



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Milena Rezende Barbosa Neves

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC  
ISOLADOS APLICADAS A UM SISTEMA AUXILIAR DE BAIXA TENSÃO PARA  
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil  
Julho 2022



Milena Rezende Barbosa Neves

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC  
ISOLADOS APLICADAS A UM SISTEMA AUXILIAR DE BAIXA TENSÃO PARA  
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Santa Catarina para a  
obtenção do Grau de Bacharel em Engenharia  
Elétrica.

**Orientador(a):** Prof. André Luís Kirsten, Dr. Eng.

**Coorientador(a):** Gustavo Pereira, Eng.

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

Julho 2022

Notas legais:

Não há garantia para qualquer parte do software documentado. Os autores tomaram cuidado na preparação desta tese, mas não fazem nenhuma garantia expressa ou implícita de qualquer tipo e não assumem qualquer responsabilidade por erros ou omissões. Não se assume qualquer responsabilidade por danos incidentais ou consequentes em conexão ou decorrentes do uso das informações ou programas aqui contidos.

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da Universidade Federal de Santa Catarina.  
Arquivo compilado às 21:27h do dia 7 de julho de 2022.

Milena Rezende Barbosa Neves

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS APLICADAS A UM SISTEMA AUXILIAR DE BAIXA TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS / Milena Rezende Barbosa Neves; Orientador(a), Prof. André Luís Kirsten, Dr. Eng.; Coorientador(a), Gustavo Pereira, Eng. – Florianópolis, Santa Catarina – Brasil, 04 de julho de 2022.

84 p.

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Santa Catarina, EEL – Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, CTC – Centro Tecnológico, Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Conversor estático, 2. Veículo elétrico, 3. Bateria, 4. Eficiência, I. Prof. André Luís Kirsten, Dr. Eng. II. Gustavo Pereira, Eng. III. Curso de Graduação em Engenharia Elétrica IV. ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS APLICADAS A UM SISTEMA AUXILIAR DE BAIXA TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

CDU 02:141:005.7

Milena Rezende Barbosa Neves

**ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC  
ISOLADOS APLICADAS A UM SISTEMA AUXILIAR DE BAIXA TENSÃO PARA  
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Este(a) Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado(a) para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica, e foi aprovado em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do EEL – Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, CTC – Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil, 04 de julho de 2022.

---

**Prof. Miguel Moreto, Dr. Eng.**

Coordenador(a) do Curso de Graduação  
em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

**Prof. André Luís Kirsten, Dr. Eng.**

Orientador(a)  
Universidade Federal de Santa  
Catarina – UFSC

---

**Eduardo Valmir de Souza, Dr. Eng.**

Universidade Federal de Santa Catarina –  
UFSC

---

**Mateus Nava Mezaroba, Me. Eng.**

Universidade Federal de Santa Catarina –  
UFSC

## AGRADECIMENTOS

Por este ciclo que se fecha, agradeço primeiramente ao meu querido pai, Míler, e à minha querida irmã, Mayla, que me apoiam incansavelmente a cada passo que eu ouse dar, que são minha base para todos os momentos, que são calma em meio aos ventos da vida. Obrigada por me ensinarem todos os dias sobre o amor genuíno.

Agradeço aos meus queridos amigos, André, Danilo, Vinícius, João, Nicolás e Rodrigo, que mais do que companheiros de curso e graduação, são aqueles que me acolheram, me socorreram em momentos de desespero e compartilharam as melhores risadas em momentos de leveza e paz. Obrigada por compartilharem sua juventude comigo.

Agradeço às minhas queridas amigas, Émillyn e Luisa, por todo o apoio e parceria compartilhados durante o curso. Por cada batalha que lutamos juntas, seja na rotina de estudos ou na vida pessoal, deixo registrada aqui a minha admiração por cada uma. Obrigada por serem sempre tão gentis comigo.

Agradeço aos meus queridos amigos do volêi, que surgiram na minha vida ao final da minha graduação e me lembraram de como é bom viver. Como é bom estar ao redor dos que gostam da gente. Como é bom ter com quem compartilhar os momentos, sejam eles tristes ou felizes. Obrigada por me lembrarem de aproveitar a vida.

Agradeço, em especial, à minha querida *roommate* e amiga, Jéssica Fernanda, que surgiu na minha vida durante um dos momentos mais difíceis pelos quais já passei, que trouxe leveza à nossa casa, que trouxe alegria à minha rotina, que me mostrou um outro jeito de enxergar as coisas. Obrigada por ver algo bom em mim e na minha família.

Agradeço aos professores do curso de Engenharia Elétrica da UFSC por todo o conhecimento compartilhado, dentro ou fora das salas de aula, e por toda a maturidade profissional adquirida a partir disso. Obrigada por se dedicarem ao sucesso de seus alunos.

Agradeço, também, a todo o pessoal da MVP e-solutions, André, Gustavo, Thiago e Lucas, por preencherem o ramo profissional da minha vida de uma forma rica e leve, por me darem uma chance de mostrar o que consigo fazer e, mais ainda, o que consigo aprender. Graças a vocês, me vi pertencente a algo e pude escolher a minha carreira. Obrigada por terem visto potencial em mim.

Por fim, deixo meus mais sinceros agradecimentos à minha querida mãe, Ana Paula, que me deu carinho incondicional até o último segundo, que me mostrou a graça de viver, que me aceitou sempre, exatamente como sou, que me ensinou o que sei de mais maravilhoso. Obrigada por ter me dado a vida.

*"Grandes realizações são possíveis quando se dá importância aos pequenos começos."*

Lao Tsé

## RESUMO

NEVES, Milena Rezende Barbosa. **ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS APLICADAS A UM SISTEMA AUXILIAR DE BAIXA TENSÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**. 82 páginas. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2022.

Os conversores estáticos são dispositivos eletrônicos utilizados para processamento, controle e transmissão da energia elétrica entre dois ou mais sistemas, ou seja, adequam os níveis de tensão e corrente entre duas ou mais cargas. Com o avanço da tecnologia nos diferentes setores da sociedade, chegou-se a uma nova era em um dos mais famosos deles: o de mobilidade, que conta hoje com uma escalada sólida dos veículos elétricos. Entretanto, hoje considera-se necessária uma mudança no consumo intenso de energia elétrica. Assim, este trabalho consiste no estudo e consequente análise comparativa de duas topologias de conversores de corrente contínua capazes de tornar mais eficiente o uso de baterias nesses veículos, contando com o isolamento elétrico de ambos. Além do desenvolvimento do controle de cada uma, semicondutores reais foram, então, selecionados, para que suas perdas fossem estimadas, simuladas e consideradas no cálculo do rendimento dos conversores.

**Palavras-chaves:** Conversor estático. Veículo elétrico. Bateria. Eficiência.

## ABSTRACT

NEVES, Milena Rezende Barbosa. **COMPARATIVE STUDY BETWEEN TOPOLOGIES OF ISOLATED CC-CC CONVERTERS APPLIED TO A LOW VOLTAGE AUXILIARY SYSTEM FOR ELECTRIC VEHICLES.** 82 pages. Final Course Assignment (Graduation in Electrical Engineering) - Federal University of Santa Catarina. Florianópolis, 2022.

Static converters are electronic devices used for the processing, control and transmission of electrical energy between two or more systems, that is, they match the voltage and current levels between two or more loads of an electronic network. With the advancement of technology within different sectors of society, a new era has been reached in one of the most famous of them: mobility, which today counts with a solid rise of electric vehicles. However, a change in the intense consumption of electric energy is now considered necessary. Thus, this paper proposes the study and consequent comparative analysis of two topologies of direct current converters which are capable of making the use of batteries in these vehicles more efficient, counting on their electrical isolation. In addition, it was developed the control of each one and real semiconductors were selected, so that their energy losses could be estimated, simulated and considered for the calculus of each converter's efficiency.

**Keywords:** Static converter. Electric Vehicle. Battery. Efficiency.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	– Conversor <i>Half-bridge</i> . Fonte: (MARKUS ZEHENDNER, 2016) . . .	24
Figura 2	– Submodelos (a) <i>half-bridge</i> e (b) <i>full-bridge</i> . Fonte: (G. J. M. DE SOUSA, 2017) . . . . .	24
Figura 3	– Conversor <i>Full-bridge</i> . Fonte: (MARKUS ZEHENDNER, 2016) . . .	25
Figura 4	– Conversor <i>Dual Active Bridge (DAB)</i> . Fonte: (LI, 2020) . . . . .	25
Figura 5	– Formas de onda do conversor <i>DAB</i> sob controle de defasagem angular dual. Fonte: (KWAŚNY, 2019) . . . . .	26
Figura 6	– Configurações mais comuns de tanques ressonantes (adaptado). Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020) . . . . .	27
Figura 7	– Derivação de um conversor CC-CC ressonante. Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020) . . . . .	28
Figura 8	– Transições das tensões e corrente na chave durante a comutação em <i>ZVS</i> (adaptado). Fonte: (CHENG-TAO TSAI, 2017) . . . . .	30
Figura 9	– Correntes nos semicondutores do conversor <i>DAB</i> ideal simulado. Fonte: Autora . . . . .	33
Figura 10	– Tensões nos semicondutores do conversor <i>DAB</i> ideal simulado. Fonte: Autora . . . . .	33
Figura 11	– Correntes nos semicondutores do conversor <i>Full-bridge</i> Ressonante ideal simulado. Fonte: Autora . . . . .	33
Figura 12	– Tensões nos semicondutores do conversor <i>Full-bridge</i> Ressonante ideal simulado. Fonte: Autora . . . . .	34
Figura 13	– Estrutura do conversor <i>DAB</i> . Fonte: (KIRSTEN, 2014) . . . . .	36
Figura 14	– Diagrama de blocos simplificado do controle <i>Phase-Shift</i> para um conversor <i>DAB</i> (adaptado). Fonte: (MEDEIROS, 2019) . . . . .	37
Figura 15	– Comparação dos sinais triangulares defasados para geração dos comandos. Fonte: (CARVALHO, 2019) . . . . .	38
Figura 16	– Sinais para acionamento dos interruptores em um período (adaptado). Fonte: (CARVALHO, 2019) . . . . .	38
Figura 17	– <i>Full-bridge</i> LLC com retificador de ponte completa. Fonte: (ABDELRAHMAN, 2012) . . . . .	41
Figura 18	– Formas de onda de um conversor ressonante modulado por frequência. Fonte: (CAO, 2019) . . . . .	43
Figura 19	– Diagrama de blocos simplificado do controle para um conversor ressonante. Fonte: (CHENG, 2012) . . . . .	43
Figura 20	– Circuito retificador modelado como $R_{ac}$ . Fonte: (CHENG, 2012) . . . . .	44
Figura 21	– Circuito ressonante equivalente. Fonte: (ABDELRAHMAN, 2012) . . . . .	44
Figura 22	– Modelo linear do tanque ressonante. Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020) . . . . .	45

Figura 23	– Exemplos de curvas de ganho de um conversor ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) . . . . .	45
Figura 24	– Modos de operação de um conversor ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) . . . . .	47
Figura 25	– Formas de onda em operação na frequência ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) . . . . .	48
Figura 26	– Formas de onda em operação acima da frequência ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) . . . . .	49
Figura 27	– Formas de onda em operação abaixo da frequência ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) . . . . .	50
Figura 28	– Retificador de onda completa. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) .	51
Figura 29	– Retificador de ponte completa. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) .	51
Figura 30	– Estrutura do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante. Fonte: (Y WEI Q LUO, 2020) . . . . .	53
Figura 31	– Modelo linear do diodo. Fonte: (CORTEZ, 2018) . . . . .	55
Figura 32	– Conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	56
Figura 33	– Conversor <i>Full-bridge</i> Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	57
Figura 34	– Tensão e corrente de saída do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	57
Figura 35	– Tensão e corrente de saída do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	58
Figura 36	– Corrente de entrada do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	58
Figura 37	– Corrente de entrada do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	59
Figura 38	– Corrente de entrada no transformador do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	59
Figura 39	– Corrente de entrada no transformador do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	60
Figura 40	– Tensão e corrente no <i>MOSFET</i> de entrada do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	60
Figura 41	– Tensão e corrente no <i>MOSFET</i> de entrada do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	61
Figura 42	– Tensão e corrente no <i>MOSFET</i> de saída do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	61
Figura 43	– Tensão e corrente no diodo do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	62
Figura 44	– Perdas no <i>MOSFET C2M0045170D</i> do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	63

Figura 45	– Perdas no <i>MOSFET IST015N06NM5</i> do conversor <i>DAB</i> não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	63
Figura 46	– Perdas no <i>MOSFET C2M0045170D</i> do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	64
Figura 47	– Perdas totais no diodo <i>VS-150EBU02HF4</i> do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal simulado no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	64
Figura 48	– Curvas de rendimento por variação de potência dos conversores <i>DAB</i> e <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideais, simulados no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	67
Figura 49	– Curvas de rendimento por variação de tensão de entrada dos conversores <i>DAB</i> e <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideais, simulados no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	68
Figura 50	– Curvas de rendimento por variação de tensão de entrada do conversor <i>DAB</i> não-ideal, simulados no <i>PSIM</i> . Fonte: Autora. . . . .	68
Figura 51	– Estrutura do <i>C2M0045170D</i> (1700 V, 45 mΩ). Fonte: (ELECTRÓNICOS, s.d.) . . . . .	76
Figura 52	– Curvas da resistência pela corrente de estado <i>on</i> do <i>MOSFET C2M0045170D</i> (1700 V, 45 mΩ) para diferentes temperaturas de junção. Fonte: (CREE, 2016) . . . . .	77
Figura 53	– Curvas das perdas de comutação pela corrente <i>drain-source</i> do <i>MOSFET C2M0045170D</i> (1700 V, 45 mΩ). Fonte: (CREE, 2016) . . . . .	78
Figura 54	– Definição dos tempos de comutação para o <i>MOSFET C2M0045170D</i> (1700 V, 45 mΩ). Fonte: (CREE, 2016) . . . . .	79
Figura 55	– Curvas dos tempos de comutação pela resistência extrema do <i>gate</i> do <i>MOSFET C2M0045170D</i> (1700 V, 45 mΩ). Fonte: (CREE, 2016) . . . . .	80
Figura 56	– Estrutura do <i>IST015N06NM5</i> (60 V, 1,5 mΩ). Fonte: (ELECTRÓNICOS, s.d.) . . . . .	81
Figura 57	– Curvas da resistência pela tensão <i>gate-source</i> do <i>MOSFET IST015N06NM5</i> (60 V, 1,5 mΩ) para diferentes temperaturas de junção. Fonte: (AG, 2022) . . . . .	82
Figura 58	– Definição dos tempos de comutação para o <i>MOSFET IST015N06NM5</i> (60 V, 1,5 mΩ). Fonte: (CREE, 2016) . . . . .	83

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Breve análise comparativa das topologias. Fonte: Autora . . . . .	28
Tabela 2	– Medições nos semicondutores do conversor <i>DAB</i> ideal. Fonte: Autora . . . . .	32
Tabela 3	– Medições nos semicondutores do conversor <i>Full-bridge</i> Ressonante ideal. Fonte: Autora . . . . .	33
Tabela 4	– Vantagens dos possíveis valores de $m$ . Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012) . . . . .	52
Tabela 5	– Perdas dos semicondutores do conversor <i>DAB</i> . Fonte: Autora . . . . .	64
Tabela 6	– Perdas dos semicondutores do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante. Fonte: Autora . . . . .	65
Tabela 7	– Dados retirados das simulações do conversor <i>DAB</i> não-ideal para o cálculo de seu rendimento. Fonte: Autora . . . . .	66
Tabela 8	– Dados retirados das simulações do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante não-ideal para o cálculo de seu rendimento. Fonte: Autora . . . . .	66

## LISTA DE CÓDIGOS

Código 1 – Código para cálculo da derivada de  $K$  em função de  $Fx_{\min}$  . . . 84

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
DAB	Dual Active Bridge
PWM	Pulse With Modulation
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
ZVS	Zero Voltage Switching
CA	Corrente Alternada
SOA	Safe Operating Area
MOS	Metal Oxide Semiconductor
SiC	Silicon Carbide
Si	Silicon
EMI	Electromagnetic Interference
SPMS	Switch Mode Power Supply
EV	Electric Vehicle
LCD	Liquid Crystal Display
LED	Light-Emitting Diode
FM	Frequency Modulation

## LISTA DE SÍMBOLOS

$W$	Watts
$V$	Volts
$f_s$	Frequência de comutação
$f_0$	Frequência ressonante
$n$	Relação de espiras do transformador do <i>DAB</i>
$\phi$	Ângulo de defasagem do conversor <i>DAB</i>
$I_{DS}$	Corrente <i>drain-source</i> do <i>MOSFET</i>
$V_{DS}$	Tensão <i>drain-source</i> do <i>MOSFET</i>
$d$	Relação de transformação do conversor
$P$	Potência nominal
$V_{i_{nom}}$	Tensão de entrada nominal
$V_{o_{nom}}$	Tensão de saída nominal
$\eta$	Rendimento do conversor
$N_{prim}$	Quantidade de espiras do lado primário
$N_{sec}$	Quantidade de espiras do lado secundário
$V_i$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$N$	Relação de espiras do transformador do conversor ressonante
$V_{máx}$	Tensão máxima no semicondutor
$I_{med}$	Corrente média no semicondutor
$I_{máx}$	Corrente máxima no semicondutor
$A$	Amper
$\Omega$	Ohms
$V_R$	Tensão de ruptura do diodo
$^{\circ}C$	Graus Celsius

$Q_{rr}$	Taxa de recuperação reversa do diodo
$C$	Coulomb
$T_s$	Período de comutação do conversor
$\omega T_s$	Período de comutação angular do conversor
$Hz$	Hertz
$rad$	Radianos
$L_d$	Indutância série auxiliar do conversor <i>DAB</i>
$\omega_s$	Frequência angular de comutação
$H$	Henry
$C_o$	Capacitor de barramento do conversor <i>DAB</i>
$\Delta V_o(\%)$	Oscilação percentual da tensão de saída
$F$	Faraday
$M1$	<b>MOSFET C2M0045170D</b>
$M2$	<b>MOSFET IST015N06NM5</b>
$I_{sw_{ef}}$	Corrente eficaz no <i>MOSFET</i>
$I_{sw_{on}}$	Corrente instantânea ao ligar o <i>MOSFET</i>
$I_{sw_{off}}$	Corrente instantânea ao desligar o <i>MOSFET</i>
$P_{cond}$	Perdas de condução teóricas do <i>MOSFET</i>
$R_{DS(on)}$	Resistência <i>drain-source</i> do <i>MOSFET</i> ligado
$P_{sw}$	Perdas de comutação teóricas do <i>MOSFET</i>
$E_{tot}$	Energia total de comutação do <i>MOSFET</i>
$V_g$	Sinal de tensão do <i>gate</i> do <i>MOSFET</i>
$v_{ab}$	Tensão da ponte comutadora
$i_L$	Corrente no indutor em série do tanque ressonante
$i_{ac}$	Corrente de saída quase senoidal do tanque ressonante
$V_{oac}$	Tensão de saída do circuito ressonante equivalente

