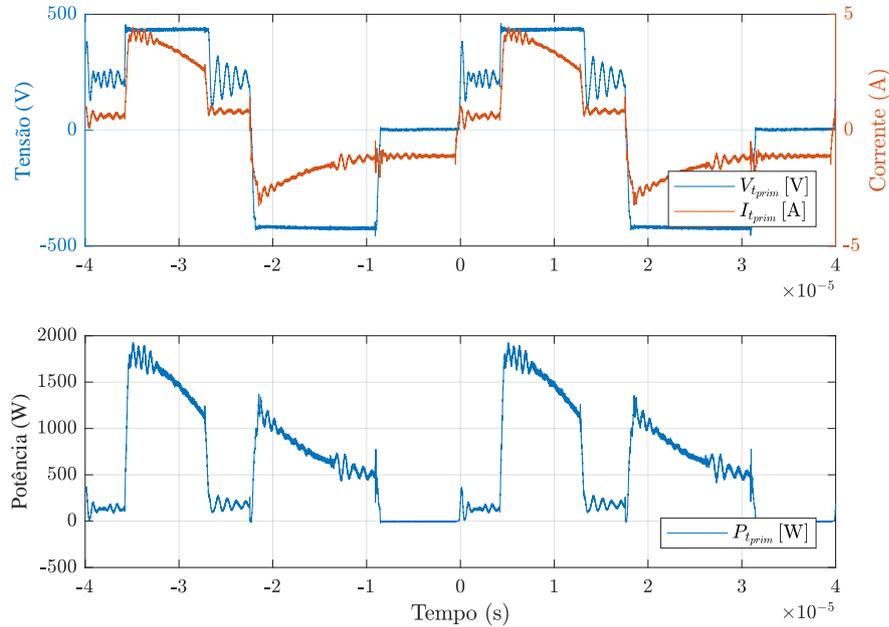
A Figura 98 apresenta os esforços de tensão, corrente e a potência instantânea na entrada no enrolamento primário do transformador T_1 para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor médio da potência instantânea de entrada no primário do transformador $P_{t_{prim_{in}}} = 675,925 W$. Lembrando que tem-se um conjunto de transformadores trifásico, logo o valor citado é referente a apenas um transformador.

Figura 98 – Potência instantânea no enrolamento primário do transformador (T_1) para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.



A Figura 99 apresenta os esforços de tensão, corrente e a potência instantânea na saída no enrolamento secundário do transformador T_1 para o conversor operando no sentido direto, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor médio da potência instantânea de saída no secundário do transformador $P_{t_{sec_{out}}} = 631,8997 W$. Lembrando que tem-se um conjunto de transformadores trifásico, logo o valor citado é referente a apenas um transformador. Deste modo,

Figura 99 – Potência instantânea no enrolamento secundário do transformador (T_1) para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto.



é possível determinar as perdas totais para um transformador T_1 , que é dividida entre perdas nos enrolamentos de cobre e perda no núcleo.

$$P_{tot} = 132,07 W \quad (5.24)$$

5.1.4 Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido direto

Será apresentada uma análise comparativa entre os valores teóricos e práticos para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico. A Tabela 27 apresenta os valores das perdas totais em cada um dos componentes estudados neste trabalho, bem como o valor absoluto do erro percentual das perdas.

Conforme os métodos utilizados tanto teoricamente quanto experimentalmente, possíveis divergências nos valores calculados e experimentados podem ser relacionados a modelos e métodos teóricos onde os elementos estão submetidos a condições mais controladas de tensão e corrente para que tenha-se modelos e métodos de cálculos de perdas mais apurados.

Tabela 27 – Comparação de resultados teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto.

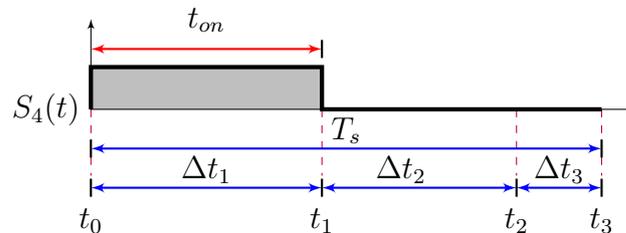
Componente	Perdas totais teóricas [W]	Perdas totais experimental [W]	Erro [%]
Capacitor [C_2]	0,04095	0,0613	33,2
Interruptores	50,215	53,12	5,5
Diodos	2,087	2,577	19,0
Indutor [L_1]	43,37	40,922	5,9
Transformador T_1	108,62	132,07	21,6

Fonte: Do autor, 2019.

5.2 SENTIDO INVERSO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL FLYBACK / PUSH-PULL TRIFÁSICO

Para o conversor operando no sentido inverso, tem-se o conversor Flyback tradicional, que no modo de condução descontínua tem três etapas de operação. Os componentes que fazem parte da operação do conversor no sentido inverso são, capacitor de saída C_1 , carga R_1 , indutor acoplado onde é representado pelo lado conectado a fonte de alimentação L_2 o lado conectado à carga L_1 e a fonte de alimentação do conversor E_2 . O comportamento do conversor funciona reduzindo o nível de tensão entre a entrada e saída (abaixador).

Figura 100 – Sinais de comando do interruptor do conversor no sentido inverso.



Fonte: Do autor, 2019.

5.2.1 Etapas de operação no sentido inverso do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico

Para o sentido inverso de operação temos como fonte de alimentação CC E_2 e E_1 o lado onde esta posicionada a carga.

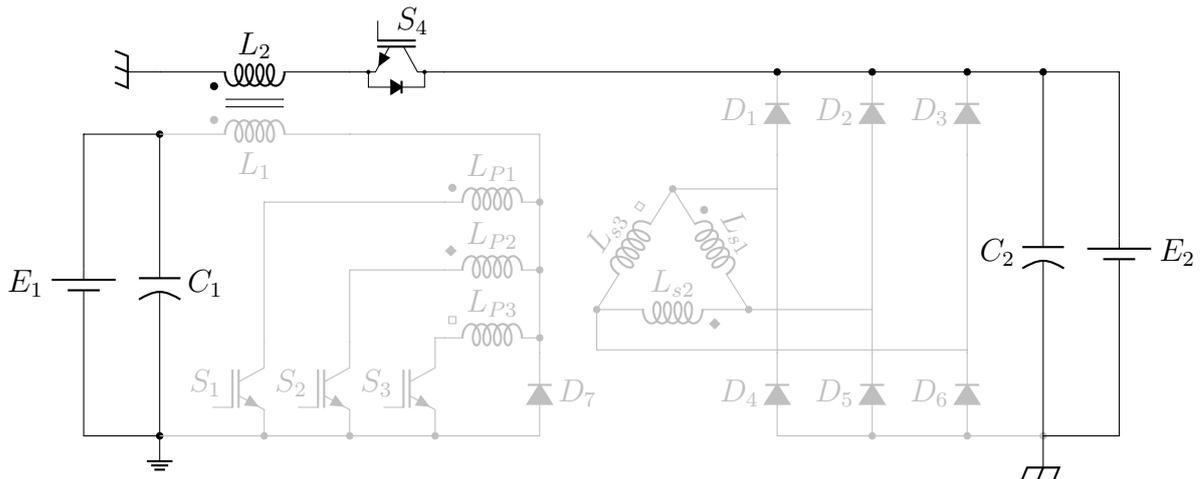
Na primeira etapa de operação, Figura 101, é possível verificar através da representação do pulso de comando na chave apresentado na Figura 100 que S_4 permanece em condução entre o intervalo (t_0 e t_1). Neste intervalo ocorre que o diodo D_7 permaneça bloqueado, devido a polaridade do indutor acoplado. O circuito resultante torna-se L_2 que é a indutância magnetizante vista do primário do indutor acoplado, define-se que nesta etapa de operação ocorre o armazenamento de energia no indutor acoplado.