$R_{ac}$	Carga do circuito ressonante equivalente
$K$	Ganho do conversor LLC ressonante
$K_{rc}$	Ganho da rede comutadora do conversor LLC ressonante
$K_{tr}$	Ganho do tanque ressonante do conversor LLC ressonante
$V_{i.ac}$	Tensão de entrada do circuito ressonante equivalente
$Q$	Fator de qualidade do conversor LLC ressonante
$m$	Razão entre a indutância total primária e a indutância ressonante
$Fx$	Frequência de comutação normalizada
$L_r$	Indutância ressonante
$C_r$	Capacitância ressonante
$R_o$	Carga alimentada pelo conversor
$L_m$	Indutância magnetizante
$I_{Lr}$	Corrente no indutor ressonante
$I_{Lm}$	Corrente no indutor magnetizante
$V_{T_o}$	Tensão limiar do diodo
$r_d$	Resistência interna do diodo
$I_{D_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo
$I_{D_{med}}$	Corrente média no diodo
$P_D$	Perdas tóricas do diodo
$P_o$	Potência de saída simulada do conversor
$P'_i$	Potência de entrada simulada do conversor sem as perdas dos semicondutores
$P_i$	Potência de entrada simulada do conversor
$P_{M1DAB}$	Perdas totais simuladas no <i>MOSFET</i> de entrada do conversor <i>DAB</i>
$P_{M2DAB}$	Perdas totais simuladas no <i>MOSFET</i> de saída do conversor <i>DAB</i>
$P_{M_{LLC}}$	Perdas totais simuladas no <i>MOSFET</i> do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante

$P_{D_{LLC}}$	Perdas totais simuladas no diodo do conversor <i>Full-bridge</i> LLC Ressonante
$T_j$	Temperatura de junção do <i>MOSFET</i>
$V_{GS}$	Tensão <i>gate-source</i> do <i>MOSFET</i>
$t_p$	Largura de pulso do sinal de comutação
$E_{on}$	Energia de comutação ao ligar o <i>MOSFET</i>
$E_{off}$	Energia de comutação ao desligar o <i>MOSFET</i>
$t_{on}$	Período de comutação ao ligar o <i>MOSFET</i>
$t_{off}$	Período de comutação ao desligar o <i>MOSFET</i>
$R_{G_{ext}}$	Resistência externa do <i>gate</i> do <i>MOSFET</i>
$V_{DD}$	Tensão de barramento do <i>MOSFET</i>
$t_{d(on)}$	Tempo de atraso ao ligar o <i>MOSFET</i>
$t_r$	Tempo de subida do <i>MOSFET</i>
$t_{d(off)}$	Tempo de atraso ao desligar o <i>MOSFET</i>
$t_f$	Tempo de descida do <i>MOSFET</i>

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>20</b>
1.1	OBJETIVOS	21
<b>1.1.1</b>	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>21</b>
1.2	METODOLOGIA	21
<b>2</b>	<b>REVISÃO DO ESTADO DA ARTE</b>	<b>23</b>
2.1	TOPOLOGIAS DO CONVERSOR	23
<b>2.1.1</b>	<b><i>Half-bridge</i></b>	<b>23</b>
<b>2.1.2</b>	<b><i>Full-bridge</i></b>	<b>24</b>
<b>2.1.3</b>	<b><i>Dual Active Bridge (DAB)</i></b>	<b>25</b>
<b>2.1.4</b>	<b>Ressonante</b>	<b>27</b>
2.2	BREVE ANÁLISE COMPARATIVA	28
2.3	ZERO VOLTAGE SWITCHING (ZVS)	29
2.4	TRANSFORMADOR	31
<b>2.4.1</b>	<b>Relação de Transformação</b>	<b>31</b>
2.5	SEMICONDUCTORES	32
<b>2.5.1</b>	<b>Escolha dos modelos dos semicondutores</b>	<b>32</b>
2.5.1.1	<i>MOSFETs</i>	34
2.5.1.2	<i>Diodo</i>	35
<b>3</b>	<b>DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)</b>	<b>36</b>
3.1	PROJETO DO CONVERSOR <i>DAB</i> PROPOSTO	39
<b>3.1.1</b>	<b>Elementos armazenadores</b>	<b>39</b>
3.1.1.1	Indutor auxiliar	39
3.1.1.2	Capacitor de barramento	40
<b>3.1.2</b>	<b>Estimativa de perdas dos semicondutores</b>	<b>40</b>
<b>4</b>	<b><i>FULL-BRIDGE</i> RESSONANTE</b>	<b>41</b>
4.1	GANHO DE TENSÃO	44
4.2	MODOS DE OPERAÇÃO	46
<b>4.2.1</b>	<b>Operação na frequência ressonante (<math>f_s = f_0</math>)</b>	<b>47</b>
<b>4.2.2</b>	<b>Operação acima da frequência ressonante (<math>f_s &gt; f_0</math>)</b>	<b>48</b>
<b>4.2.3</b>	<b>Operação abaixo da frequência ressonante (<math>f_s &lt; f_0</math>)</b>	<b>49</b>
4.3	PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE PROPOSTO	50
<b>4.3.1</b>	<b>Rede retificadora</b>	<b>50</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Etapas de projeto</b>	<b>52</b>
4.3.2.1	Etapa 1: Seleção do fator de qualidade $Q_{máx}$	52

---

4.3.2.2	Etapa 2: Seleção da razão entre a indutância total primária e a indutância ressonante $m$ . . . . .	52
4.3.2.3	Etapa 3: Cálculo da frequência de comutação normalizada mínima ( $Fx_{min}$ ) . . . . .	53
4.3.2.4	Etapa 4: Cálculo dos componentes ressonantes . . . . .	53
<b>4.3.3</b>	<b>Estimativa de perdas dos semicondutores . . . . .</b>	<b>54</b>
4.3.3.1	<i>MOSFET</i> . . . . .	54
4.3.3.2	Diodo . . . . .	55
<b>5</b>	<b>ANÁLISE COMPARATIVA . . . . .</b>	<b>56</b>
5.1	ESFORÇOS DOS SEMICONDUCTORES . . . . .	62
5.2	CURVAS DE RENDIMENTO . . . . .	65
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>69</b>
6.1	RECOMENDAÇÕES FUTURAS . . . . .	69
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>70</b>
	<b>APÊNDICE A – CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTIMATIVA DE PERDAS DO <i>MOSFET</i> C2M0045170D . . . . .</b>	<b>76</b>
	<b>APÊNDICE B – CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTIMATIVA DE PERDAS DO <i>MOSFET</i> IST015N06NM5 . . . . .</b>	<b>81</b>
	<b>APÊNDICE C – CÓDIGOS . . . . .</b>	<b>84</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Apesar da nova era da mobilidade estar ganhando destaque, o protagonista dessa história não é invenção recente. O carro elétrico teve suas primeiras versões produzidas durante o final do século XIX, quando inventores da Hungria, da Holanda e dos Estados Unidos já imaginavam um veículo movido a bateria (VENDITTI, 2020). Contudo, ainda no início, o século XX não foi propício para ascensão de seu uso. Basicamente, o petróleo estava em abundância no mundo e isso tornava os veículos a combustão mais baratos e atrativos, enquanto para ter energia elétrica ainda exigia-se altos custos, restringindo-a a certas localidades.

Um pouco mais tarde, com o disparo de preços dos combustíveis fósseis devido à guerra entre os países produtores de petróleo, houveram breves sinais de renascimento dos veículos elétricos (1970). Estes logo foram aderidos pela população graças aos incentivos governamentais nos países desenvolvidos para promover tecnologias alternativas, mas, em seguida, já foram tirados de pauta pela indústria do petróleo, que se viu ameaçada (NOVAIS, 2016).

A então explicação para o ressurgimento dessa tecnologia é a nova mudança na conjuntura atual em relação à situação da sociedade. Tem-se testemunhado o poder das mudanças climáticas e suas consequências abruptas na vida do ser humano já há algumas décadas. Além disso, a consciência de que os recursos naturais são finitos leva cada vez mais à busca por alternativas, que ganha força ao mesmo tempo em que ocorrem grandes avanços na eletrônica, nos microprocessadores, na conectividade e na tecnologia das baterias, por exemplo.

Nesse caminho rumo à sustentabilidade, a mobilidade elétrica traz grandes vantagens, permitindo o uso racional e eficiente dos recursos naturais. Dito isso, segue-se com a preocupação de utilizar de forma mais eficiente a energia vinda desses recursos, sendo este o papel de uma das principais aplicações da Eletrônica de Potência: os conversores estáticos, os quais consistem em circuitos eletrônicos projetados especialmente para controle e processamento de energia. Dentre eles, há o conversor CC-CC, que adequa os níveis de tensão e corrente provenientes de fontes contínuas de energia, podendo realizar inúmeras funções, desde atuar como fonte de alimentação chaveada, até como dispositivo de controle de motores CC e carregadores de bateria, por exemplo.

Tendo isso em mente, este trabalho consiste no estudo, projeto e análise de duas topologias de conversores CC-CC para aplicação em sistemas auxiliares de baixa tensão para veículos elétricos, ou seja, dois conversores que sejam capazes de aproveitar a tensão fornecida pela bateria de um carro elétrico para alimentar seus próprios sistemas periféricos. Desse modo, é preciso de apenas uma fonte de alimentação para seu completo funcionamento, garantindo maior compatibilidade e

eficiência em meio a uma nova era do setor de mobilidade.

## 1.1 OBJETIVOS

O objetivo principal deste Trabalho de Conclusão de Curso consiste em dimensionar, analisar e comparar duas topologias de um conversor CC-CC isolado, não necessariamente bidirecional, que atendam aos seguintes requisitos de projeto:

- Potência: 2 – 4 [kW];
- Tensão de entrada: 500 – 900 [V];
- Tensão de saída: 24 [V];
- Eficiência  $\geq 90$  %.

Tal definição para o intervalo de potência condiz com valores típicos das cargas mais comuns em um veículo, como painéis de controle, faróis, bombas de arrefecimento e sistema de ar condicionado. Além disso, o intervalo de tensão de entrada foi definido de acordo com o que se é esperado de uma bateria destinada a alimentar não apenas um veículo elétrico como também seus sistemas periféricos. Por fim, uma tensão de saída fixa em 24 V compreende os sistemas de veículos comerciais.

### 1.1.1 Objetivos Específicos

Como objetivos secundários destacam-se as simulações para análise comparativa das topologias, que leva em consideração esforços de corrente e tensão dos semicondutores. Curvas de rendimento e regulação também farão parte dessa análise, dando peso às perdas por comutação e de condução desses componentes em cada uma das topologias. Elas permitirão uma comparação mais direta quanto à eficiência de cada conversor e sua futura integração não só com diferentes baterias, mas também com os possíveis sistemas periféricos conectados à sua saída.

## 1.2 METODOLOGIA

A metodologia empregada para realizar este trabalho consistirá em uma etapa de revisão teórica da literatura sobre as principais topologias consideradas já possíveis para os requisitos do conversor, a fim de prover amplo conhecimento sobre o tipo de resultado esperado pelas duas finalistas a serem comparadas.

Dentre as topologias comumente usadas, quatro foram tidas como possíveis: a *Dual Active Bridge (DAB)*, a *Full-bridge*, a *Half-bridge* e a Ressonante, as quais são analisadas brevemente neste capítulo. Dadas as condições de projeto, as duas

topologias que mais se mostrarem coerentes serão escolhidas e terão seus elementos dimensionados, incluindo cálculos dos indutores e capacitores e das perdas térmicas dos semicondutores.

Parte-se, então, para a etapa de simulação das topologias aplicadas ao conversor, sendo possível realizar uma análise comparativa entre as duas mais apropriadas. Será realizado o cálculo do rendimento de cada conversor em operação nominal para diferentes potências levando em consideração as perdas de condução e comutação de todos os semicondutores.

## 2 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE

Os conversores CC-CC são essenciais em sistemas que requerem tensão e/ou corrente contínua na saída, principalmente em aplicações onde a fonte de alimentação apresenta variações de tensão sob certas condições ou características de operação, não sendo compatível com a carga, como a geração de energia fotovoltaica, por exemplo (MAYER, 2019).

Em suma, ele mantém a corrente de forma contínua, podendo ser aplicado para amplificação ou redução de tensão, através do método de modulação de largura de pulso (*pulse with modulation, PWM*), onde a frequência é tida como fixa, ou pela variação dela, como é o caso de conversores ressonantes (CZARKOWSKI, 2011). Os conversores são, portanto, compostos por semicondutores de potência, como *IGBTs*, *MOSFETs* e diodos, elementos armazenadores de energia, como indutores e capacitores, e, em conversores isolados, transformador operando em alta frequência.

Dito isso, é importante ressaltar que a topologia apropriada para cada aplicação depende dos requisitos de operação de cada projeto, que se adequam ou não às etapas de comutação intrínsecas às topologias. A partir disso, define-se a modulação da razão cíclica (intervalo de comutação) do sistema. Tendo isso em mente, será discutido brevemente sobre cada topologia possível para o projeto aqui descrito, apresentando o funcionamento de cada uma.

### 2.1 TOPOLOGIAS DO CONVERSOR

A seguir, tem-se a descrição breve de cada uma das topologias estudadas, ressaltando suas principais características.

#### 2.1.1 *Half-bridge*

O conversor *Half-bridge* conta com uma baixa complexidade em termos de operação e controle, uma vez que possui uma quantidade reduzida de semicondutores, se comparado com o *Full-bridge*, por exemplo, necessitando de um filtro de saída menor e mais simples (LEE, 2001). Uma de suas características é que ele pode fornecer uma tensão de saída maior ou menor do que sua entrada, além de prover a isolamento galvânica pelo transformador.

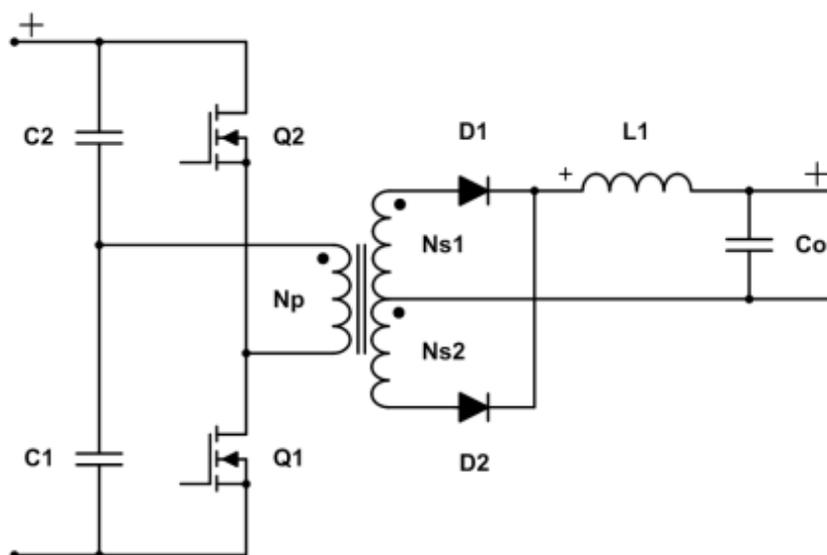


Figura 1 – Conversor *Half-bridge*. Fonte: (MARKUS ZEHENDNER, 2016)

Os capacitores do lado primário, como visto na [Figura 1](#), são usados para produzir metade da tensão de entrada no enrolamento primário. Assim, quando o interruptor superior estiver em condução, o inferior estará em bloqueio, e vice-versa, fornecendo um balanço de tensão positiva e negativa ao enrolamento secundário.

### 2.1.2 Full-bridge

O conversor *Full-bridge* funciona de forma bastante similar ao *Half-bridge*, sendo sua principal diferença o valor máximo de tensão de saída, que, no *Half-bridge*, é metade do valor de pico da tensão de entrada. No seu lado primário, ele possui duas chaves a mais do que o modelo anterior, permitindo esse aumento na saída. A [Figura 2](#) ilustra os sinais de saída para essas duas configurações de chave.

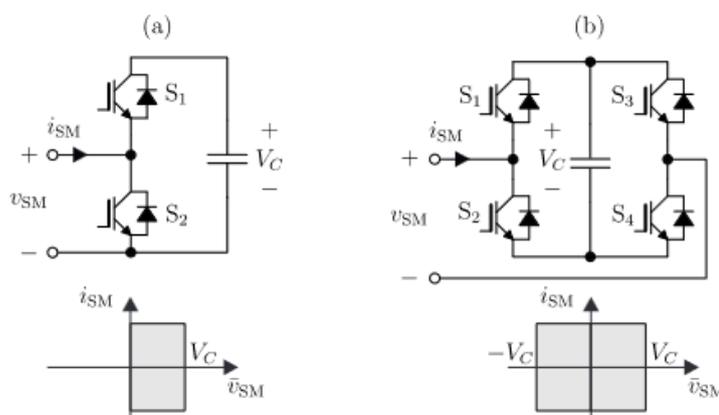


Figura 2 – Submodelos (a) *half-bridge* e (b) *full-bridge*. Fonte: (G. J. M. DE SOUSA, 2017)

Já o lado secundário constitui-se, também, em um circuito retificador de onda completa seguido de um filtro de alta frequência, como pode ser verificado na [Figura 3](#).

Apesar de possuir mais semicondutores, o conversor *Full-bridge* ainda é considerado um modelo extremamente compacto e eficiente, sendo um dos mais comumente usados em conversores que possuem o estágio CC-CC isolado, seguido pela topologia *Half-bridge* (MAYER, 2019).

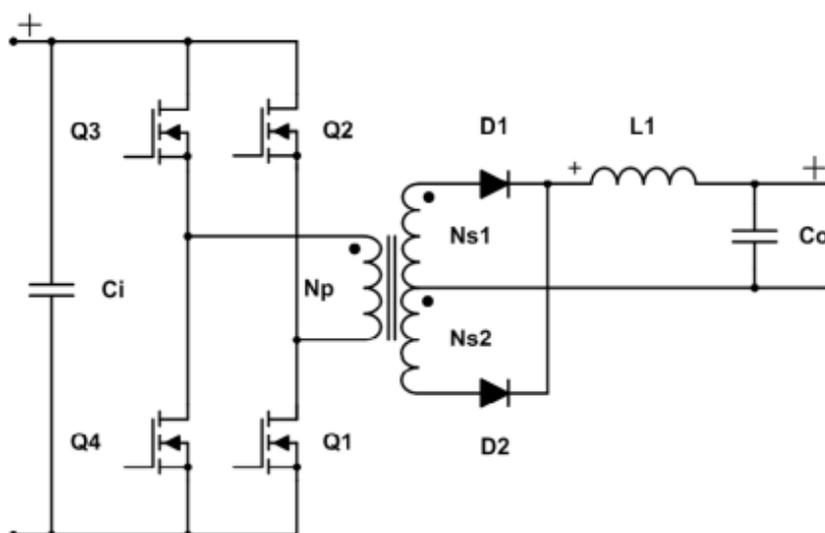


Figura 3 – Conversor *Full-bridge*. Fonte: (MARKUS ZEHENDNER, 2016)

### 2.1.3 Dual Active Bridge (DAB)

O conversor *DAB* constitui-se na junção de dois conversores ponte completa (*full-bridge*), ligados da forma "*back-to-back*" por meio de um transformador, geralmente de alta frequência (WALBERMARK M. DOS SANTOS, 2014), ou seja, ele permite isolamento galvânica e adequação do nível de tensão entre o que for alocado em suas portas. Além disso, seu fluxo de potência pode ser bidirecional.

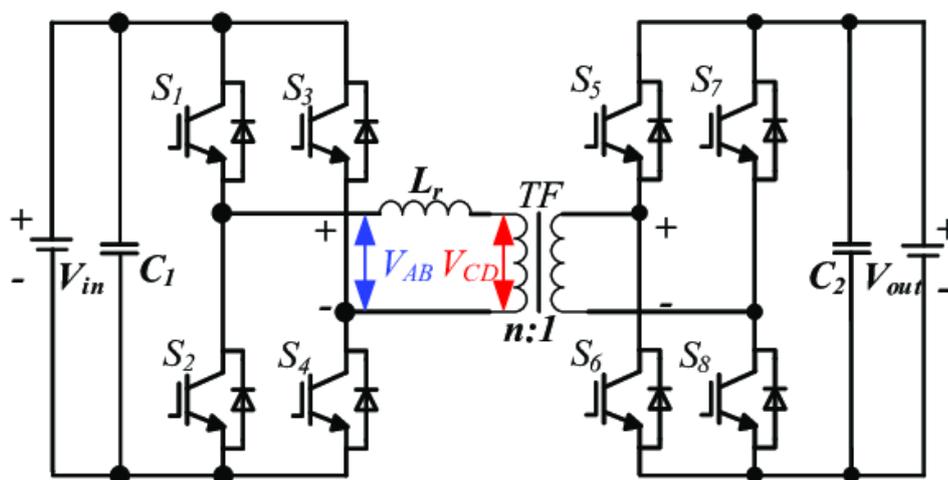


Figura 4 – Conversor *Dual Active Bridge (DAB)*. Fonte: (LI, 2020)

Como pode ser verificado na Figura 4, essa topologia de conversor conta com um elemento armazenador, a indutância série ( $L_s$ ) e oito semicondutores controlados por defasagem angular. Apesar de ser possível que as outras topologias de conversores estáticos também o utilizem, este método de controle, quando aplicado ao DAB, consiste em atrasar a modulante da ponte do secundário em relação à do primário, como exemplifica a Figura 5.

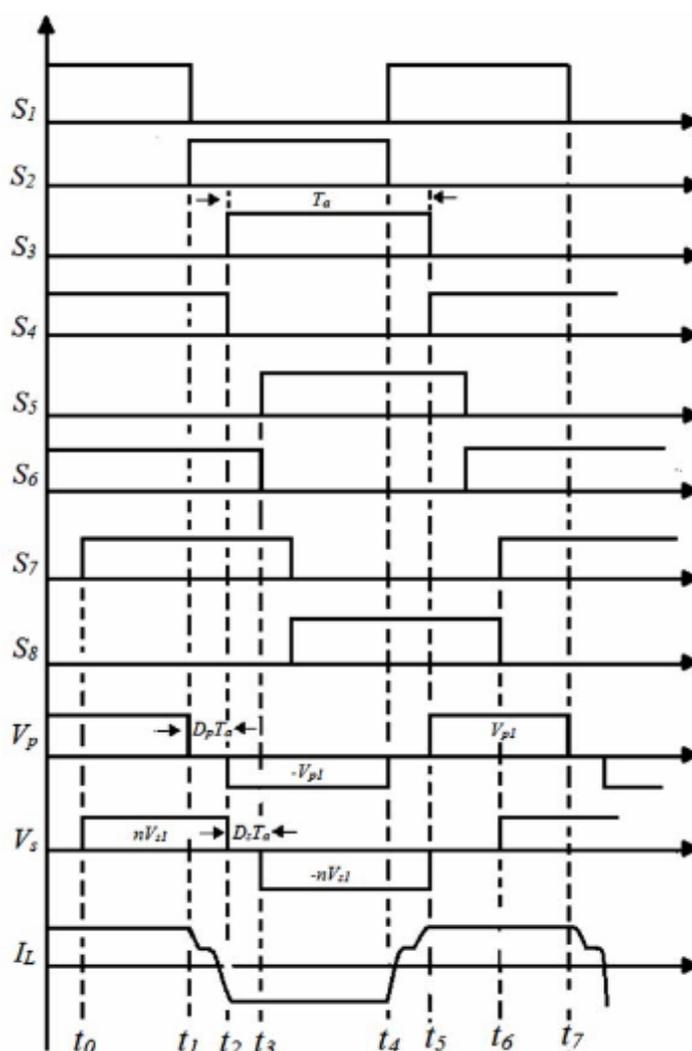


Figura 5 – Formas de onda do conversor DAB sob controle de defasagem angular dual. Fonte: (KWAŚNY, 2019)

Assim, faz-se o controle da fase entre as duas para ajustar o ganho do conversor, enquanto que para outras topologias, este atraso é feito entre as modulantes de uma única ponte, para que haja comutação em sob tensão nula (*ZVS*, do inglês *Zero Voltage Switching*) e uma conseqüente redução das perdas nesse processo. Na prática, para ambos os casos, é necessário que haja um tempo morto entre as chaves do mesmo braço, para evitar curto-circuito e garantir segurança na operação do conversor.

### 2.1.4 Ressonante

Conversores ditos ressonantes contém redes ressonantes compostas por indutores e capacitores, ou seja, tensões e correntes que variam de forma sinusoidal durante um ou mais subintervalos de cada período de comutação (frequência ressonante). Essas redes constituem o lado primário desse conversor, junto de uma rede comutadora conectada à tensão de entrada, que pode assumir várias estruturas, sendo adaptável a cada aplicação. O sinal gerado por esta última possui uma quantidade considerável de harmônicas, que são indesejadas, por isso, ele é filtrado pelo “tanque” ressonante, que as minimiza.

Conseqüentemente, a tensão e a corrente aplicadas no lado primário do circuito possuem formas sinusoidais com harmônicas que podem ser negligenciadas para análise, sendo mais propícias a serem bem controladas (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020). Os chamados “tanques ressonantes” podem ser dos mais variados, como mostra a Figura 6.

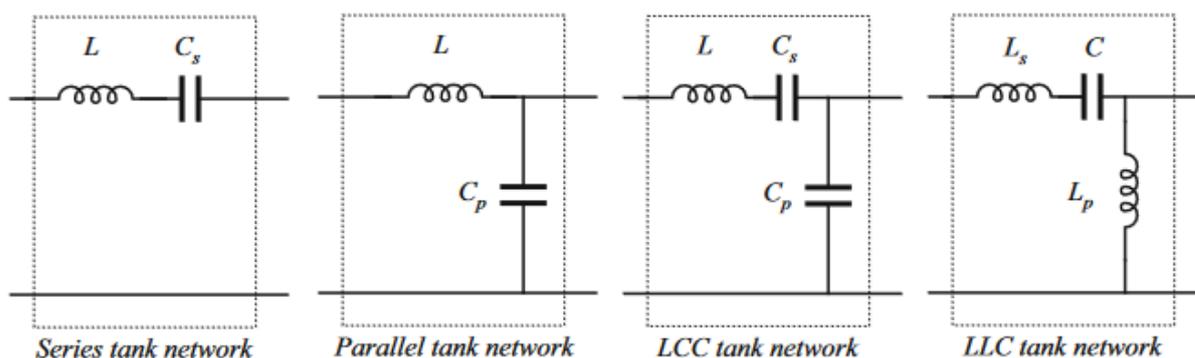


Figura 6 – Configurações mais comuns de tanques ressonantes (adaptado). Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020)

O sinal que sai do tanque ressonante é CA e é retificado e filtrado quando no lado secundário do conversor ressonante. A Figura 7 ilustra a derivação de um conversor CC-CC ressonante em série, o qual tem a corrente de saída do tanque retificada por uma ponte de diodos e filtrada por um capacitor, a fim de suprir uma carga em sua saída. Novamente, variando a frequência de comutação ( $f_s$ ) para algo próximo da frequência ressonante ( $f_0$ ), a corrente de saída do tanque pode ser controlada e, conseqüentemente, a de saída do conversor.

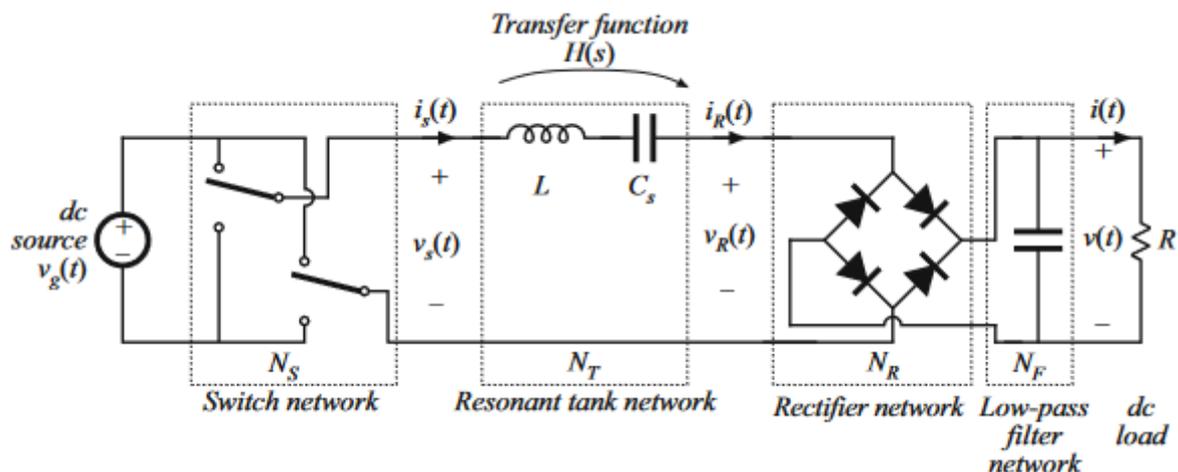


Figura 7 – Derivação de um conversor CC-CC ressonante. Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020)

A grande vantagem desse tipo de conversor é a perda reduzida de comutação, graças a sua comutação suave, por meio da operação em ZVS permitida pelo tanque ressonante. Os outros modelos apresentados até aqui, por outro lado, possuem áreas menores de ZVS, sendo mais eficientes ao trabalharem com comutação forçada, que ocorre quando o circuito de carga tem elementos que causem uma redução momentânea da corrente até o ponto em que chave precisa para desligar (BRAGA, s.d.[a]).

Finalmente, pode-se citar que este modelo de conversor é bem adaptável, uma vez que a rede comutadora pode ser a mais satisfatória possível para cada aplicação, ou seja, um conversor *Full-bridge* ou *Half-bridge*, por exemplo, pode ser ressonante. O que verdadeiramente os caracterizará como tipos diferentes de conversores ressonantes são os referidos tanques já mencionados.

## 2.2 BREVE ANÁLISE COMPARATIVA

Tendo em vista o que foi brevemente descrito sobre cada modelo de conversor possível, a tabela abaixo sintetiza suas principais características apresentadas, para fins de comparação.

Topologia	Comutação	Controle	Custo	Vantagem principal
<i>Half-bridge</i>	Possível ZVS	<i>PWM</i>	Baixo	Menor complexidade
<i>Full-bridge</i>	Possível ZVS	<i>Phase-Shift</i>	Baixo	Compacto e eficiente
<i>DAB</i>	Possível ZVS	<i>Phase-Shift</i>	Médio	Naturalmente bidirecional
Ressonante	Suave	Frequência	Médio	Perda reduzida de comutação

Tabela 1 – Breve análise comparativa das topologias. Fonte: Autora

Apesar de seu baixo custo, o conversor *Half-bridge* é o único a ser descartado como opção por não permitir, no caso deste trabalho, que se faça proveito

completo do transformador para isolamento, devido aos seus limites de operação e, conseqüentemente, de processamento de potência. Em relação a isso, uma escolha mais coerente com os requisitos apresentados anteriormente é o *DAB*, que ainda permite, se necessário, um fluxo bidirecional de potência.

Por outro lado, tem-se o conversor ressonante que é capaz de atingir maior eficiência por ter a capacidade de operar com comutação suave, reduzindo as perdas por comutação. Uma vez que sua rede comutadora é adaptável, propõe-se utilizá-la em modelo *Full-bridge*, considerando propostas futuras de projeto deste conversor, como a operação em *ZVS* do seu lado primário.

Assim, este trabalho discutirá sobre o desempenho dos dois modelos escolhidos para o conversor CC-CC isolado: um *Dual Active Bridge (DAB)* e um ressonante com topologia comutadora *Full-bridge*.

### 2.3 ZERO VOLTAGE SWITCHING (ZVS)

Sabe-se que os conversores de potência de modo chaveado usam dispositivos semicondutores de potência para controlar o fluxo de potência de forma eficiente (CHENG-TAO TSAI, 2017) e, basicamente, existem duas formas de comutação para garantir essa eficiência, dependendo da topologia utilizada para cada aplicação: a comutação forçada e a suave.

Como já mencionado, uma das características que torna atrativa a utilização dos conversores escolhidos na aplicação proposta por este trabalho é a capacidade de gerenciar altas quantidades de potência operando com comutação suave em uma determinada faixa de operação (CARVALHO, 2019). Uma das formas de garantir essa comutação suave é a operação em *ZVS* (Figura 8), que ocorre quando há corrente que polariza os diodos em anti-paralelo dos interruptores antes que estes sejam acionados. Isso faz com que a tensão sobre o semicondutor utilizado seja praticamente nula durante a comutação (CHENG-TAO TSAI, 2017).

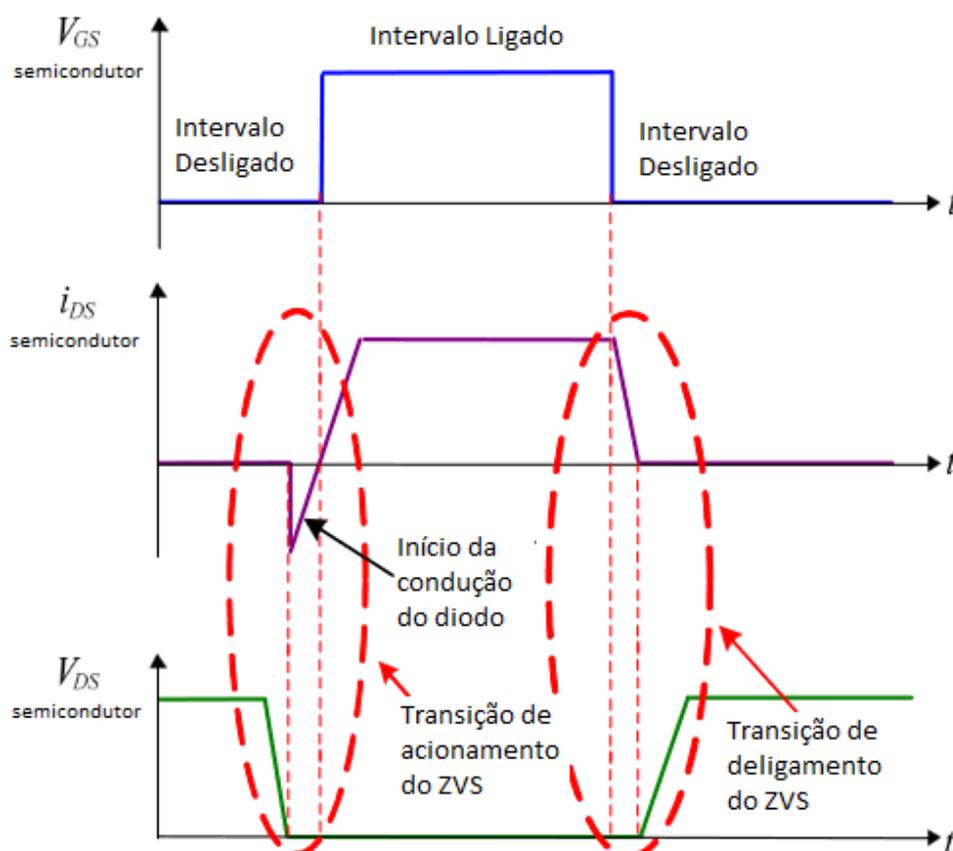


Figura 8 – Transições das tensões e corrente na chave durante a comutação em ZVS (adaptado). Fonte: (CHENG-TAO TSAI, 2017)

No entanto, esta condição de operação é atingida pelas topologias selecionadas de maneira diferente. Para o *DAB*, algumas características do conversor estão relacionadas, como a relação do número de espiras do transformador ( $n$ ) e a variação de potência de saída, determinada pela defasagem entre as tensões nos terminais do transformador ( $\phi$ ) (CARVALHO, 2019). Sendo assim, a operação em ZVS do conversor *DAB* é uma característica intrínseca à modulação por defasagem angular, fazendo-o ser considerado um dos principais conversores para aplicações que requisitam bidirecionalidade, isolamento e elevada densidade de potência (KIRSTEN, 2014).

Por outro lado, quando o conversor ressonante LLC funciona na região indutiva (a qual será explicada posteriormente), há sobreposição entre a tensão sob o semicondutor ( $V_{DS}$ ) e a corrente ressonante ( $I_{DS}$ ), observando-se uma perda diferente de zero.

Assim, quando o estado de comutação é alterado, a direção da corrente ressonante não pode ser alterada abruptamente e a corrente continua a fluir na direção original. Por isso, a capacitância interna do semicondutor deve ser descarregada, invertendo a direção do fluxo de corrente através dele (CHENG, 2012).

Com a capacitância parasita descarregada, o diodo é acionado e não há intersecção entre  $V_{DS}$  e  $I_{DS}$  quando esta última é zero, comandando o interruptor

a conduzir. Desse modo, nenhuma potência ativa (perdas por comutação) é gerada e a comutação suave é atingida (ZHANG, 2020).