Tabela 28 – Esforços nos componentes do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

Potência	500 W
Tensão saída	$E_1 = 75 V$
Corrente de saída	$I_1 = 6,66 A$
Tensão de entrada	$E_2 = 550,0 V$
Ondulação corrente de entrada I_2	$\Delta I_2 = 3,0 A$
Valor médio de corrente no indutor acoplado L_1	$I_{L1_{med}} = 6,66 A$
Valor médio de corrente no indutor acoplado L_2	$I_{L2_{med}} = 1,11 A$
Valor eficaz de corrente no indutor acoplado L_1	$I_{L1_{ef}} = 7,70 A$
Valor eficaz de corrente no indutor acoplado L_2	$I_{L2_{ef}} = 2,22 A$
Valor médio de corrente no interruptor	$I_{S_{med}} = 1,11 A$
Valor eficaz de corrente no interruptor	$I_{S_{ef}} = 2,22 A$
Valor máximo de tensão no interruptor	$V_{S_{max}} = 600 V$
Valor médio de corrente no diodo	$I_{D_{med}} = 6,66 A$
Valor eficaz de corrente no diodo	$I_{D_{ef}} = 7,77 A$
Valor máximo de tensão no diodo	$V_{D_{max}} = 300 V$
Valor eficaz de corrente no capacitor de saída C_1	$I_{C1_{ef}} = 3,85 A$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E_1 = 3,5 V$
Relação de transformação do indutor acoplado	$n_s = 2$
Frequência de comutação	$f_s = 25 kHz$
Razão cíclica	$D = 0,25$

Fonte: Adaptado de (KATTEL, 2018).

Figura 101 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido inverso.

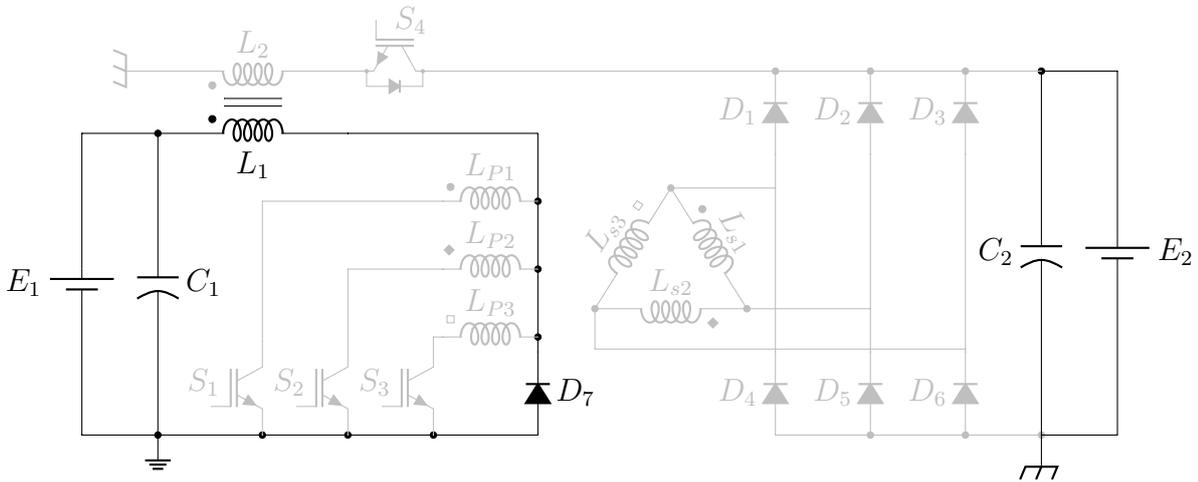


Fonte: Do autor, 2019.

Na segunda etapa de operação, Figura 102, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando no interruptor da Figura 100 que S_4 está bloqueada entre o intervalo $(t_1$ e $t_2)$. Neste intervalo ocorre que o diodo D_7 conduza, devido a polaridade do indutor acoplado. O circuito resultante torna-se L_1 em série com D_7 e ambos estão

conectados à carga, nesta etapa pode-se afirmar que ocorre a entrega da energia acumulada no indutor acoplado para a carga.

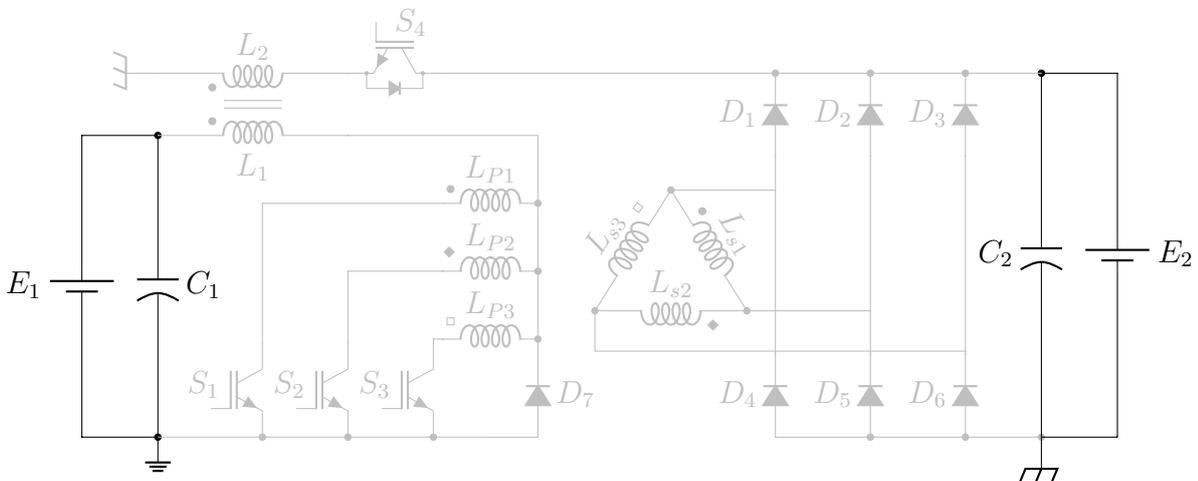
Figura 102 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido inverso.



Fonte: Do autor, 2019.

Na terceira etapa de operação, Figura 103, é possível verificar através da representação dos pulsos de comando no interruptor da Figura 100 que S_4 está bloqueada entre o intervalo (t_2 e t_3). Neste intervalo ocorre que a corrente que estava circulando pelo indutor acoplado zera, fazendo com que não se tenha circulação de corrente no elemento magnético e no diodo D_7 , fazendo com que apenas o capacitor forneça energia para a carga.

Figura 103 – Terceira etapa de operação do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico no sentido inverso.

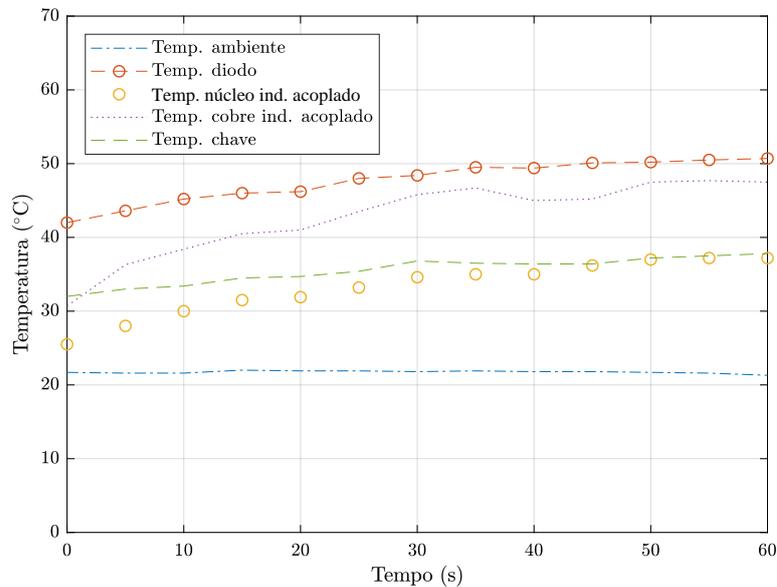


Fonte: Do autor, 2019.