## 2.4 TRANSFORMADOR

Tendo em vista que o objetivo deste trabalho leva em consideração apenas perdas de comutação e condução dos semicondutores de cada conversor, o transformador de cada topologia é ideal. Define-se aqui, então, apenas sua relação de transformação, ou seja, sua relação de espiras, para cada topologia escolhida.

### 2.4.1 Relação de Transformação

Como serão analisados alguns pontos de operação de cada topologia aqui apresentada para que seu comportamento e eficiência sejam projetados, não se faz necessário considerar que haverá mudanças e/ou perturbações nas cargas de entrada e saída para a análise de cada ponto.

Ou seja, para se ter a condição ideal de operação de cada ponto analisado, a relação de transformação  $d$  do conversor deve ser igual a 1. O conversor *DAB*, por sua vez, apresentará comutação suave (*ZVS*) em toda a faixa de operação tida como requisito de projeto, resultando em uma energia reativa circulante menor (KIRSTEN, 2014).

Pelos parâmetros determinados com o que condiz o objetivo do estudo desse trabalho, foi determinado como ponto de operação nominal o seguinte:

- Potência:  $P = 2 \text{ kW}$ ;
- Tensão de entrada:  $V_{i_{nom}} = 650 \text{ V}$ ;
- Tensão de saída:  $V_{o_{nom}} = 24 \text{ V}$ ;
- Eficiência  $\eta \geq 90 \%$ .

Com o ponto de operação nominal definido, então, tem-se a relação de espiras para esse conversor pela Equação 1.

$$n = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} = \frac{V_i \cdot d}{V_o} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{650}{24} = 27 \quad (1)$$

Para fins de comparação, este foi considerado o ponto de partida para validar o funcionamento de cada uma das simulações. No caso do conversor *Full-bridge* ressonante, a relação contrária foi considerada em seu transformador, como dita a Equação 2.

$$N = \frac{1}{n} = \frac{24}{650} = 0,0369 \quad (2)$$

## 2.5 SEMICONDUTORES

Os dispositivos semicondutores são elementos fundamentais para a grande maioria das aplicações que envolvem a Eletrônica de Potência e, por isso, têm passado por um processo de evolução nas últimas décadas. Em conversores estáticos de energia, os elementos semicondutores mais importantes são os transistores e os diodos, uma vez que o desempenho destes dispositivos influencia diretamente no rendimento do sistema como um todo (SANTOS; F J VIGLUS; C H I FONT, 2012).

Para que os requisitos do conversor aqui projetado sejam atendidos, é mais interessante fazer o uso de transistores, devido a possibilidade de confecção de um algoritmo de controle mais elaborado, comparado a diodos e tiristores (RASHID, 2014). Um dos mais indicados para a presente aplicação é o *MOSFET*, que, graças à sua composição de metal óxido semicondutor (*MOS*), requer baixo nível de corrente em seu *gate* e, portanto, a potência necessária para conduzir essa chave na região de saturação de baixa resistência é razoavelmente pequena (RASHID, 2014). Outra opção é o *IGBT*, que, além de possuir alta impedância de entrada como o *MOSFET*, apresenta baixas perdas de condução quando ativado.

### 2.5.1 Escolha dos modelos dos semicondutores

Apesar de sua maior robustez em relação ao *MOSFET*, sabe-se que para o *IGBT* o tempo que o transistor leva para deixar de conduzir é maior, pois depende das características da própria estrutura do semicondutor. Já para o *MOSFET*, esse tempo depende apenas da capacitância do *gate* (BRAGA, s.d.[b]).

Isso significa que, em aplicações que envolvem sinais de frequências elevadas, como é o caso deste trabalho, o tempo de desligamento de um *MOSFET* pode ser desprezado quando comparado ao de um *IGBT*. Por isso, estes últimos são preferidos para as aplicações que operam com baixas frequências de comutação, enquanto que os *MOSFETs* de potência têm um melhor desempenho nas aplicações em que correntes de frequências mais elevadas devam ser controladas.

Dito isso, simulou-se cada uma das topologias, ainda ideais, e mediram-se as tensões médias e correntes máximas e eficazes, para que fosse possível escolher os modelos tanto dos *MOSFETs*, presente nos dois conversores, quanto dos diodos do conversor ressonante. Os dados estão evidenciados nas Tabelas 2 e 3.

<b>DAB</b>	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	$I_{ef}$ [A]	$I_{m\acute{a}x}$ [A]
<i>MOSFET</i> de entrada	649,98	2,3367	4,112
<i>MOSFET</i> de saída	24,50	63,079	110,027

Tabela 2 – Medições nos semicondutores do conversor *DAB* ideal. Fonte: Autora

Full-bridge Ressonante	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	$I_{ef}$ [A]	$I_{m\acute{a}x}$ [A]
MOSFET	649,99	4,8879	9,830
Diodo	24,09	65,67	132,36

Tabela 3 – Medições nos semicondutores do conversor *Full-bridge* Ressonante ideal. Fonte: Autora

As formas de onda dessas medições do *DAB* ideal são mostradas nas Figuras 9 e 10, enquanto as do *Full-bridge* Ressonante nas Figuras 11 e 12.

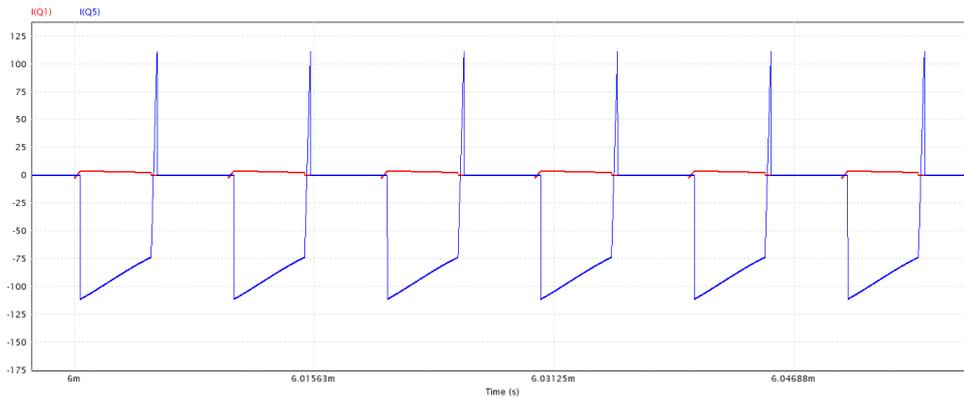


Figura 9 – Correntes nos semicondutores do conversor *DAB* ideal simulado. Fonte: Autora

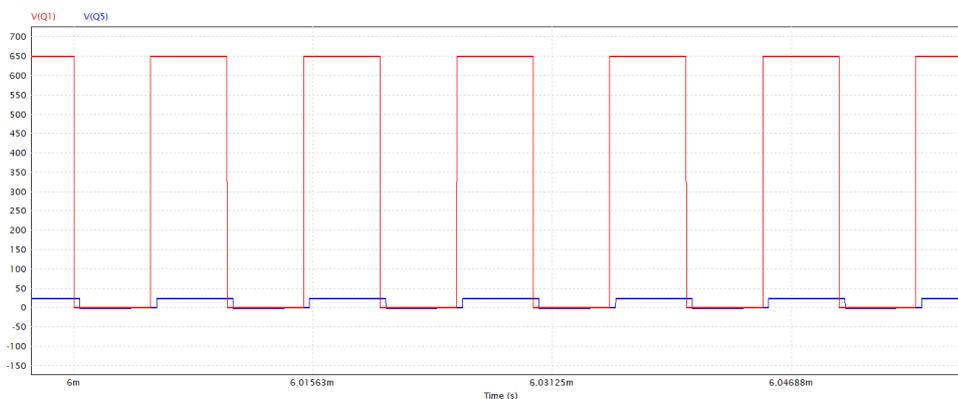


Figura 10 – Tensões nos semicondutores do conversor *DAB* ideal simulado. Fonte: Autora

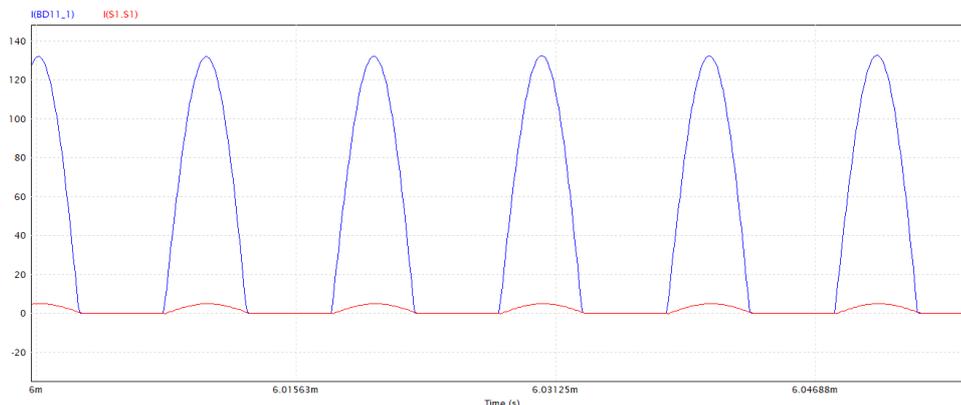


Figura 11 – Correntes nos semicondutores do conversor *Full-bridge* Ressonante ideal simulado. Fonte: Autora

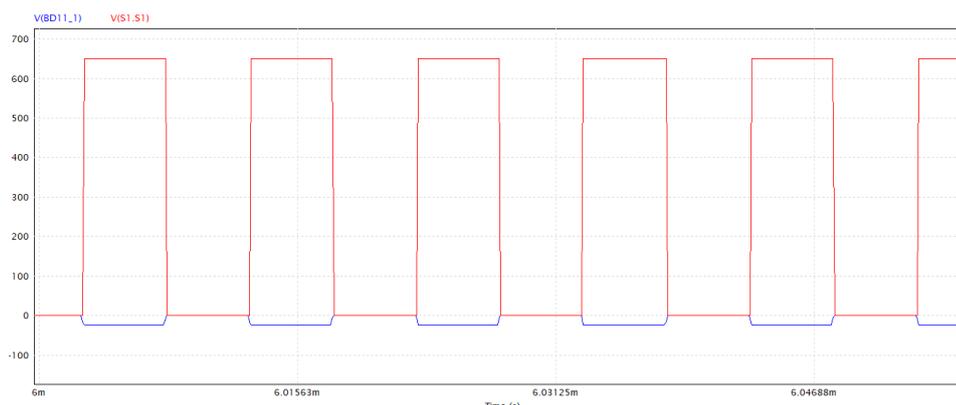


Figura 12 – Tensões nos semicondutores do conversor *Full-bridge* Ressonante ideal simulado. Fonte: Autora

### 2.5.1.1 MOSFETs

A superioridade das novas tecnologias do *MOSFET* evidenciam o crescimento do interesse pelo seu uso em um campo onde há, também, demanda por maiores capacidades de tensão de bloqueio, bem como maiores níveis de corrente no transistor (PINHEIRO, 2018). Dentre as tecnologias atuais desses transistores, as que mais têm conquistado o mercado envolvem um material utilizado desde os anos 1800, mas com aplicação em semicondutores dita recente: o carbeto de silício (*Silicon Carbide* ou *SiC*) (OLIVEIRA, 2017). Eles oferecerem vantagens significativas em relação aos componentes convencionais de silício (*Si*) (SANTOS; F J VIGLUS; C H I FONT, 2012), como:

- Banda de energia maior;
- Suportar tensões substancialmente maiores;
- Resistência específica nitidamente inferiores;
- Condutividade 3 vezes maior.

Consequentemente, esses dispositivos têm menores perdas por comutação e condução, além da possibilidade de operação em altas frequências e um sistema de arrefecimento natural (OLIVEIRA, 2017).

Assim, foram escolhidos dois modelos que atendessem as necessidades do estudo do conversor CC-CC aqui proposto, sendo estes o *SiC MOSFET C2M0045170D* (1700 V, 45 mΩ), da marca *Cree*, e o *IST015N06NM5* (60 V, 1,5 mΩ), da marca *Infineon*.

Considerando os requisitos de entrada para os conversores propostos, procurou-se pela tensão de barramento ( $V_{DS_{m\acute{a}x}}$ ) de 1700 V pois os dispositivos de  $V_{DS_{m\acute{a}x}} = 1200$  V estariam próximos do limite de operação estabelecido para o conversor (900 V). Desse modo, garante-se uma boa margem de segurança em relação a possíveis

oscilações ou perturbações do próprio circuito ou de circuitos parasitas, além de já considerar aplicações futuras em que os níveis de tensão de operação possam ser ainda maiores. Os procedimentos para os cálculos de perdas de condução e comutação do *MOSFET C2M0045170D* (1700 V, 45 mΩ) podem ser encontrados no Apêndice A, onde faz-se as considerações dos dados disponibilizados em sua folha de dados (CREE, 2016).

O *MOSFET IST015N06NM5* (60 V, 1,5 mΩ) foi também escolhido considerando-se uma possível sobretensão do circuito. Porém, diferente do anterior, esse semiconductor não é do tipo *SiC*, já que estes últimos são projetados apenas para tensões de barramento igual ou superior a 650 V. Ainda assim, o *MOSFET* de saída do conversor *DAB*, pertence à família da tecnologia *OptiMOS™ 5*, da Infineon. Basicamente, ele é projetado usando tecnologia de silício (*Si*) otimizada, para atender e exceder os requisitos de eficiência energética e densidade de energia, tendo como sua maior vantagem uma resistência interna extremamente pequena, reduzida em até 43% em relação à geração anterior (AG, 2015). Conseqüentemente, a perda de energia por condução pôde ser consideravelmente pequena.

#### 2.5.1.2 Diodo

Uma vez que a topologia *Full-bridge* ressonante requer uma rede retificadora, foi escolhido o diodo **VS-150EBU02HF4** (150 A), da marca *Vishay*, para que os requisitos de saída do conversor sejam atendidos. Mesmo com uma tensão de ruptura superdimensionada para a saída ( $V_R = 200$  V), esse diodo apresenta ótimas características para que a eficiência dessa topologia seja garantida, como efeitos *EMI* reduzidos a uma operação de maior frequência, uma resistência interna reduzida ( $r_d = 681,76 \mu\Omega$ ) e uma taxa de recuperação reversa razoavelmente pequena a 125°C ( $Q_{rr} = 520$  nC) (VISHAY INTERTECHNOLOGY, 2018), em comparação a outros modelos comerciais de mesma potência pesquisados.

### 3 DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Originalmente proposto em 1988 (KHERALUWALA, 1988), o conversor *Dual Active Bridge (DAB)* foi apresentado como uma solução para a necessidade de redução de peso de conversores CC-CC para aplicações aeroespaciais, que requerem sistemas leves e de altas densidades de potência. Desde então, essa topologia tem recebido cada vez mais atenção, sendo grande alvo de estudos e aplicações, dentre as quais é possível citar *smart grids*, sistemas fotovoltaicos, armazenamento de energia, interface com bateria, tração elétrica e automobilística (seja em veículos elétricos ou híbridos), além de aplicações de alta potência para transformadores de estado sólido em geral (KIMBALL, 2012) (KIRSTEN, 2014).

Resumidamente, pode-se dizer que em quase todas as aplicações do *DAB*, alta eficiência e uma dinâmica superior do conversor é desejada, particularmente quando se trata de flutuação da tensão de entrada e da perturbação da carga na saída (MEDEIROS, 2019), uma vez que este conversor apresenta vantagens em relação a outras topologias. Dentre elas, tem-se a alta eficiência energética resultante de comutação de tensão zero (ZVS). Estudos recentes também incluem otimização de projeto, modelos para avaliar perda de potência, esquemas de controle *PWM*, esquemas avançados de modulação, estratégias avançadas de comutação para redução de perda e modelos detalhados para resolver alguns efeitos não lineares parasitas (KIMBALL, 2012).

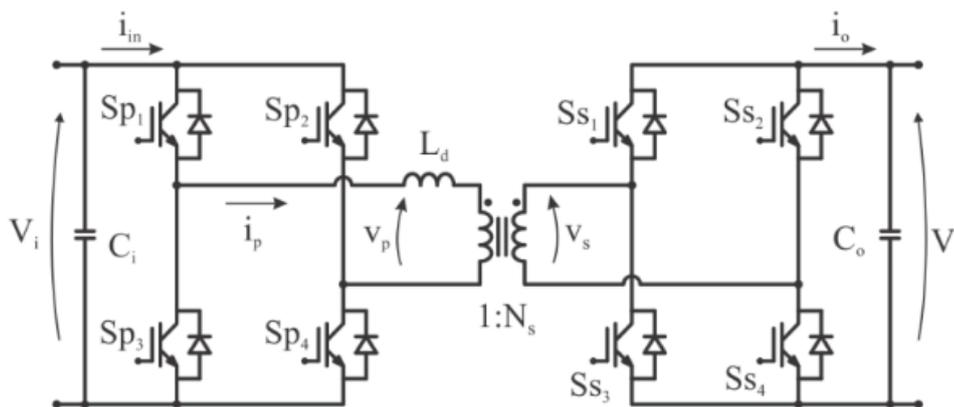


Figura 13 – Estrutura do conversor *DAB*. Fonte: (KIRSTEN, 2014)

Como já mencionado, a estrutura extremamente vantajosa do conversor *DAB* consiste em duas pontes completas monofásicas de semicondutores conectadas através de um transformador de alta frequência (MEDEIROS, 2019), como mostra a Figura 13. O transformador possibilita a isolamento galvânica e permite que o nível de tensão entre as fontes e/ou cargas alocadas nas portas seja adequado como desejado (WALBERMARK M. DOS SANTOS, 2014), bidirecionalmente ou não.

Com o objetivo de aprimorar sua eficiência, vários esquemas avançados de

controle já foram propostos ao conversor DAB pela comunidade científica (MEDEIROS, 2019). Um dos mais comuns e que se mostrou muito satisfatório é a regulação da potência por *Phase-Shift*, que, como já explicado, consiste em ajustar o ganho do conversor controlando o ângulo de fase externa  $\phi$ , ou seja, o atraso da modulante da ponte primária em relação à fonte secundária, como mostrado na Figura 14.