5.2.2 Cálculo de perdas nos componentes do conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso

Com base nos dados da Tabela 28, baseado na elevação de temperatura de cada um dos componentes em sua condição nominal de operação Figura 104 e nas equações descritas no capítulo 3, serão apresentados a seguir as perdas teóricas do conversor CC–CC em corrente operando no sentido inverso e no modo de condução descontínua.

Figura 104 – Ensaio térmico para o conversor CC–CC bidirecional Flyback / Push–Pull trifásico operando no sentido inverso.



5.2.2.1 Perdas teórica no capacitor para o CC–CC bidirecional Flyback/ Push–Pull trifásico operando no sentido inverso

O capacitor escolhido para a aplicação foi o modelo B32678G4356 da fabricante EPCOS.

Tabela 29 – Dados técnicos do capacitor C_1 - B32678G4356.

Parâmetro	Valor
Tensão	450 V
Capacitância	35 μF
Corrente eficaz (rms)	20 A
ESR	1,7 m Ω

Fonte: Adaptado de (EPCOS, 2009).

A perda do capacitor ocorre devido a resistência série equivalente (ESR) do mesmo, onde nada mais é que a dissipação proveniente da circulação de corrente pelo componente. Portanto, com base em (3.66) e nos dados da Tabela 29, tem-se que a perda para o

capacitor na saída do conversor é:

$$P_{C1} = ESR_{C1} \cdot I_{C1ef}^2 = 40,95 \text{ mW} \quad (5.25)$$

5.2.2.2 Perdas teóricas nos semicondutores para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso

Para esta topologia operando no sentido inverso, tem-se apenas o interruptor S_4 e o diodo D_7 .

Com base nos métodos de cálculos de perdas para componentes do tipo MOSFET e diodos, será apresentado a seguir a aplicação destas técnicas para o conversor CC-CC em corrente com indutor acoplado.

Tabela 30 – Dados técnicos do interruptor para o sentido inverso de operação - APT40SM120J.

Parâmetros	Varável	Valor
Tensão (dreno - fonte)	V_{DS}	1200 V
Corrente máxima (dreno)	I_D	32 A
Potência máxima dissipada operando à 25°C	P_D	165 W
Resistência (dreno - fonte)	$R_{DS(on)}$	80 mΩ
Tensão limite	$V_{GS(th)}$	3,0 V
Capacitância de entrada	C_{iss}	2500 pF
Tempo de subida	t_r	10 ns
Tempo de descida	t_s	25 ns
Energia para entrar em condução	E_{on}	435 μJ
Energia para bloquear	E_{off}	130 μJ
Recuperação reversa (diodo)	t_{rr}	140 ns
Corrente recuperação reversa (diodo)	I_{rr}	2,0 A

Fonte: Adaptado de (MICROSEMI, 2003).

Perdas em condução para um interruptor, com base em (3.13) e nos dados das Tabelas 30 e 28:

$$P_{S_{cond}} = 4,8298 \text{ W} \quad (5.26)$$

Perdas em comutação, entrada em condução para um interruptor, conforme (3.15), (3.16) e (3.18) e nos dados das Tabelas 9 e 28:

$$P_{S_{on,com}} = 2,242 \text{ W} \quad (5.27)$$

Perdas em comutação, bloqueio para um interruptor, conforme (3.18) e nos dados das Tabelas 9 e 16:

$$P_{S_{off,com}} = 3,375 \text{ W} \quad (5.28)$$

A Tabela 31 apresenta os dados técnicos utilizados para o cálculo de perdas, referentes aos diodos utilizados para construção do projeto do conversor.

Tabela 31 – Dados técnicos dos diodos - IDW30G65C5.

Parâmetro	Variável	Valor
Máxima tensão reversa	V_D	650 V
Corrente máxima	I_D	30 A
Potência máxima operando à 25°C	P_D	150 W
Resistência de condução	$R_{D(on)}$	19 mΩ
Tensão limiar	V_F	1,0 V
Capacitância de carga	Q_{rr}	42 nC
Corrente reversa	I_R	300 μA
Tempo de bloqueio	t_{rf}	10 ns

Fonte: Adaptado de (INFINEON, 2013).

Perdas por condução para um diodo, com base em (3.1) e os dados das Tabelas 28 e 31:

$$P_{D_{cond}} = 13,14 W \quad (5.29)$$

Perdas na entrada em condução para um diodo, conforme (3.2) e nos dados das Tabelas 28 e 31:

$$P_{D_{com_{on}}} = 248,3 mW \quad (5.30)$$

Perdas no bloqueio para um diodo, conforme (3.4) e nos dados das Tabelas 28 e 31:

$$P_{D_{com_{off}}} = 78,75 mW \quad (5.31)$$

As perdas em comutação nos diodos de tecnologia SiC são consideradas praticamente nulas, onde a corrente de recuperação reversa é praticamente inexistente. Portanto, no cálculo das perdas totais, pode ser somente considerada a parcela em condução.

5.2.2.3 Perdas teóricas nos magnéticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback/ Push-Pull trifásico operando no sentido inverso

Para o conversor CC-CC bidirecional Flyback/ Push-Pull trifásico operando no sentido inverso, tem-se apenas o indutor acoplado processando energia, portanto as perdas em elementos magnéticos ocorre apenas no indutor acoplado. Os dados de projeto do indutor acoplado como fio Litz 40 x 38 AWG e núcleo magnético, são apresentados na Tabela 32 e Figura 105.

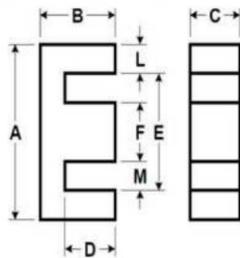
Tabela 32 – Dados técnicos do indutor acoplado.

Parâmetro	Variável	Valor
Número espiras primário	N_{L_2}	24
Número de condutores paralelo primário	n_{pL_2}	6
Número espiras secundário	N_{L_1}	12
Número condutores paralelo secundário	n_{sL_1}	35
Comprimento médio de uma espira [cm]	MLT	20,95
Comprimento magnético médio [cm]	l_e	21,50
Número de espiras secundário	N_s	24
Profundidade de penetração [cm]	δ	0,027
Área da secção de cobre nú [mm^2]	S_{cu}	0,008
Área da secção total do condutor 38 AWG [mm^2]	S_{tot}	0,013
Resistividade do cobre	ρ_{cu}	$2,246 \cdot 10^{-8}$

Fonte: Do autor, 2019.

Figura 105 – Parâmetros do núcleo "EE" utilizado para o projeto do indutor acoplado.

Kool Mu Permeability (μ)	A_L (nH/T ²)	Core Marking			
26	235 ± 8%	Part number K114LE026			
					
Dimensions		Tolerance (±)			
	(mm)	(in)	(mm)	(in)	
A	114.3	4.500	0.762	0.030	
B	46.18	1.818	0.381	0.015	
C	34.93	1.375	0.381	0.015	
D	28.60	1.126	-	-	Min
E	79.50	3.13	-	-	Min
F	35.10	1.382	0.381	0.015	
L	17.2	0.676	-	-	Nom
M	22.1	0.874	-	-	Min



Physical Characteristics				
Temperature Rating	Cross Section A_c (mm^2)	Path Length L_e (mm)	Volume V_e (mm^3)	Weight (g)
Curie Temp: 500°C	1220	215	262,000	690

Fonte: MAGNETICS.

Com base nos dados da Tabela 32 é possível iniciar os cálculos de perdas para o indutor acoplado. As perdas serão calculadas em duas partes, perdas no cobre e perdas magnéticas.

Inicialmente será necessário efetuar o cálculo da resistência dos enrolamentos do indutor.

$$R_{L_p} = 61,0m\Omega \quad (5.32)$$

$$R_{L_s} = 5,2m\Omega \quad (5.33)$$

Com os dados apresentados na Tabela 7 e a resistência do enrolamento calculada em (4.11), tem-se a perda para o conversor CC-CC bidirecional operando no sentido

inverso é:

$$P_{cutot} = 19,7 W \quad (5.34)$$

A perda no elemento magnético será apresentada pelo cálculo através da equação de Steinmetz (3.49) e também através do gráfico disponível no catálogo do fabricante do núcleo.

Tabela 33 – Dados do elemento magnético para o indutor acoplado.

k	α	β	a	b	c	d	e	x
120	2,09	1,46	$5,868.10^{-5}$	$9,362.10^{-5}$	$9,011.10^{-6}$	$-3,682.10^{-4}$	$8,747.10^{-6}$	0,5

Fonte: Do autor, 2019.

Com base em (3.52), (3.53), (3.54), (3.50) e (3.51) e os dados das Tabelas 20, 32 e 33, é possível determinar os parâmetros necessários para o cálculo das perdas magnéticas para o indutor L_1 .

$$H_{CA_{max}} = 3,857 \frac{A.esp}{cm} \quad (5.35)$$

$$H_{CA_{min}} = 3,578 \frac{A.esp}{cm} \quad (5.36)$$

$$B_{CA_{max}} = 0,02355 T \quad (5.37)$$

$$B_{CA_{min}} = 0,02261 T \quad (5.38)$$

$$B_{pk} = 0,00047 T \quad (5.39)$$

Com os valores calculados acima e os demais dados de projeto e do elemento magnético, é possível determinar as perdas volumétricas magnéticas no núcleo, para o conversor CC-CC bidirecional Flyback/ Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

$$P_{hist} = 7,269 \frac{mW}{cm^3} \quad (5.40)$$

$$P_{tot_{hist}} = P_{hist} \cdot l_e \cdot A_e = 190,7 mW \quad (5.41)$$

Portanto, as perdas totais para o indutor acoplado para o conversor CC-CC bidirecional Flyback/ Push-Pull operando no sentido inverso é dada por:

$$P_{tot} = P_{tot_{hist}} + P_{cutot} = 19,8907 W \quad (5.42)$$

5.2.3 Análise experimentais de perdas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso

Serão apresentados os valores experimentais obtidos para as condições de operação já citadas e calculadas teoricamente. Os testes iniciaram com um ensaio térmico do conversor para padronizar a coleta da dados. Logo, é possível observar através da Figura 104, que apresenta as temperaturas máximas de operação dos componentes analisados no circuito.

O ensaio térmico e todos demais ensaios foram efetuados em ambiente com a temperatura e umidade do ambiente controlada entre, $22^{\circ}C - 23^{\circ}C$ e $65\% - 70\%$ respectivamente.

5.2.3.1 Perdas experimentais no capacitor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso

Para as perdas no capacitor, foi utilizado um analisador de impedâncias para verificar o comportamento dos capacitores já associados em paralelo, com a variação da frequência, para assim então determinar a resistência série equivalente do componente $RSE_{C_1} = 1,03 m\Omega$. Com os dados do analisador de impedância é possível retirar o modelo equivalente do componente e juntamente com o valor eficaz da corrente sobre o dispositivo, é possível determinar as perdas no capacitor C_1 para o conversor operando no sentido direto.

$$P_{C_1} = 1,03m \cdot 4,091^2 = 17,238 mW \quad (5.43)$$

5.2.3.2 Perdas experimentais no semicondutor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso

Serão apresentadas as perdas experimentais para o semicondutor que está presente neste sentido de operação.

Interruptores: As perdas para o interruptor são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

A Figura 106 apresenta os esforços de tensão e corrente no interruptor para o conversor operando no sentido inverso, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz da corrente, para então determinar as perdas por condução no interruptor, onde $I_{sef} = 3,807 A$.

$$P_{S_{cond}} = 3,6746 W \quad (5.44)$$

A Figura 107 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do semicondutor, onde é possível ver que na entrada em condução não há

Figura 106 – Esforços no interruptor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

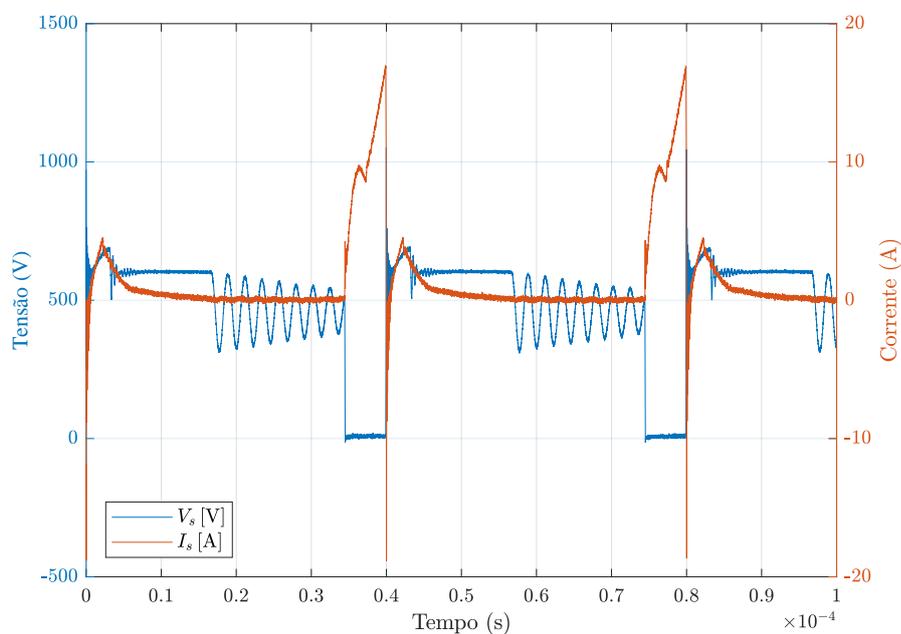
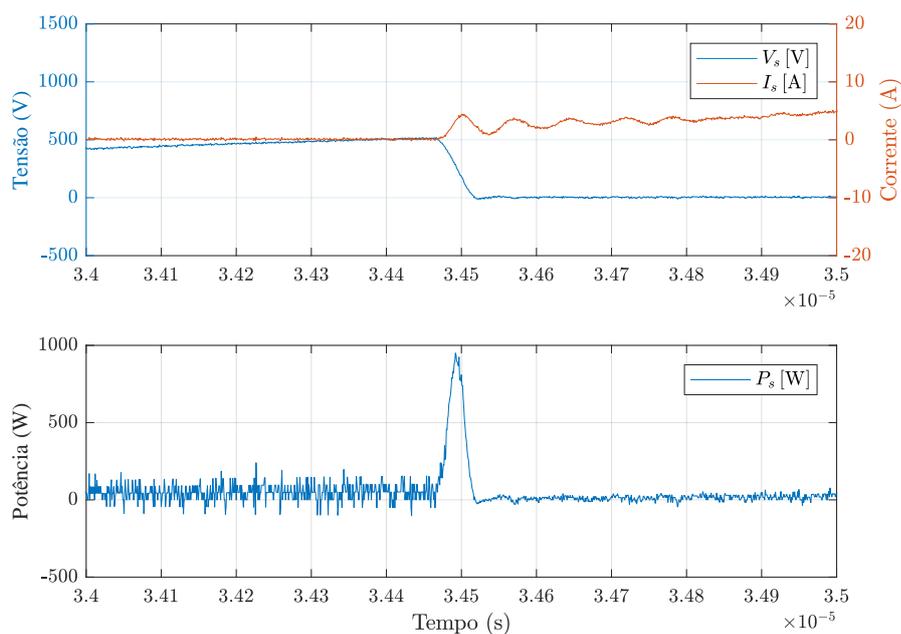