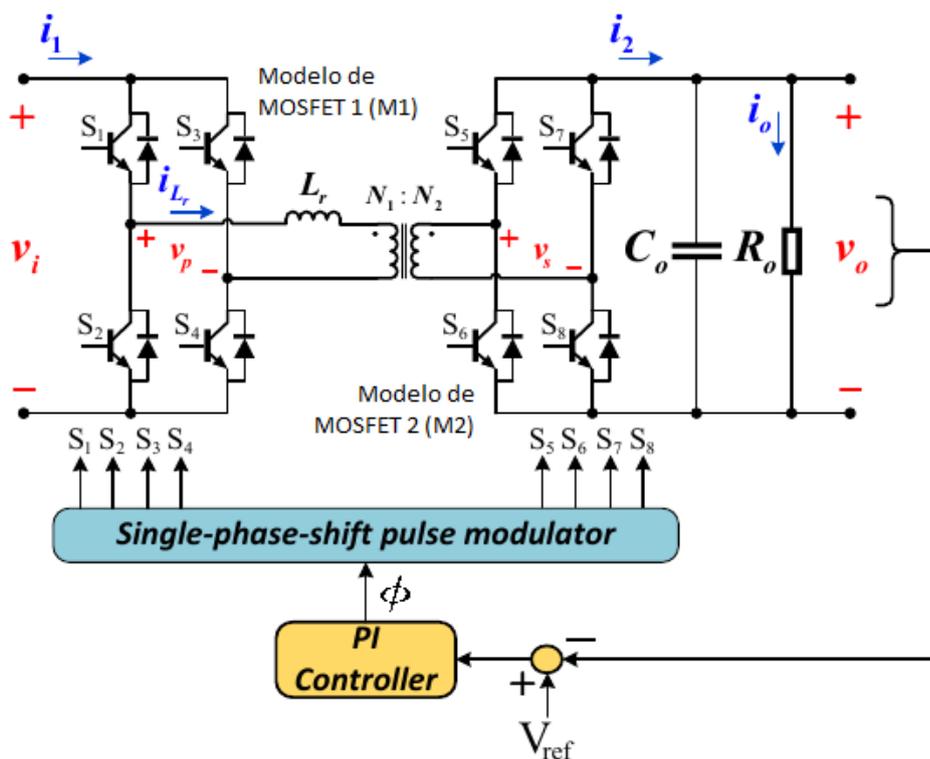


Figura 14 – Diagrama de blocos simplificado do controle *Phase-Shift* para um conversor DAB (adaptado).  
Fonte: (MEDEIROS, 2019)

Basicamente, se  $\phi > 0$ , então o fluxo de potência é direto; já se  $\phi < 0$ , o fluxo é reverso. A escolha do ângulo de defasagem é, entretanto, definida de acordo com o objetivo do projeto. Como a intenção deste trabalho é reduzir ao máximo as perdas, opta-se por um ângulo pequeno o suficiente para que a comutação suave seja atingida. Sabe-se, ainda, que a perda de comutação com zero de tensão (ZVS) pode se sobressair sobre as perdas de condução, sendo de extrema importância o estudo desses pontos de perda para a operação do conversor (KIRSTEN, 2014).

O objetivo do presente trabalho, no entanto, é atingir, no mínimo, 90% de eficiência do conversor, o que requisita a escolha de um ângulo apenas, sob o qual o comportamento do circuito operando em ZVS será analisado, enquanto o *Phase-Shift* mantém uma razão cíclica de 50% para cada par de semicondutores em diagonal de cada braço da ponte H (*full-bridge*) (Figura 15).

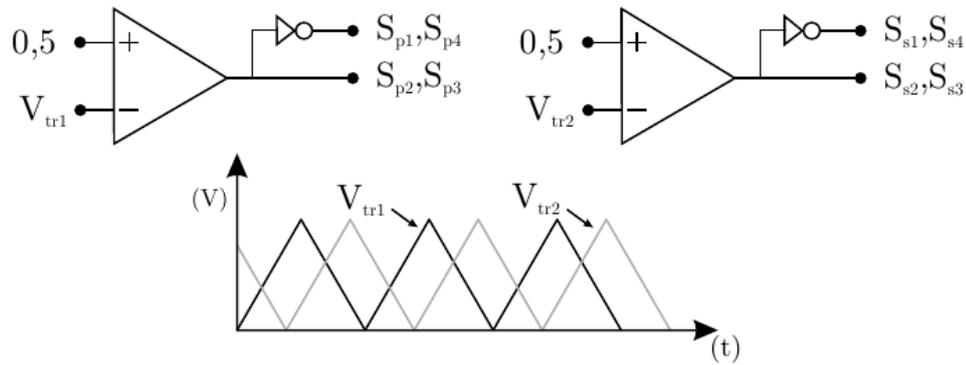


Figura 15 – Comparação dos sinais triangulares defasados para geração dos comandos. Fonte: (CARVALHO, 2019)

Para tal método de controle, são gerados, então, os comandos de dois níveis. Na Figura 16 são apresentados esses sinais para que cada par mencionado de interruptores atuem de forma complementar, sendo que no eixo  $\omega t$  é identificado o ângulo de defasagem  $\phi$  (dado em radianos) entre os sinais de acionamento dentro do período de comutação do conversor  $T_s = \frac{1}{f_s}$  (dado em radianos por segundos), onde  $f_s$  é a frequência de comutação (dado em Hz) e  $\omega T_s = 2\pi$  é o período angular completo (dado em radianos).

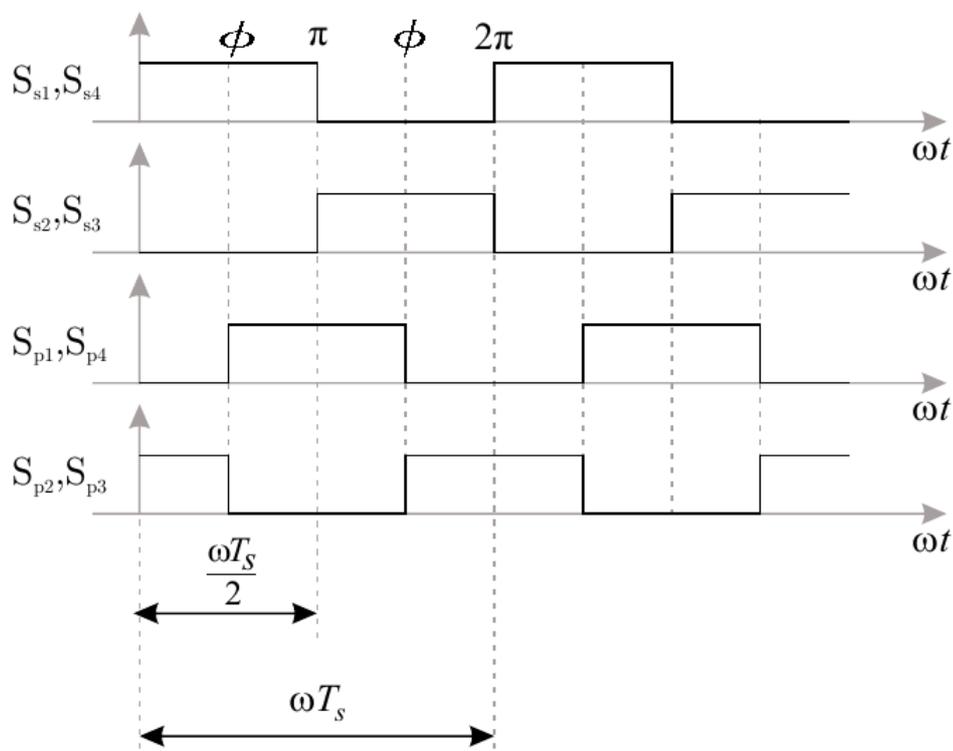


Figura 16 – Sinais para acionamento dos interruptores em um período (adaptado). Fonte: (CARVALHO, 2019)

### 3.1 PROJETO DO CONVERSOR DAB PROPOSTO

Para fins de simulação, então, foram escolhidos os parâmetros de operação do conversor DAB em condições nominais já apresentadas, os quais são expostos a seguir:

- Frequência de comutação:  $f_s = 100 \text{ kHz}$
- Defasagem angular de projeto:  $\phi = \frac{\pi}{12} \text{ rads}$
- Ondulação de tensão nas portas:  $\Delta V(\%) = 1 \%$

A frequência de comutação ( $f_s$ ) foi escolhida baseando-se no fato de que, mesmo buscando a entrega de média potência, o foco deste trabalho também é reduzir as perdas de comutação ao máximo, o que não permite uma operação em frequências muito altas. Tendo em vista que o conversor proposto vai alimentar todos os sistemas auxiliares de um veículo elétrico, necessita-se de um *ripple* de tensão ( $\Delta V(\%)$ ) baixo, como o escolhido.

Definidas as condições de operação, foram dimensionados a seguir os elementos armazenadores (indutor e capacitor) e os semicondutores do conversor aqui tratado.

#### 3.1.1 Elementos armazenadores

##### 3.1.1.1 Indutor auxiliar

Uma vez que as perdas magnéticas do transformador não são levadas em consideração neste trabalho, projeta-se apenas a indutância  $L_r$  da Figura 14 (ou  $L_s$  da Figura 4), que é o principal elemento de transferência de potência no DAB, normalmente sendo composta por um indutor auxiliar conectado em série com a indutância de dispersão do transformador (SCHUCH, 2018), que foi negligenciada neste caso, já que se trata de um transformador ideal. Além disso, somente a corrente de dispersão que circula pelos enrolamentos do transformador não é suficiente para que haja a transferência nominal de corrente da entrada para a saída, ou vice-versa, sendo necessária a adição de uma indutância auxiliar para atingir o nível desejado de corrente (CARVALHO, 2019).

A partir daqui, esse indutor auxiliar será denominado  $L_d$ , que pode ser calculado pela Equação 3 (KIRSTEN, 2014):

$$L_d(\phi) = \frac{V_{i_{nom}}^2 \cdot d \cdot \eta}{\omega_s \cdot P} \cdot \left( \frac{\pi - \phi}{\pi} \right) = 7,62 \mu H \quad (3)$$

### 3.1.1.2 Capacitor de barramento

Considerando a ondulação em alta frequência causada pela comutação dos semicondutores, calcula-se o capacitor de barramento da saída como mostrado na Equação 4 (KIRSTEN, 2014).

$$C_o(\phi) = \frac{\phi \cdot P}{\omega_s \cdot V_{onom}^2 \cdot \Delta V_o(\%)} = 144,68\mu F \quad (4)$$

Onde  $\Delta V_o(\%)$  é a oscilação percentual da tensão de saída e  $\omega_s$  é a frequência angular de comutação ( $2\pi f_s$ ).

### 3.1.2 Estimativa de perdas dos semicondutores

Dadas as considerações dos Apêndices A e B, foi calculada a estimativa de perdas do conversor DAB proposto. A partir da simulação com os *MOSFETs* ainda ideais, retirou-se as correntes da chave de entrada (M1) e de saída (M2), sendo:  $I_{sw_{efM1}} = 3,43 A$ ,  $I_{sw_{onM1}} = 4,11 A$ ,  $I_{sw_{offM1}} = 2,72 A$ ,  $I_{sw_{efM2}} = 63,78 A$ ,  $I_{sw_{onM2}} = 111,09 A$  e  $I_{sw_{offM2}} = 73,19 A$ . Assim, calculou-se, inicialmente, as perdas de condução e comutação do *MOSFET C2M0045170D* pelas equações 5 e 6.

$$P_{condM1} = I_{sw_{efM1}}^2 \cdot R_{DS_{onM1}} = 0,94W \quad (5)$$

$$P_{swM2} = E_{totM1} \cdot f_s = 17,20W \quad (6)$$

Posteriormente, calculou-se as perdas de condução e comutação do *MOSFET IST015N06NM5* pelas Equações 7 e 8.

$$P_{condM2} = I_{sw_{efM2}}^2 \cdot R_{DS_{onM2}} = 10,17W \quad (7)$$

$$P_{swM2} = E_{totM2} \cdot f_s = 16,95W \quad (8)$$

## 4 FULL-BRIDGE RESSONANTE

Inicialmente, os conversores ressonantes não receberam muita atenção da academia devido ao seu controle complicado e design de parâmetro intrincado, deixando de ser usado em várias aplicações práticas por muito tempo (ZHANG, 2020). Com a recente demanda por alta densidade de energia, fontes de alimentação comutadas (SMPS, do inglês *Switch Mode Power Supply*) foram desenvolvidas para operar com frequências mais altas, o que é uma tendência inevitável na evolução da Eletrônica de Potência.

Entretanto, alta frequência significa alto consumo de energia de comutação e alta poluição por interferência eletromagnética (EMI). Portanto, os conversores ressonantes com função de comutação suave e característica de alta frequência têm ganhado popularidade em meio a aplicações de telecomunicações e eletrônicos de consumo nas últimas décadas (ZHANG, 2020).

Como já mencionado no Capítulo 2 deste trabalho, os conversores ressonantes dependem do controle por frequência (método mais utilizado) para alcançar a regulação de tensão ou corrente e, assumindo que a eficiência pode ser mantida aumentando a frequência de operação, valores proporcionalmente mais baixos de elementos armazenadores de energia permitem produzir conversores menores e mais leves. Esta foi, então, a principal motivação por trás da introdução de topologias de conversores estruturalmente ressonantes (DRAGAN MAKSIMOVIC, 1991).

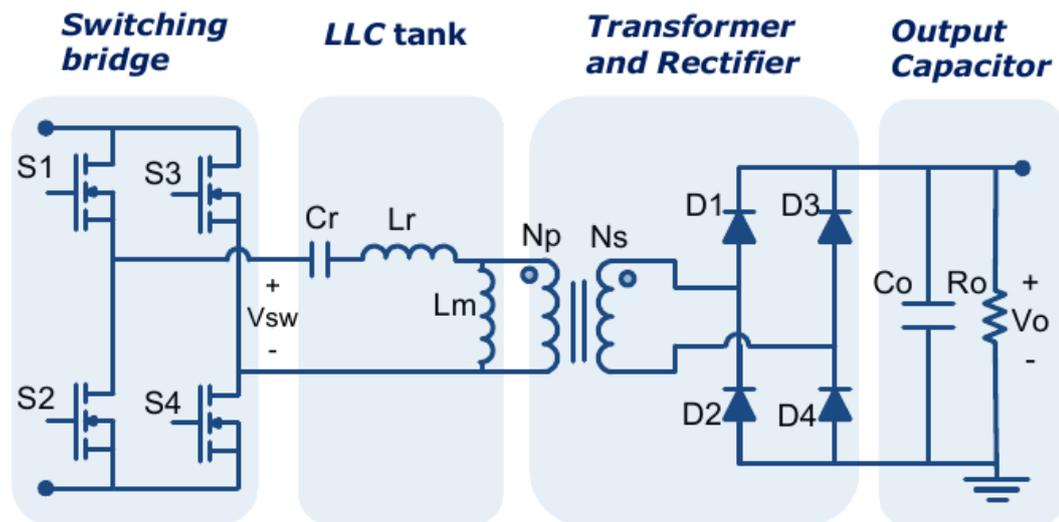


Figura 17 – Full-bridge LLC com retificador de ponte completa. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

Além disso, conta-se com a adaptabilidade desse tipo de conversor que, de acordo com a breve apresentação feita no Capítulo 2, permite a variação de todas as suas 3 partes: a rede comutadora, o tanque ressonante e a rede retificadora (Figura 17). Devido, então, ao melhor processamento de energia, uma topologia Full-bridge LLC ressonante satisfaz o estudo aqui proposto. Proposto em 1988 (R LIU, 1988), o

conversor ressonante LLC combina várias vantagens sem qualquer circuito auxiliar ou métodos de controle especiais, dentre as quais (ZHANG, 2020):

- Isolação CC;
- Operação estável sem carga;
- Baixos requisitos de ondulação de corrente do filtro (capacitor);
- Ajuste da corrente de ressonância como carga;
- Faixa de comutação suave (ZVS);
- Baixa interferência eletromagnética (EMI);
- Integração magnética entre os indutores do tanque ressonante e o transformador;
- Baixo estresse de tensão;
- Alta densidade de potência.

Conseqüentemente, as aplicações baseadas em conversores ressonantes LLC têm sido desenvolvidas a um ritmo crescente e acelerado há mais de dez anos (ZHANG, 2020), incluindo: estação de carregamento de veículos elétricos (EV), adaptador para laptop, TV com tela de cristal líquido (LCD) fonte de alimentação, *driver* de iluminação LED, carregador de bateria e sistema fotovoltaico.

Independente disso, é possível aplicar algumas técnicas de controle nesse tipo de conversor no que diz respeito ao controle por variação de frequência.

A mais convencional delas é a modulação de frequência (FM, do inglês *Frequency Modulation*) (JAIN, 2004), devido à sua estrutura simples e fácil aplicação (CAO, 2019). Sinais dos *gates* dos semicondutores ( $V_{g1-g4}$ ), formas de onda teóricas da tensão da ponte comutadora ( $v_{ab}$ ) e corrente no indutor em série do tanque ressonante ( $i_L$ ) de um conversor controlado por FM são dados na Figura 18.

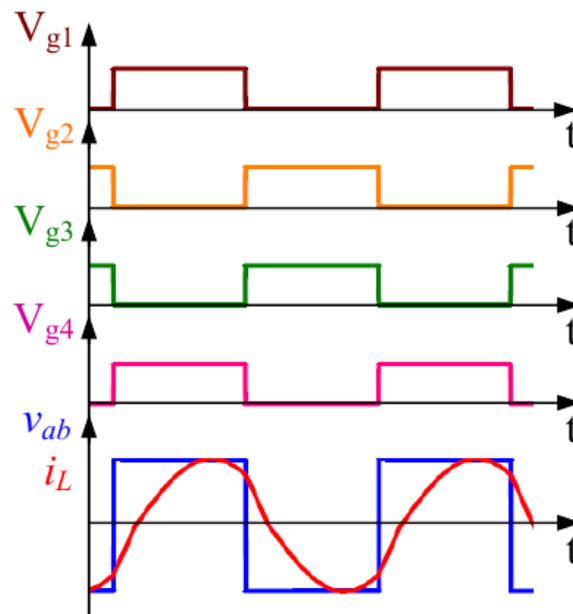


Figura 18 – Formas de onda de um conversor ressonante modulado por frequência. Fonte: (CAO, 2019)

Quando aplicadas corretamente, a teoria de controle e realimentação pode eliminar erros de estado estacionário, moderar a sensibilidade do sistema a alterações de parâmetros e distúrbios, modificar o ganho ou fase do sistema em uma faixa de frequência desejada e tornar sistemas instáveis em estáveis (CHENG, 2012). Para esta monografia, o objetivo é projetar uma malha de controle de tensão para regular a tensão de saída por meio da técnica mencionada acima e de acordo com os requisitos de projeto definidos no Capítulo 1. Ou seja, independentemente das perturbações do sistema e, mais especificamente, da carga, a tensão de saída deve permanecer constante dentro do intervalo estabelecido. Conseqüentemente, um *loop de feedback* negativo foi projetado, como ilustra a Figura 19.