Figura 107 – Entrada em condução do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

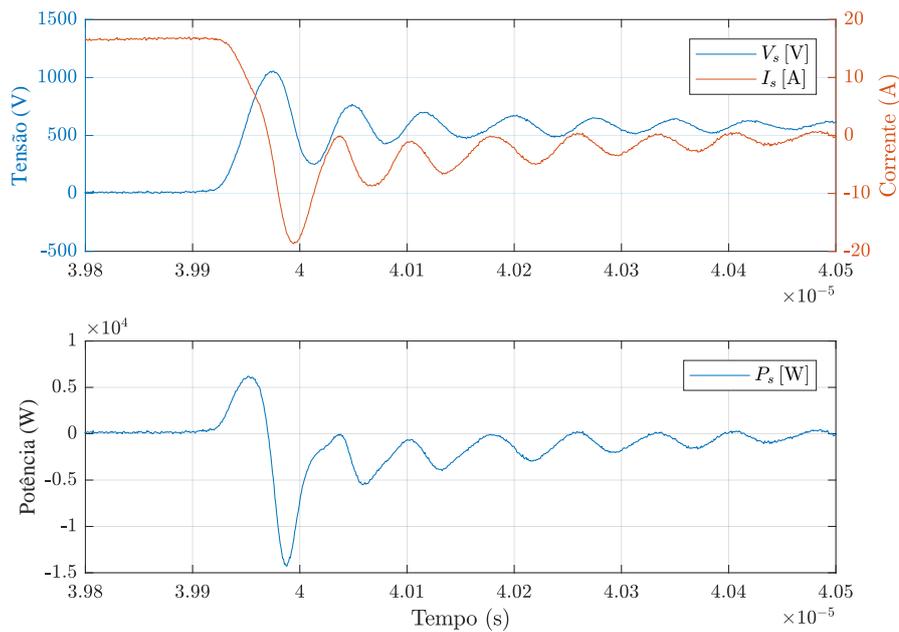


um cruzamento entre corrente e tensão em um dado intervalo de tempo, isso faz com que as perdas por entrada em condução fiquem próximas de 1 W.

$$P_{S_{oncom}} = 1,0521 W \quad (5.45)$$

A Figura 108 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do semicondutor, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10% – 90% dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os interruptores. É possível verificar um valor de corrente negativo no instante de bloqueio do interruptor, esse valor de corrente está presente, devido a corrente de recuperação reversa do diodo em anti-paralelo com o interruptor.

Figura 108 – Bloqueio do interruptor para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

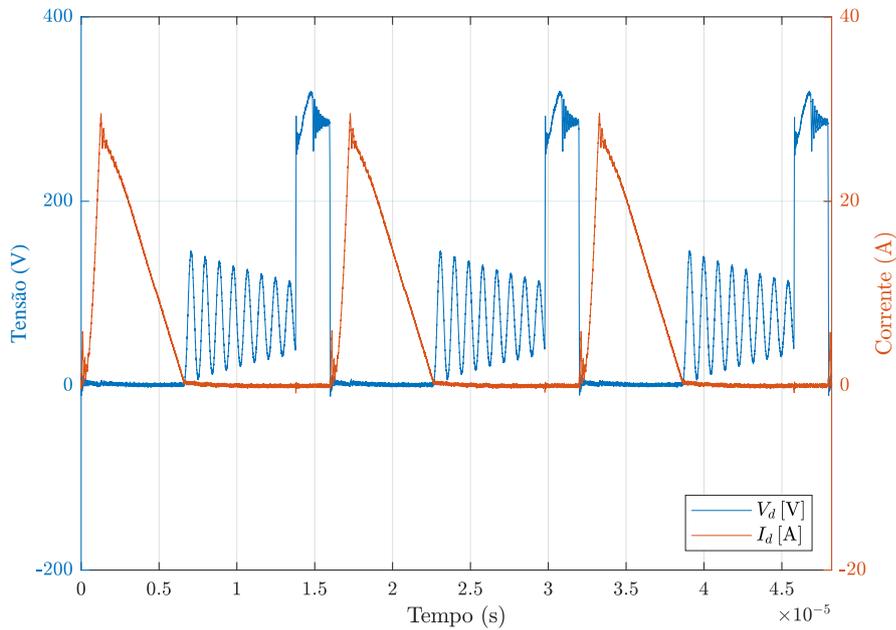


$$P_{S_{offcom}} = 5,324 W \quad (5.46)$$

Diodo: As perdas para o diodo são divididas em 3 partes, entrada em condução, em condução e bloqueio. Serão apresentadas as técnicas utilizadas experimentalmente para validar os métodos adotados teoricamente já vistos anteriormente.

A Figura 109 apresenta os esforços de tensão e corrente no diodo para o conversor operando no sentido inverso, onde, com base nos dados experimentais coletados e processados via software matemático, obtém-se o valor eficaz e o valor médio da corrente, para então

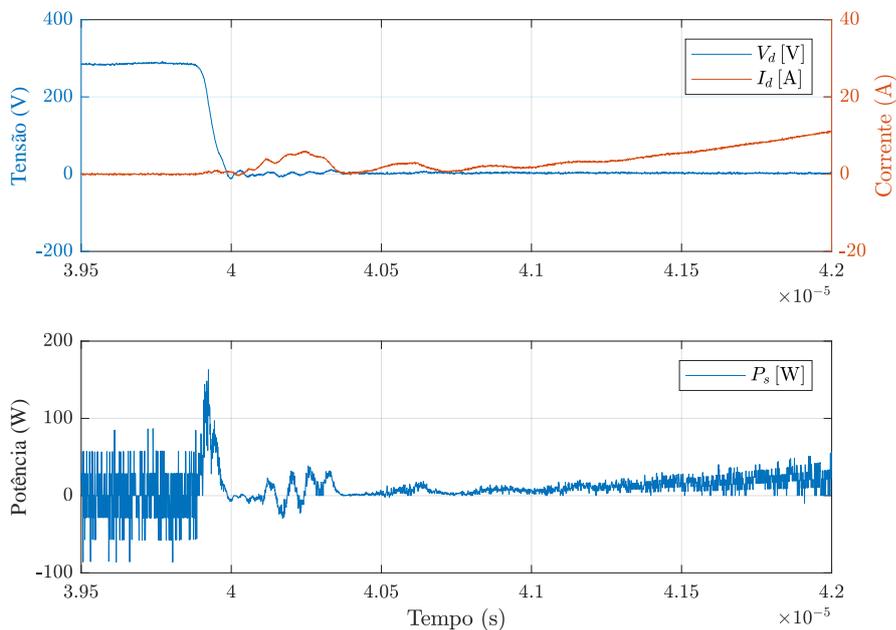
Figura 109 – Esforços no diodo para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.



determinar as perdas por condução para o diodo, onde $I_{D_{ef}} = 10,19 A$, $I_{D_{med}} = 5,275 A$ e o valor médio da queda de tensão sobre o diodo medida experimentalmente $V_{TO} = 1,53 V$.

$$P_{D_{cond}} = 10,043 W \tag{5.47}$$

Figura 110 – Entrada em condução do diodo para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

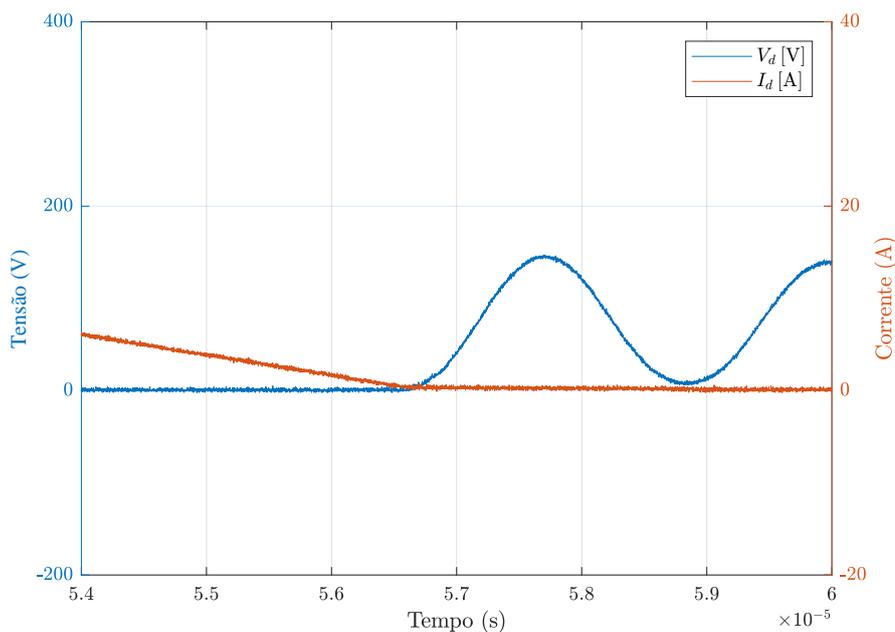


A Figura 110 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante a entrada em condução do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pela entrada em condução deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10 % – 90 % dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada na entrada em condução para os diodos.

$$P_{D_{oncom}} = 101,5 \text{ mW} \quad (5.48)$$

A Figura 111 apresenta o comportamento da tensão e corrente durante o bloqueio do diodo, onde é possível observar a potência instantânea dissipada pelo bloqueio deste elemento. Com base nas curvas obtidas experimentalmente, e com base nos métodos que utilizam uma região entre 10 % – 90 % dos valores em regime permanente, foi possível determinar a energia dissipada no bloqueio para os diodos.

Figura 111 – Bloqueio do diodo para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.



$$P_{D_{offcom}} < 100,0 \text{ mW} \quad (5.49)$$

5.2.3.3 Perdas experimentais no magnético para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso

Indutor acoplado: Para o conversor operando no sentido inverso tem-se apenas o indutor acoplado no caminho da circulação de corrente do conversor. Portanto para verificar experimentalmente a perda no indutor acoplado, foi coletado os dados de tensão e corrente instantâneos.

Então calculado a potência instantânea de entrada (L_2) Figura 112, quanto a tensão e corrente do outro enrolamento e então calcular a potência instantânea de saída (L_1) do indutor acoplado Figura 113, então com isso faz-se um comparativo e define-se as perdas totais no elemento magnético, que é a soma das perdas nos enrolamentos de cobre juntamente com as perdas magnéticas.

$$P_{ia_{L_2}} = 581,41 \text{ W} \quad (5.50)$$

$$P_{ia_{L_1}} = 560,18 \text{ W} \quad (5.51)$$

$$P_{ia_{loss}} = 21,23 \text{ W} \quad (5.52)$$

Figura 112 – Potência instantânea no enrolamento primário do indutor acoplado (L_2) para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

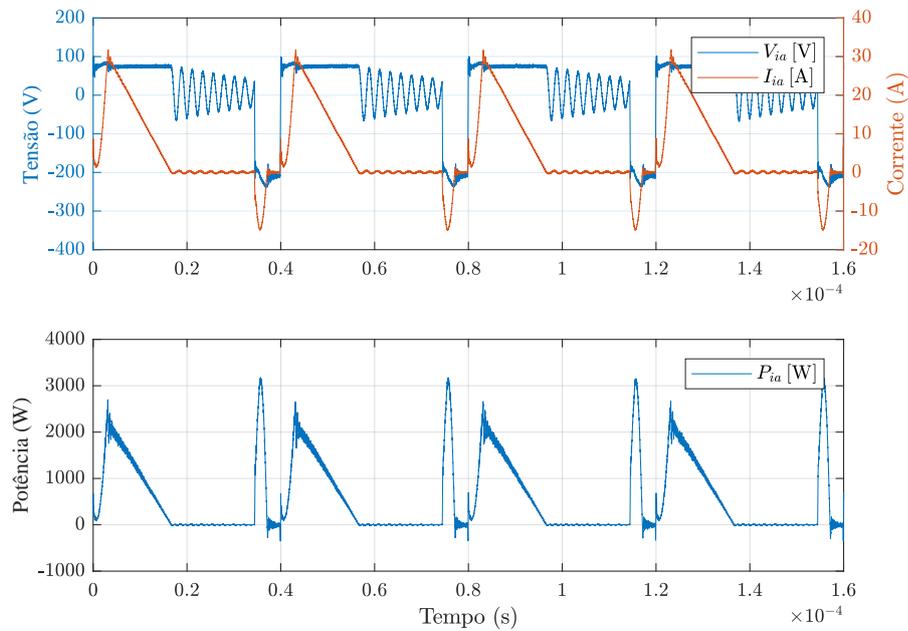
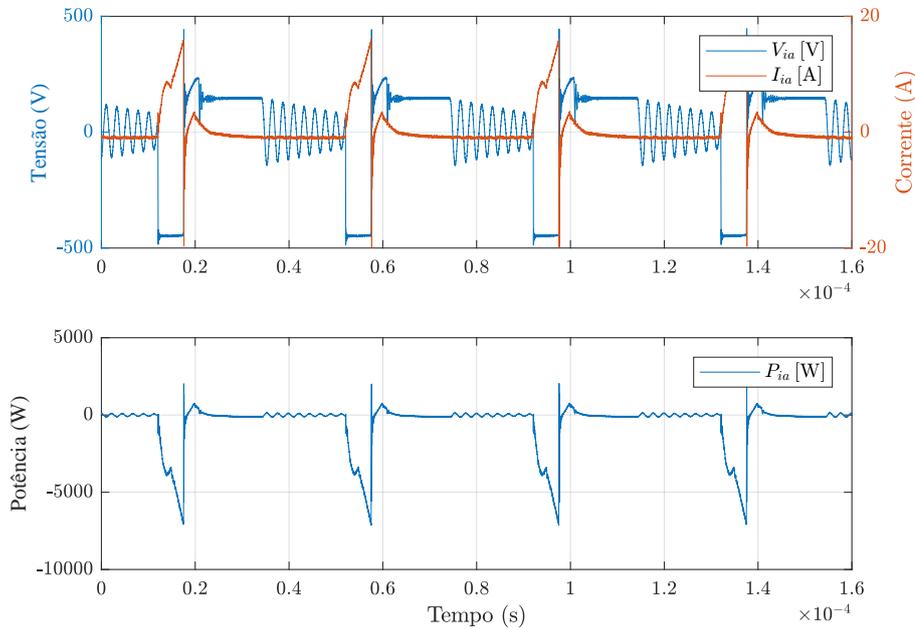


Figura 113 – Potência instantânea no enrolamento secundário do indutor acoplado (L_1) para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.