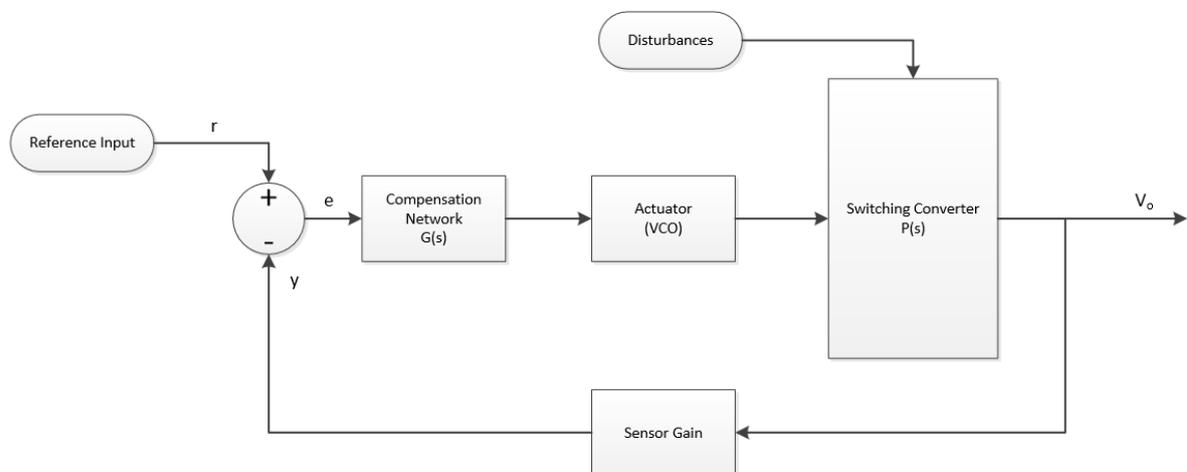


Figura 19 – Diagrama de blocos simplificado do controle para um conversor ressonante. Fonte: (CHENG, 2012)

Assim, obtem-se o controle desejado variando a frequência de comutação ( $f_s$ ) enquanto se mantém uma razão cíclica de 50% para os semicondutores de um "braço" da ponte completa. Para determinar, então, a frequência a ser aplicada no tanque ressonante, deve-se determinar a frequência de comutação do *Full-bridge* descrito.

#### 4.1 GANHO DE TENSÃO

Em um conversor CC-CC ressonante em série, a rede retificadora é acionada pela corrente de saída quase senoidal do tanque ( $i_{ac}(t)$ ), enquanto um grande capacitor é colocado na saída CC ( $C_o$  na Figura 17), de modo que a tensão de saída ( $V_{oac}(t)$ ) contém harmônicos desprezíveis da frequência de comutação ( $f_s$ ). A carga total, então, pode ser modelada como  $R_{ac}$ , como é mostrado na Figura 20.

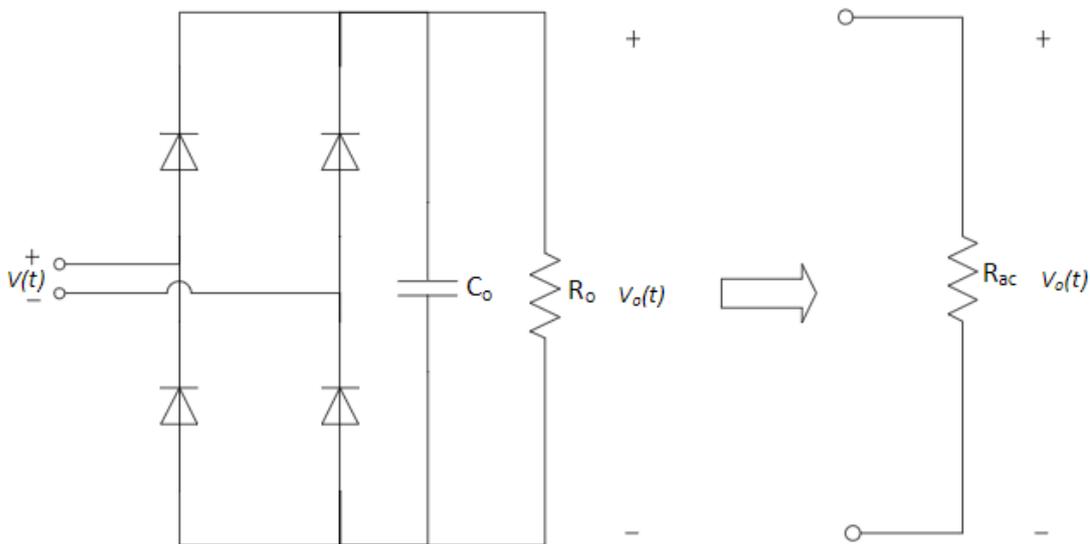


Figura 20 – Circuito retificador modelado como  $R_{ac}$ . Fonte: (CHENG, 2012)

Assim, podemos fazer a aproximação da pequena ondulação como de costume:  $V_{oac}(t) \approx V$ ,  $i_{ac}(t) \approx I$  (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020). Na Figura 21,  $i_{ac}$  é a corrente que chega na carga  $R_{ac}$  e  $V_{oac}$  é representada por  $V_{oac}$ .

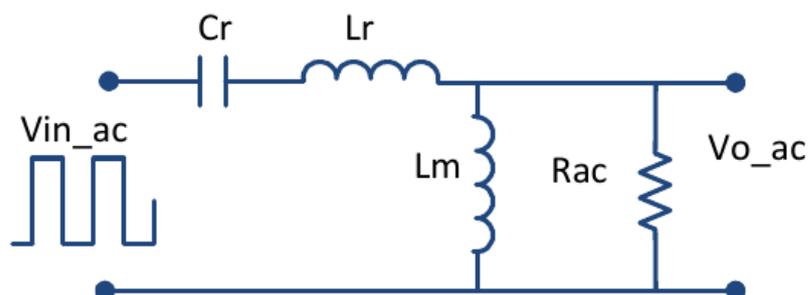


Figura 21 – Circuito ressonante equivalente. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

A partir da simplificação acima, observa-se que a ponte comutadora pode ser modulada como uma fonte fundamental de tensão e, assim, é possível resolver o tanque ressonante por análise linear padrão, representado na Figura 22.

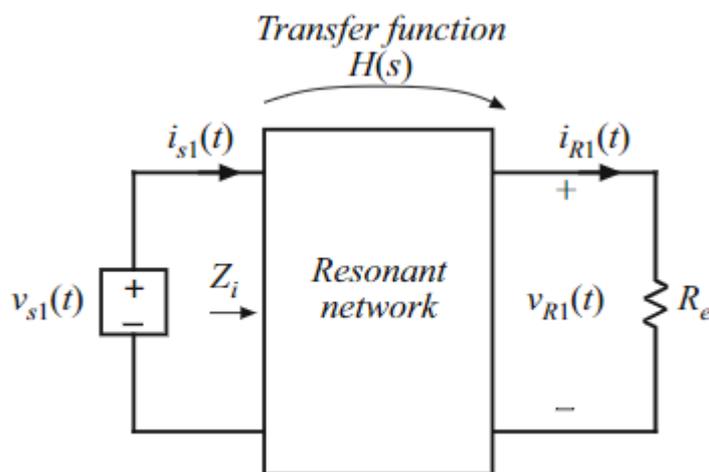


Figura 22 – Modelo linear do tanque ressonante. Fonte: (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020)

Dito isso, para que a operação em ZVS seja atingida, é preciso definir o limite entre a capacitância e a indutância do tanque ressonante pelo pico da curva de ganho do conversor, que divide as regiões de operação indutiva e capacitiva (Figura 23).

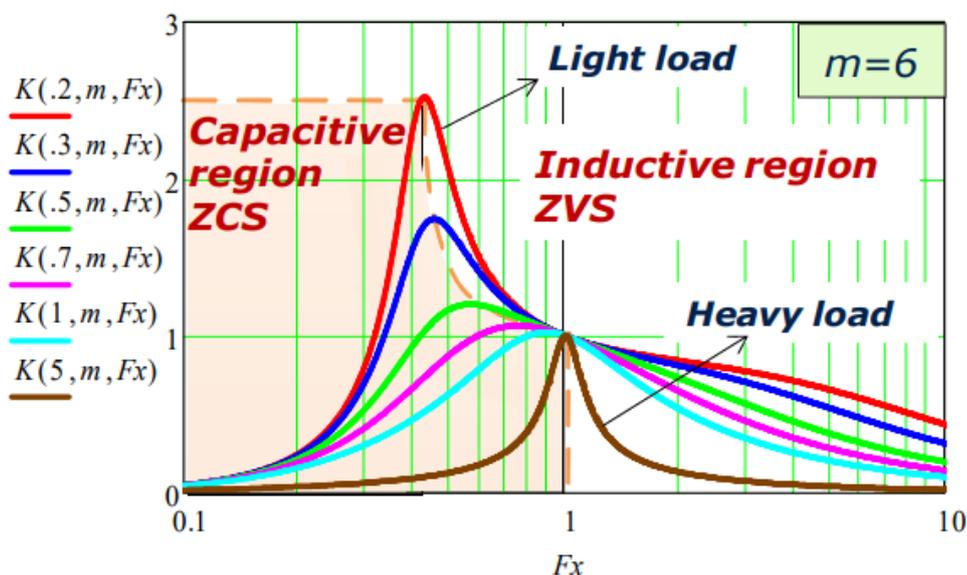


Figura 23 – Exemplos de curvas de ganho de um conversor ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

Tal exigência deve-se ao fato de que a comutação de tensão zero (ZVS) só é alcançada na região indutiva. Além disso, a operação capacitiva consiste em adiantar a corrente em relação à tensão, de modo que a corrente no semiconductor será invertida antes que este seja desligado. Ela flui, então, em seu diodo de corpo, causando uma

comutação forçada no próprio diodo quando outro semiconductor da ponte ligar. Como consequência, têm-se perdas de recuperação reversa e ruído, além de possíveis altos picos de corrente e falha do dispositivo.

Define-se, então, de maneira simplificada, o ganho do conversor LLC ressonante pela Equação 9.

$$K = K_{rc} \cdot K_{tr} \cdot \frac{1}{n} \quad (9)$$

Onde  $K_{rc}$  é o ganho da rede comutadora e  $K_{tr}$  é o ganho do tanque ressonante. Caso a rede comutadora seja uma ponte completa, seu ganho será igual a 1; já se for meia-ponte, este será 0,5. Analisando-se, finalmente, a Figura 21, é possível extrair a magnitude de sua função transferência (representada na Figura 22), dada pela Equação 10 (ABDEL-RAHMAN, 2012).

$$K(Q, m, Fx) = \left| \frac{V_{oac}(s)}{V_{iac}(s)} \right| = \frac{Fx^2 \cdot (m - 1)}{\sqrt{(m \cdot Fx^2 - 1)^2 + Fx^2 \cdot (Fx^2 - 1)^2 \cdot (m - 1)^2 \cdot Q^2}} \quad (10)$$

Onde:

- $Q = \frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac} C_r} \rightarrow$  Fator de qualidade
- $R_{ac} = \left(\frac{N_{prim}}{N_{sec}}\right)^2 R_o = n^2 R_o \rightarrow$  Resistência refletida da carga
- $Fx = \frac{f_s}{f_r} \rightarrow$  Frequência de comutação normalizada
- $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \rightarrow$  Frequência de ressonância
- $m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \rightarrow$  Razão entre a indutância total primária e a indutância ressonante

Na Figura 23, pode-se observar alguns exemplos de curvas de ganho de um conversor ressonante de  $m = 6$ , dependendo do fator de qualidade ( $Q$ ) escolhido, em função da frequência de comutação normalizada. É mostrado, também, que curvas de  $Q$  baixos pertencem à operação de carga mais leve enquanto curvas de  $Q$  mais altos representam cargas mais pesadas; mas, independente dessas condições, todas as curvas cruzam-se no ponto da frequência de ressonância ( $Fx = 1$  ou  $f_s = f_r$ ), onde têm ganho unitário.

## 4.2 MODOS DE OPERAÇÃO

Fazendo uso da técnica modulação de frequência, o conversor ressonante pode operar de três maneiras, dependendo das condições de entrada e saída, as quais serão detalhadas a seguir:

- Na frequência de ressonância ( $f_s = f_r$ );
- Acima da frequência de ressonância ( $f_s > f_r$ );
- Abaixo da frequência de ressonância ( $f_s < f_r$ ).

Na Figura 24, são evidenciadas as regiões de cada modo de operação em relação à curva de ganho de  $Q = 10$  (curva azul). A seguir, será visto em mais detalhe o comportamento do conversor em cada uma das zonas.

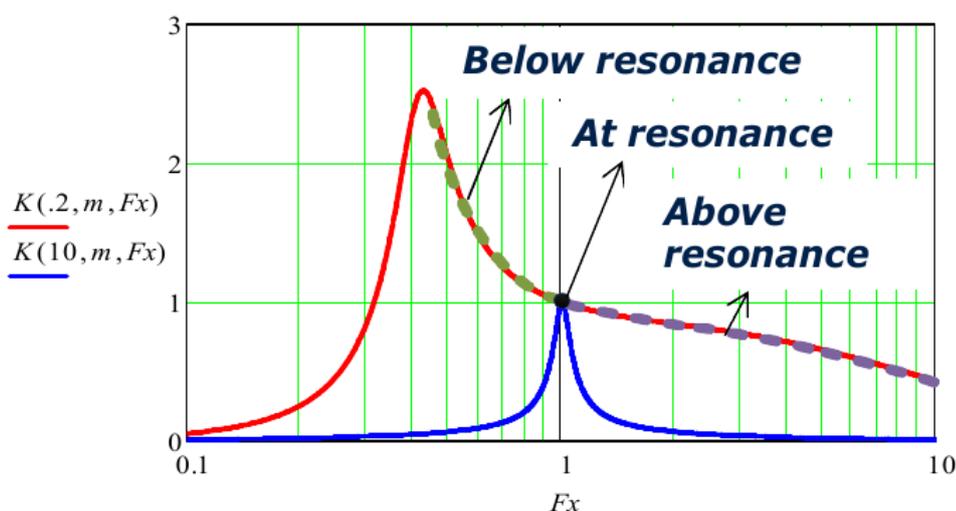


Figura 24 – Modos de operação de um conversor ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

#### 4.2.1 Operação na frequência ressonante ( $f_s = f_0$ )

Caso o conversor atinja  $Fx = 1$ , significa que o processo ressonante de seu ciclo de operação completou-se durante o período de comutação, ou seja, em cada uma das etapas, ele entrega, idealmente, 100% da potência que transferiu.

Como ilustra a Figura 25, a corrente no indutor ressonante ( $I_{Lr}$ ) atinge a corrente magnetizante ( $I_{Lm}$ ), enquanto a corrente no retificador chega zero. Por isso, o tanque ressonante tem ganho unitário e opera de forma otimizada e eficiente (ABDEL-RAHMAN, 2012), de modo que a relação de espiras do transformador seja projetada para que o conversor aintja este modo de operação quando as tensões de entrada e saída forem nominais.

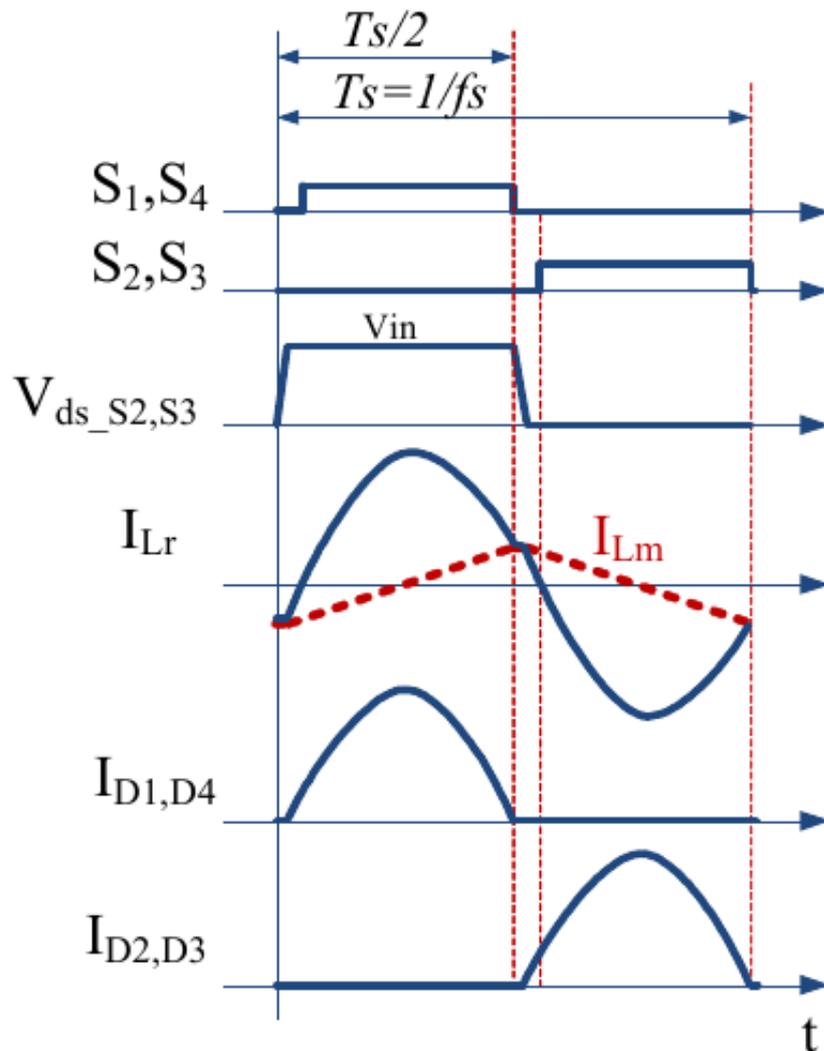


Figura 25 – Formas de onda em operação na frequência ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

#### 4.2.2 Operação acima da frequência ressonante ( $f_s > f_0$ )

Nos dois modos de operação que se seguem não há entrega de 100% da potência transferida. Nesse caso, o conversor não atinge a ressonância e ocorre comutação forçada, havendo maiores perdas nos semicondutores. Sob essas condições, o conversor opera com tensões mais altas de entrada, estabelecendo um modo abaixador de funcionamento. Verifica-se a interrupção do efeito ressonante pelas formas de onda de  $I_{Lr}$  na Figura 26.