5.2.4 Análise dos métodos utilizados para o cálculo de perdas nos componentes do conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido direto

Será apresentada uma análise comparativa entre os valores teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico. A Tabela 34 apresenta os valores das perdas totais em cada um dos componentes estudados neste trabalho, bem como o valor absoluto do erro percentual das perdas.

Tabela 34 – Comparação dos resultados teóricos e práticos para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico operando no sentido inverso.

Componente	Perdas totais teóricas [W]	Perdas totais experimental [W]	Erro [%]
Capacitor [C_1]	0,04095	0,017238	57,9
Interruptores	10,4409	10,05	3,74
Diodos	13,47	10,24	23,929
Indutor acoplado [L_1 e L_2]	19,8907	21,23	6,7

Fonte: Do autor, 2019.

Conforme os métodos utilizados é possíveis divergências nos valores calculados e experimentados, podem ser relacionados a modelos e métodos teóricos onde os elementos estão submetidos a condições mais controladas de tensão e corrente para que tenha-se modelos e métodos de cálculos de perdas mais apurados.

6 CONCLUSÃO

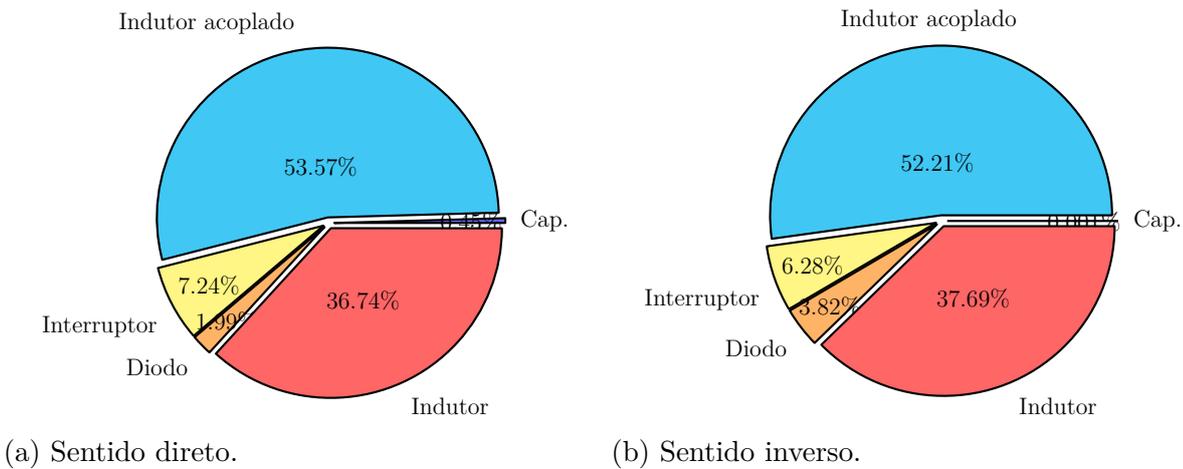
Este trabalho dedicou-se ao estudo de perdas em duas novas topologias de conversores CC-CC bidirecionais aplicados ao sistema de tração e estações de carga de veículos elétricos e híbridos, tendo como foco a comparação entre os métodos propostos na literatura entre os valores reais e métodos utilizados na parte experimental. Além disso o trabalho apresenta um estudo sobre os tipos de semicondutores disponíveis no mercado, faz-se também uma breve comparação entre os materiais semicondutores para permitir que o leitor tenha um primeiro contato com os elementos que serão citados no decorrer do trabalho. Elementos magnéticos também são citados na revisão bibliográfica para que o leitor possa compreender os principais fatores que influenciam no seu funcionamento além de características físicas importantes a serem levadas em consideração durante o projeto de elementos magnéticos. Os métodos utilizados para o cálculo das perdas em conversores estáticos são identificados na revisão bibliográfica e aplicados aos respectivos componentes das topologias, à qual as metodologias se aplicam, isso faz com que tenha-se mais de um método disponível para o cálculo de perdas de alguns elementos. Outro fator com muita importância para as metodologias teóricas, são as folhas de dados dos componentes, onde na maioria das vezes, omite-se muitas das informações necessárias para aplicação de certos métodos identificados na literatura, fazendo com que tenha-se que entrar em contato com os fabricantes solicitando alguns parâmetros importantes, para que se possa dar continuidade aos estudos, neste trabalho, isso ocorreu principalmente com os elementos magnéticos utilizados neste estudo. Com este trabalho, pode-se observar a necessidade de aperfeiçoamento nas técnicas de aquisição de valores experimentais, uma vez que a resolução dos equipamentos utilizados influencia diretamente no resultado final obtido, além da resolução, outro ponto importante é a calibração dos mesmo, pois ao não se ter um equipamento calibrado, os valores coletados, podem possuir níveis CC, fazendo com que os valores não condizem com o valor real presente no protótipo.

Os resultados para ambas as topologias, tanto em seus sentidos direto ou inverso, representam um percentual baixo de perdas em relação as potências processadas pelos conversores. Apesar das diferenças elevada entre os valores das perdas, os percentuais em relação a potência total processada é próximo, fazendo com que os rendimentos teóricos e práticos tenham variações de 1 % à 7 %. Lembrando que para a topologia do conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado, tem-se rendimento em ambos os sentidos maior que 95 % e para o conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull (utilizando circuito de auxílio a comutação RCD) tem-se rendimento próximo de 70 %, podendo ser elevado caso a potência processada aumente, chegando à 80 % quando processando uma potência de 2,5 kW. Vale ressaltar que o maior percentual de perdas para o conversor Flyback / Push-Pull é devido à utilização de circuito de auxílio a comutação, portanto para melhorar o rendimento total do conversor é necessário a utilização de circuitos regenerativos,

as perdas no circuito de auxílio a comutação não foram estudadas neste trabalho.

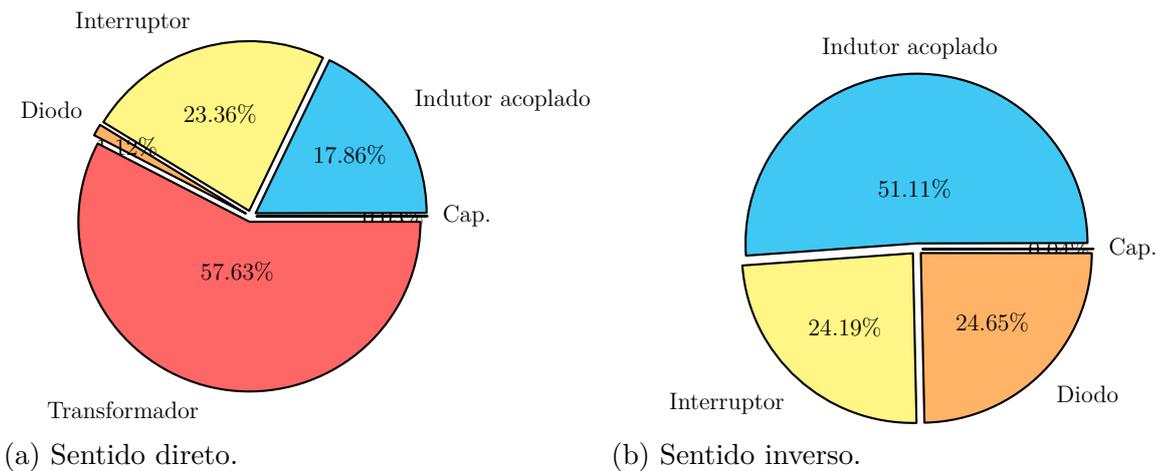
Logo, este trabalho ajudou a identificar os métodos tradicionais de cálculos de perdas para os componentes de conversores estáticos, bem como aplicar técnicas para validação dos estudos de forma experimental, com isso foi possível identificar as parcelas de responsabilidade das perdas para cada tipo de componente presente nos conversores, conforme apresentado pelas Figuras 114a, 114b, 115a e 115b

Figura 114 – Distribuição das perdas no conversor CC-CC bidirecional intercalado com indutor acoplado.



Fonte: Do autor, 2019.

Figura 115 – Distribuição das perdas no conversor CC-CC bidirecional Flyback / Push-Pull trifásico.



Fonte: Do autor, 2019.

REFERÊNCIAS

- ABDALLAH, T.; SULLIVAN, C. R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2203–2210 vol.4. ISSN 0197-2618. Citado na página 60.
- ALVES, L. F. S. et al. Sic power devices in power electronics: An overview. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–8. Citado na página 34.
- BHATNAGAR, M.; BALIGA, B. J. Comparison of 6h-sic, 3c-sic, and si for power devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, v. 40, n. 3, p. 645–655, March 1993. ISSN 0018-9383. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- BUENO, D. A. A.; SILVA, E. R. C. da. Dispositivos de carboneto de silício na eletrônica de potência: Uma revisão. *XX Congresso Brasileiro de Automática*, 2014. Citado na página 36.
- CHEN, K. J. et al. Gan-on-si power technology: Devices and applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, v. 64, n. 3, p. 779–795, March 2017. ISSN 0018-9383. Citado na página 36.
- CHOWDHURY, M. S. A.; RAHMAN, A. M.; SAMRAT, N. H. A comprehensive study on green technologies used in the vehicle. In: *2015 3rd International Conference on Green Energy and Technology (ICGET)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado na página 21.
- DALVEN, R. Review of semiconductor physics. In: _____. *Introduction to Applied Solid State Physics: Topics in the Applications of Semiconductors, Superconductors, Ferromagnetism, and the Nonlinear Optical Properties of Solids*. Boston, MA: Springer US, 1990. p. 1–25. ISBN 978-1-4684-1330-4. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-1-4684-1330-4_1>. Citado na página 28.
- DROFENIK, U.; KOLAR, J. A general scheme for calculating switching- and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. 01 2005. Citado na página 50.
- EPCOS. *B32678G4356 - Metallized Polypropylene Film Capacitors*. [S.l.], 2009. Disponível em: <<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/392588/EPCOS/B32678G4356.html>>. Citado na página 131.
- GROVAC, D.; PURSCHEL, M.; KIEP, A. *MOSFET Power Losses Calculation using data-sheet parameters*. [S.l.], 2006. Citado na página 38.
- GRZEJSZCZAK, P.; BARLIK, R. Switching losses in a new high-voltage mosfets. In: *2016 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 43.
- HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications*. [S.l.]: Wiley, 2013. ISBN 978-1-119-95057-8. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 58.

- INFINEON. *IDW30G65C5 - Silicon Carbide Diode*. [S.l.], 2013. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDW30G65C5-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a30433899edae0138a4b3a2b221ca>. Citado na página 133.
- JAIN, H.; RAJAWAT, S.; AGRAWAL, P. Comparison of wide band gap semiconductors for power electronics applications. In: *2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 878–881. Citado na página 27.
- KATTEL, M. B. E. *Novas topologias de conversores CC–CC isolados bidirecionais*. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 107, 108, 109, 120 e 129.
- KAZIMIERCZUK, M. K. *High-frequency magnetic components*. 2nd. ed. [S.l.]: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-71779-0. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 57.
- KULVITIT, Y. Energy capacity of voltage dependent capacitor for the calculation of mosfet's switching losses. In: *2012 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. Citado na página 43.
- LELAS, M.; PAVLOVIC, T.; BAN, Z. A supercapacitor based energy storage system for urban transportation energy efficiency improvement. In: *2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 430–436. Citado na página 21.
- MAYER, R. *Conversores CC–CC bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos*. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, 2019. Citado 8 vezes nas páginas 65, 66, 67, 73, 76, 80, 90 e 94.
- MICROSEMI. *APT65GP60J - Power MOS 7 IGBT*. [S.l.], 2003. Disponível em: <<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/147512/ADPOW/APT65GP60J.html>>. Citado 2 vezes nas páginas 115 e 132.
- MICROSEMI. *APT40SM120J - Silicon Carbide Power MOSFET*. [S.l.], 2014. Disponível em: <<http://elmechanics.com/documents/pdf/132/APT40SM120J.pdf>>. Citado na página 75.
- MOUSTAKAS, T. D. Growth and properties of gan films. In: *Proceedings of LEOS'94*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 25–26 vol.2. Citado na página 35.
- MUHLETHALER, J. et al. Core losses under the dc bias condition based on steinmetz parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 2, p. 953–963, Feb 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 60.
- NEAMEN, D. *Semiconductor physics and devices: basic principles*. McGraw-Hill, 2003. (McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering). ISBN 9780072321074. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=TPE9AQAAIAAJ>>. Citado na página 28.
- NGUYEN, B. et al. Analytic model for power mosfet turn-off switching loss under the effect of significant current diversion at fast switching events. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 287–291. ISSN 2470-6647. Citado na página 43.

- ON. *FFSP20120A - Silicon Carbide Schottky Diode*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://www.mouser.com/datasheet/2/149/FFSP20120A-931453.pdf>>. Citado na página 75.
- PERSSON E., B. A. G. F. *GaN in a Silicon world: Competition or coexistence?* Long Beach, CA, 2016. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Presentation_GaN_GalliumNitride_APEC2016-AP-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46253a864fe0153d0a8f85132c5>. Citado na página 36.
- PIZZINI, S. *Physical Chemistry of semiconductor materials and processes*. [S.l.]: Wiley, 2015. Citado na página 28.
- POMILIO, J. A. *Notas de Aula de Eletrônica de Potência*. São Paulo, SP, 2013. Citado na página 37.
- RASHID, M. *Power electronics handbook*. 4th edition. ed. [S.l.]: Elsevier Inc., 2018. ISBN 978-0-12-811407-0. Citado 3 vezes nas páginas 39, 40 e 41.
- ROHM. *SCS215KG HR - Automotive Grade SiC Schottky Barrier Diode*. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://www.rohm.com/datasheet/SCS215KGHR>>. Citado na página 116.
- SEDRA, A.; SMITH, K. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2014. (Oxford Series in Electrical an). ISBN 9780199339136. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=idO-oQEACAAJ>>. Citado 7 vezes nas páginas 28, 29, 30, 31, 37, 39 e 41.
- SHARMA, A. et al. Sic based technology for high power electronics and packaging applications. *Journal of the Microelectronics and Packaging Society*, v. 21, p. 71–78, 06 2014. Citado na página 35.
- SOLTAU, N. et al. Iron losses in a medium-frequency transformer operated in a high-power dc–dc converter. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 50, n. 2, p. 953–956, Feb 2014. ISSN 0018-9464. Citado na página 57.
- VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters. In: *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 36–41. ISSN 1093-5142. Citado na página 61.
- VISHAY. *Metallized Polypropylene Film Capacitor DC-Link Capacitor*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/911069/VISHAY/MKP1848622454P.html>>. Citado 3 vezes nas páginas 74, 94 e 114.
- WILLIAMS, B. W. *Principles and elements of power electronics*. [S.l.]: Barry W. Williams, 2006. ISBN 978-0-9553384-0-3. Citado 4 vezes nas páginas 28, 30, 33 e 39.
- YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles. In: *2012 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety (ICVES 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 346–351. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, May 2013. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.