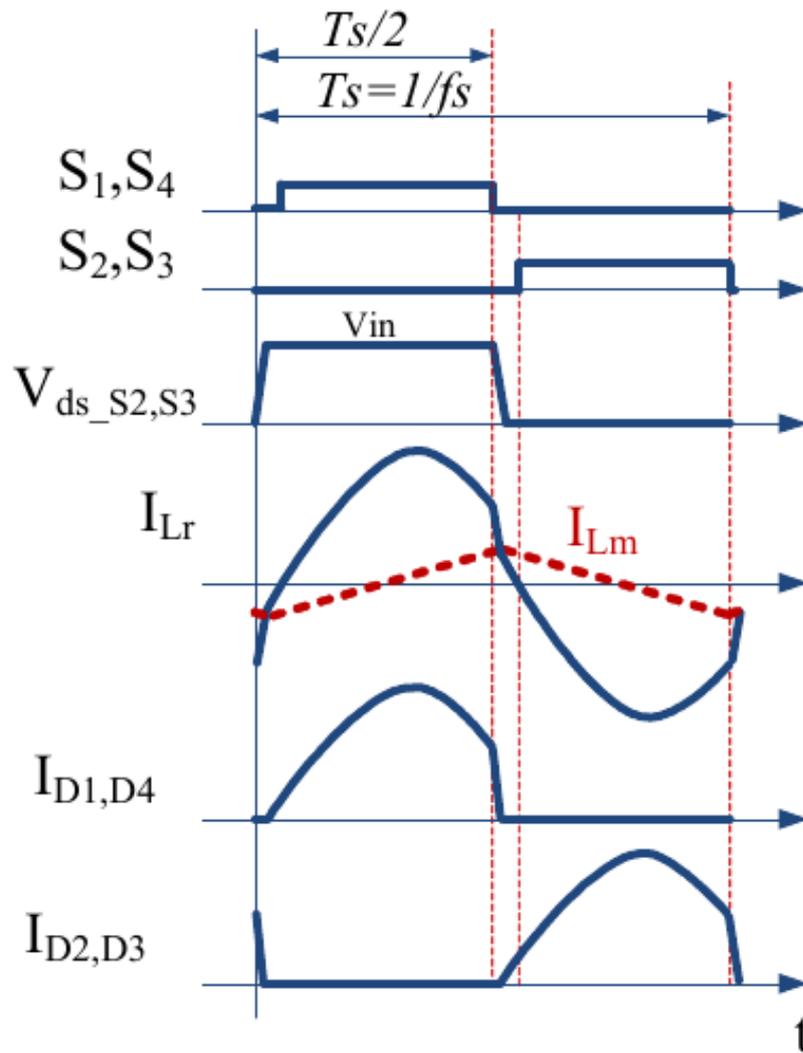


Figura 26 – Formas de onda em operação acima da frequência ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

#### 4.2.3 Operação abaixo da frequência ressonante ( $f_s < f_0$ )

Quando a frequência de comutação está abaixo da de ressonância, a corrente do indutor ressonante ( $I_{Lr}$ ) consegue atingir a magnetizante ( $I_{Lm}$ ) antes do período de comutação começar (Figura 27), quando o conversor entra no modo de operação roda livre e a corrente circulando no lado secundário é zero. Ou seja, a rede retificadora se desconecta e o indutor magnetizante fica livre para entrar em ressonância junto do outro, mas a uma frequência menor que  $f_r$ . Isso se segue até o fim do período de comutação e, por isso, o lado primário sofre com mais perdas de condução, dada a energia circulante.

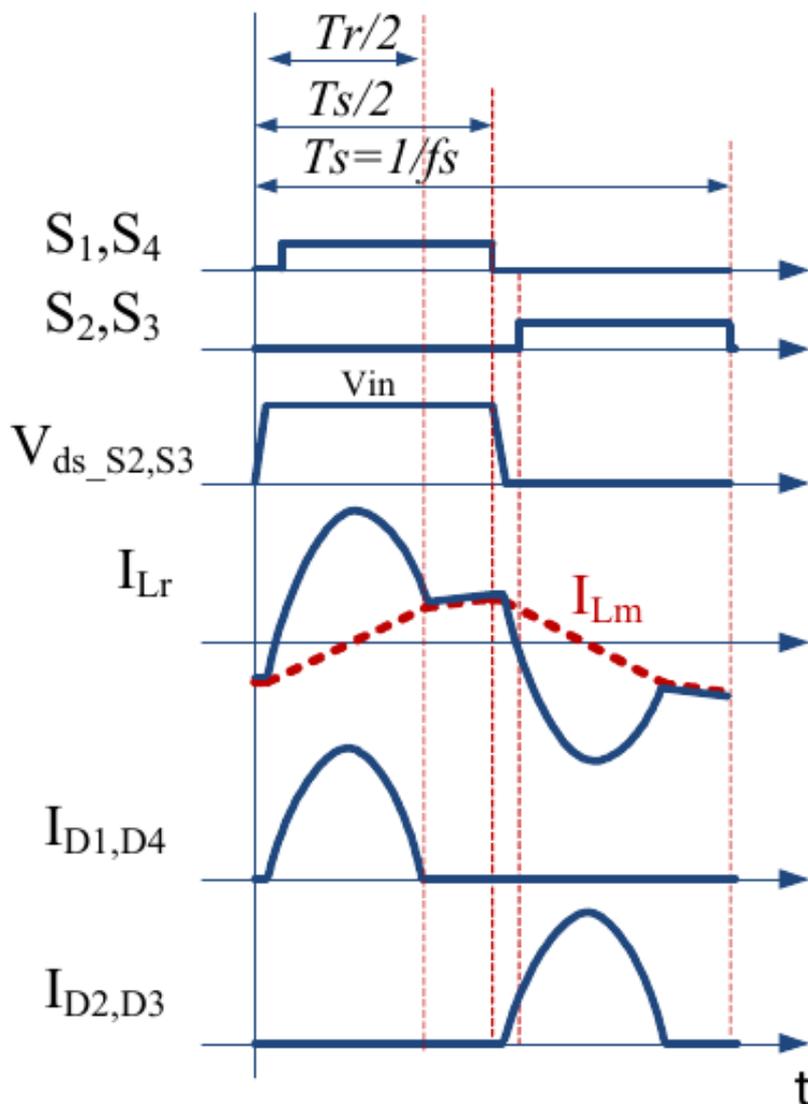


Figura 27 – Formas de onda em operação abaixo da frequência ressonante. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

### 4.3 PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE PROPOSTO

Finalmente, foram escolhidos, também, os parâmetros de operação do conversor LLC ressonante e foi definida a frequência ressonante mínima em que esse permanece na região indutiva, pois desta forma ele comuta com tensão nula (ZVS) (BARBI, 2018). Além disso, a configuração da rede retificadora foi determinada e, posteriormente, o devido dimensionamento dos semicondutores e os cálculos de suas perdas são apresentados. Assim como para o *DAB*, foi considerado a frequência de comutação  $f_s = 100 \text{ kHz}$  em condições nominais.

#### 4.3.1 Rede retificadora

Um conversor ressonante pode, em suma, ser implementado com um retificador de ponte completa ou com um de onda completa em seu lado secundário.

O de onda completa é formado por apenas dois diodos (Figura 28) e, por isso, como cada diodo em ambos os circuitos retificadores carrega a mesma corrente média, este tem metade das perdas totais de condução do diodo em comparação ao retificador em ponte completa (Figura 29). Em contrapartida, por possuir dois enrolamentos secundários, a resistência é dobrada para a mesma área de enrolamento e, conseqüentemente, o total de perdas do cobre desse lado do retificador é duas vezes maior (ABDEL-RAHMAN, 2012).

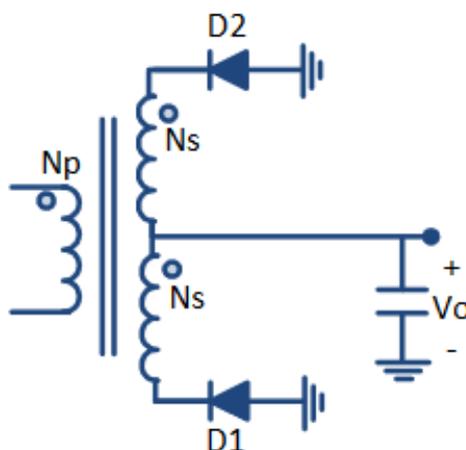


Figura 28 – Retificador de onda completa. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

Mesmo assim, em aplicações de baixas tensões de saída e altos níveis de corrente, o retificador de onda completa seria o mais conveniente, como é o caso deste trabalho, dadas as suas menores perdas totais por condução, menor quantidade e conseqüente menor custo de componentes.

Contudo, optou-se por utilizar o retificador de ponte completa (Figura 29) devido à finalidade comparativa deste trabalho. Assim, já que o conversor DAB tem uma estrutura composta por oito *MOSFETs*, a fim de analisá-lo mais justamente com o conversor ressonante, este último também será composto pela mesma quantidade de semicondutores.

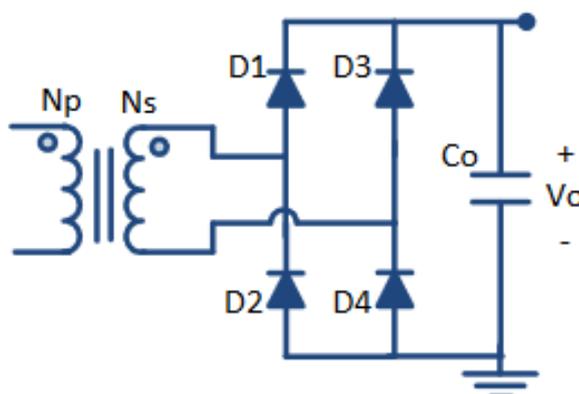


Figura 29 – Retificador de ponte completa. Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

### 4.3.2 Etapas de projeto

Dada a Equação 10, sabe-se que o ganho desse conversor depende de alguns fatores mais diretos, sendo eles:  $Q$ ,  $Fx$  e  $m$ . Nesta seção, será descrita cada etapa de seus cálculos, iniciando-se pela definição do fator de qualidade, que fica sob escolha do projetista e que, como já explicado, deve ser escolhido de acordo com as condições da carga.

#### 4.3.2.1 Etapa 1: Seleção do fator de qualidade $Q_{máx}$

Uma vez que o fator de qualidade depende da corrente da carga (ABDEL-RAHMAN, 2012), deve-se escolhê-lo moderadamente, já considerando quando esta atingir seu máximo. Ajustando-o adequadamente, então, é possível atingir o ganho máximo; no entanto, quanto menor é o  $Q$ , maior o alcance da modulação de frequência, dificultando sua normalização igual a 1 ( $f_s = f_0$ ) para maior eficiência do conversor.

Portanto, é melhor garantir o ganho máximo alterando outro parâmetro do conversor: a razão entre as indutâncias ( $m$ ), que será detalhada a seguir. Para este trabalho, foi escolhido o fator de qualidade abaixo.

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} = 0,9 \quad (11)$$

#### 4.3.2.2 Etapa 2: Seleção da razão entre a indutância total primária e a indutância ressonante $m$

A partir de um fator de qualidade razoavelmente alto, pode-se otimizar melhor o conversor LLC ressonante ajustando a relação entre suas indutâncias ( $m$ ). Resumidamente, tem-se na Tabela 4 as vantagens de valores baixos e altos dessa relação.

Valor $m$	$\downarrow m$	$\uparrow m$
	$\uparrow$ Impulso de ganho	$\uparrow$ Indutância magnetizante
<b>Vantagens</b>	$\downarrow$ Faixa de frequência	$\downarrow$ Corrente de magnetização
	<b>Regulação mais flexível</b>	<b>Maior eficiência</b>

Tabela 4 – Vantagens dos possíveis valores de  $m$ . Fonte: (ABDEL-RAHMAN, 2012)

Valores baixos de  $m$ , como pode-se concluir pela tabela, são mais valiosos para aplicações com ampla faixa de tensão de entrada (ABDEL-RAHMAN, 2012). Entretanto, para essas situações, se  $Q$  e  $f_r$  não mudam (como é o caso deste trabalho), isso significa menor indutância de magnetização ( $I_{Lm}$ ) e, portanto, maior ondulação da corrente nesse indutor, causando aumento da energia circulante e perdas de condução.

Dito isso, foi definido um valor alto de  $m$  para obter-se uma melhor eficiência do conversor aqui proposto.

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} = 12 \quad (12)$$

#### 4.3.2.3 Etapa 3: Cálculo da frequência de comutação normalizada mínima ( $Fx_{mín}$ )

Buscando a garantia de que o conversor ressonante opere na região indutiva para toda carga aqui definida, calcula-se a frequência de comutação normalizada mínima. Assim, como ela ocorre no pico de ganho da curva de  $Q$ , ou seja, quando a carga é máxima ( $Q = Q_{máx}$ ), deve-se encontrar o valor máximo da derivada do ganho  $K$  em função de  $Fx_{mín}$ , igualando-a a zero. Resolveu-se, então, a Equação 13 (ABDEL-RAHMAN, 2012) por meio do Código 1 (FORGE, s.d.).

$$\frac{d(K(Q_{máx}, m, Fx_{mín}))}{dFx} = 0 \quad (13)$$

$$Fx_{mín} = 0,94$$

Uma vez que o objetivo deste trabalho é manter a eficiência desse conversor acima dos 90%, procura-se conseguir entregar à carga o máximo de potência transferida (maior rendimento possível) e, dessa forma, o conversor LLC deve operar na sua frequência de ressonância. Assim, toma-se  $f_r = f_s = 100 \text{ kHz}$ , como para o DAB, e calcula-se a frequência mínima ressonante.

$$f_{r_{mín}} = Fx_{mín} \cdot f_r = 93,92 \text{ kHz} \quad (14)$$

#### 4.3.2.4 Etapa 4: Cálculo dos componentes ressonantes

Finalmente, calculam-se os componentes ressonantes deste conversor, mostrados na Figura 30.

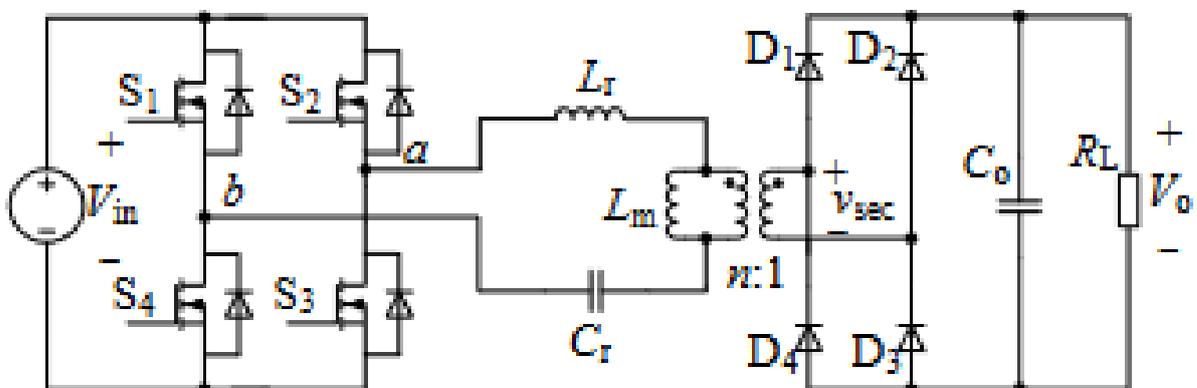


Figura 30 – Estrutura do conversor Full-bridge LLC Ressonante. Fonte: (Y WEI Q LUO, 2020)

A resistência refletida da carga  $R_{ac}$ , já apresentada anteriormente, não depende dos fatores determinados e/ou calculados na seção 4.3.2, mas é fundamental para

o dimensionamento do tanque ressonante. Ela é, então, projetada de acordo com os requisitos do conversor, sendo sua relação com a carga de saída dada pela Equação 15.

$$R_{ac} = \left( \frac{N_{prim}}{N_{sec}} \right)^2 \cdot \frac{V_{onom}^2}{P} = n^2 \cdot R_o = 211,25\Omega \quad (15)$$

Rearranjando as equações dos fatores descritos e calculados da seção 4.3.2, é possível, então, dimensionar todo o tanque ressonante. Conseqüentemente, o indutor e o capacitor ressonantes dependem da frequência de ressonância ( $f_r$ ), do fator de qualidade do conversor ( $Q$ ) e da carga de saída ( $R_o$ ), seja direta ou indiretamente, como pode ser visto nas Equações 16 e 17.

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot f_r \cdot Q \cdot R_{ac}} = 8,37nF \quad (16)$$

$$L_r = \frac{Q \cdot R_o}{2\pi \cdot f_r} = 3,02mH \quad (17)$$

Por fim, a indutância magnetizante  $L_m$  pode ser calculada através da razão entre a indutância total primária e a indutância ressonante ( $m$ ), resolvendo-se a Equação 18.

$$L_m = L_r \cdot (m - 1) = 33,28mH \quad (18)$$

### 4.3.3 Estimativa de perdas dos semicondutores

#### 4.3.3.1 MOSFET

Dadas as considerações do Apêndice A, foi calculada a estimativa de perdas de cada MOSFET do conversor LLC ressonante proposto. A partir da simulação com os MOSFETs ainda ideais, retirou-se que:  $I_{sw_{efLLC}} = 2,43779 A$ ,  $I_{sw_{onLLC}} = 24,6228 mA$  e  $I_{sw_{offLLC}} = 12,2479 mA$ . Assim:

$$P_{condLLC} = I_{sw_{efLLC}}^2 \cdot R_{DSon} = 475,43mW \quad (19)$$

$$P_{swLLC} = E_{totLLC} \cdot f_s = 94,29mW \quad (20)$$

Tem-se em mente que as perdas de comutação de um conversor ressonante, idealmente, são muito próximas a zero, considerando que as correntes instantâneas medidas nos momentos em que ocorre de fato a comutação são muito pequenas

(Equações 19 e 20). Contudo, posteriormente, será mostrado através das simulações que elas são, na verdade, muito maiores, pois as correntes de subida e descida da comutação (dos momentos em que o *MOSFET* liga e desliga, respectivamente) resultam em uma corrente média no semiconductor.

#### 4.3.3.2 Diodo

Observando o modelo linear do diodo (Figura 31), conclui-se que a passagem de corrente sobre esse circuito acarretará na dissipação de energia pela fonte de tensão limiar  $V_{T_o}$  e pela resistência interna  $r_d$ , cujos valores foram retirados da folha de dados do diodo **VS-150EBU02HF4** (150 A) (VISHAY INTERTECHNOLOGY, 2018). A estimativa de perda no diodo é, então, calculada pela soma dessas duas parcelas de energia (CORTEZ, 2018).

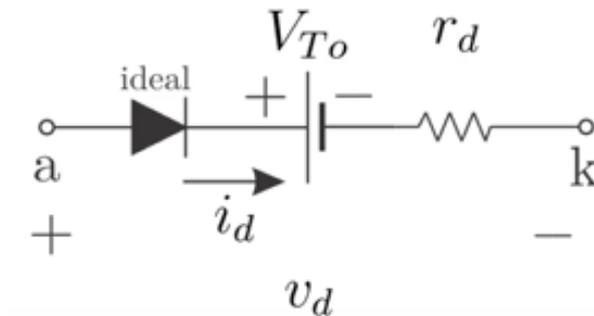


Figura 31 – Modelo linear do diodo. Fonte: (CORTEZ, 2018)

Assim, a partir da simulação com os diodos ainda ideais, retirou-se que:  $I_{D_{efLLC}} = 31,1792 A$  e  $I_{D_{medLLC}} = 17,1267 A$ , sendo possível estimar as perdas desse componente pela Equação 21. Para minimizar a energia perdida, paralelizou-se o componente.

$$\begin{aligned}
 P_D &= V_{T_o} \cdot I_{D_{medLLC}} + \frac{r_d}{2} \cdot I_{D_{efLLC}}^2 \\
 P_D &= 0,85 \cdot I_{D_{medLLC}} + 340,88\mu \cdot I_{D_{efLLC}}^2 \\
 P_D &= 14,89W
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

## 5 ANÁLISE COMPARATIVA

Uma vez calculados os componentes de cada conversor proposto e determinados os seus respectivos *MOSFETs* e diodos a serem utilizados, as duas topologias foram simuladas no *PSIM* (Figuras 32 e 33), um pacote de *software* de simulação de circuito eletrônico da empresa *Powersim, Inc.*, criado e projetado há mais de 20 anos para capacitar engenheiros na indústria de *design* de Eletrônica de Potência ([POWERSIM, s.d.](#)).

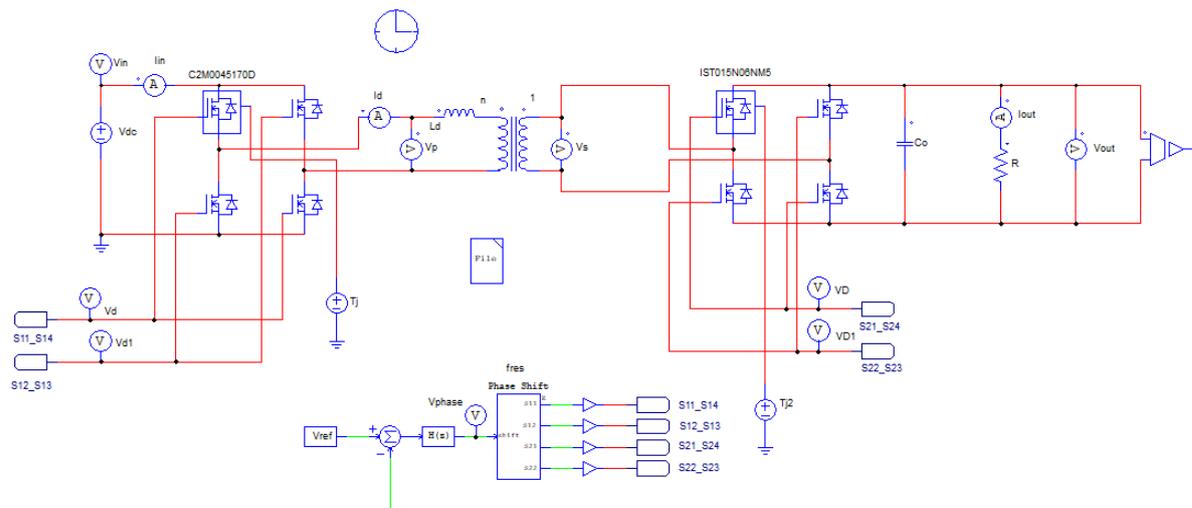


Figura 32 – Conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Como já detalhado no Capítulo 3, o conversor *DAB* é controlado pelo método *Phase-Shift*, sob o ângulo de defasagem  $\phi$ . Já o conversor LLC ressonante conta com o método *feedforward* (ou controle antecipatório), cuja finalidade é atenuar as possíveis variações da tensão de entrada, de acordo com o efeito do ganho do conversor, no processo de manipulação da tensão de saída ([SANTOS, 2018](#)) ([BOJORGE, s.d.](#)).

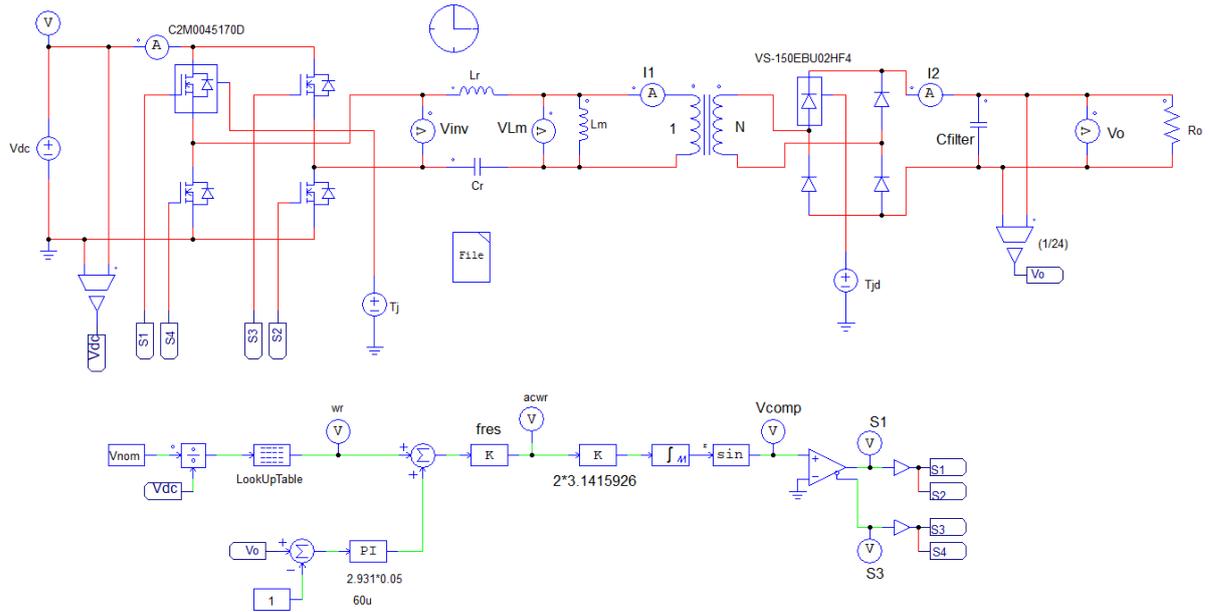


Figura 33 – Conversor Full-bridge Ressonante não-ideal simulado no PSIM. Fonte: Autora.

O foco deste trabalho, no entanto, é projetar as duas topologias escolhidas com suas devidas não-idealidades já mencionadas no ponto de operação nominal definido no Capítulo 2, com o objetivo de então analisar o rendimento e os esforços de cada uma para diferentes pontos de carga. Os gráficos das Figuras 34 e 35 mostram o resultado satisfatório obtido para as duas topologias, com uma tensão saída de aproximadamente 23,99 V no conversor DAB e uma de 23,82 V no conversor Full-bridge LLC Ressonante.

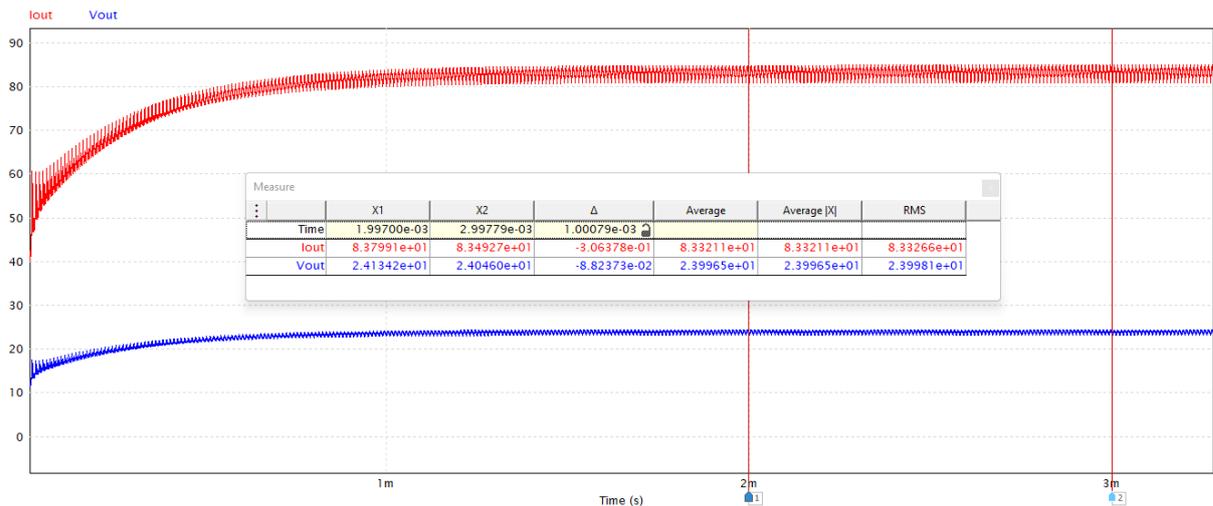


Figura 34 – Tensão e corrente de saída do conversor DAB não-ideal simulado no PSIM. Fonte: Autora.



Figura 35 – Tensão e corrente de saída do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Além disso, as Figuras 36 e 37 mostram as correntes contínuas de entrada dos dois circuitos, as quais apresentam um *ripple* de aproximadamente 5 A. A corrente de entrada média no conversor *DAB* é de 3,2 A e no ressonante, 3,11 A, aproximadamente, os quais apresentam coerência em relação aos valores medidos nas simulações com os modelos ideais, como consta nas Tabelas 2 e 3 do Capítulo 1.

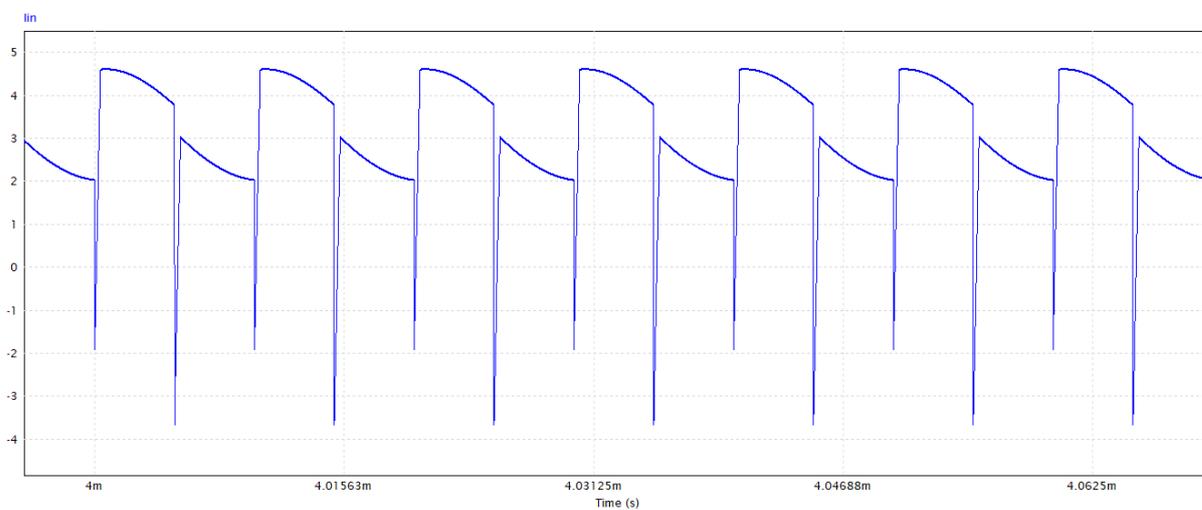


Figura 36 – Corrente de entrada do conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

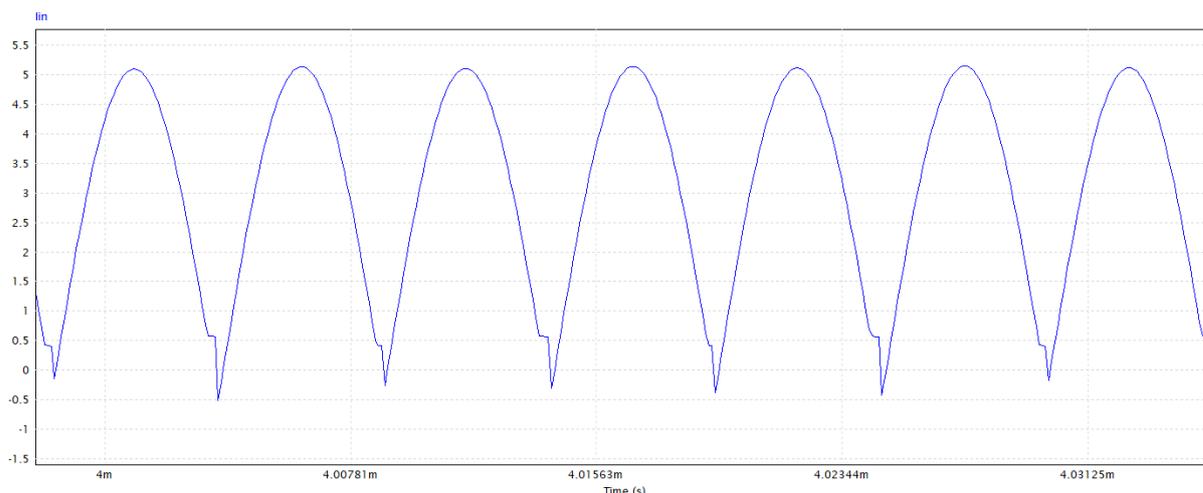


Figura 37 – Corrente de entrada do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Após passarem, então, pela ponte H (*full-bridge*) presente em cada uma das topologias, é possível verificar as correntes alternadas que chegam aos transformadores pelas Figuras 38 e 39. A corrente de entrada no transformador do conversor *DAB* (Figura 38) apresenta um *offset* dada a consequente assimetria do sinal gerada a partir da utilização de apenas uma chave em cada lado do circuito para a simulação. Além disso, para solucionar a variação de pico dessa corrente, é recomendado que um capacitor seja colocado em série com o transformador.

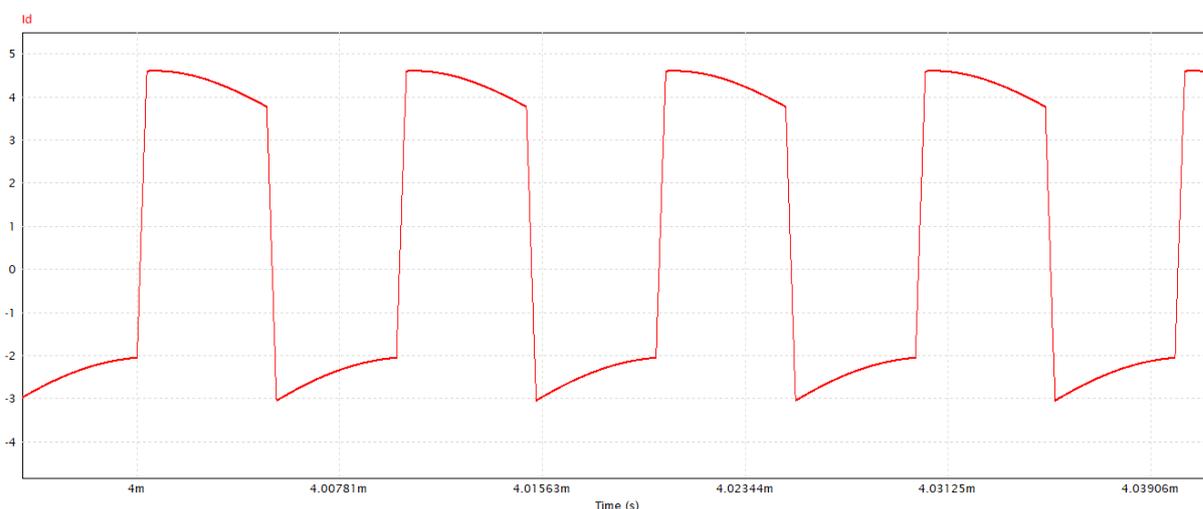


Figura 38 – Corrente de entrada no transformador do conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

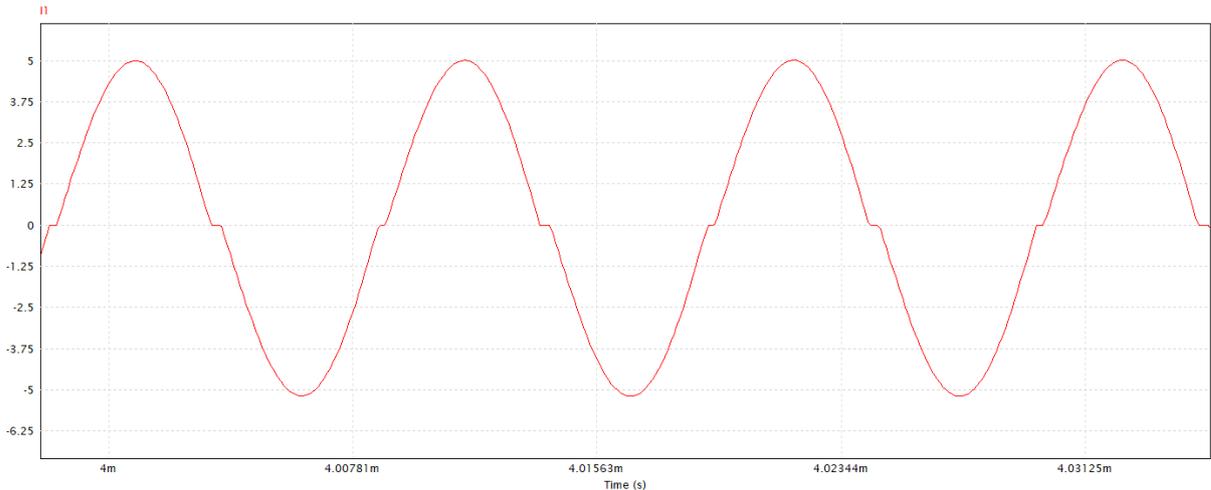


Figura 39 – Corrente de entrada no transformador do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Por fim, pode-se evidenciar as tensões e correntes em cada chave de cada conversor nas Figuras 40, 42, 41 e 43. As tensões em todas elas são as esperadas para entrada e saída. Quanto às correntes, analisando-se as dos *MOSFETs* de entrada de cada conversor, tem-se aproximadamente 3,1098 A de média no do ressonante (Figura 41), correspondendo ao valor citado anteriormente para a corrente de entrada do circuito. Já o conversor DAB apresenta uma corrente média nesse mesmo *MOSFET* de 2,058 A (Figura 40), um pouco abaixo do esperado, devido à transição negativa de condução do diodo, o qual recebe a corrente de entrada com uma oscilação em torno de zero.

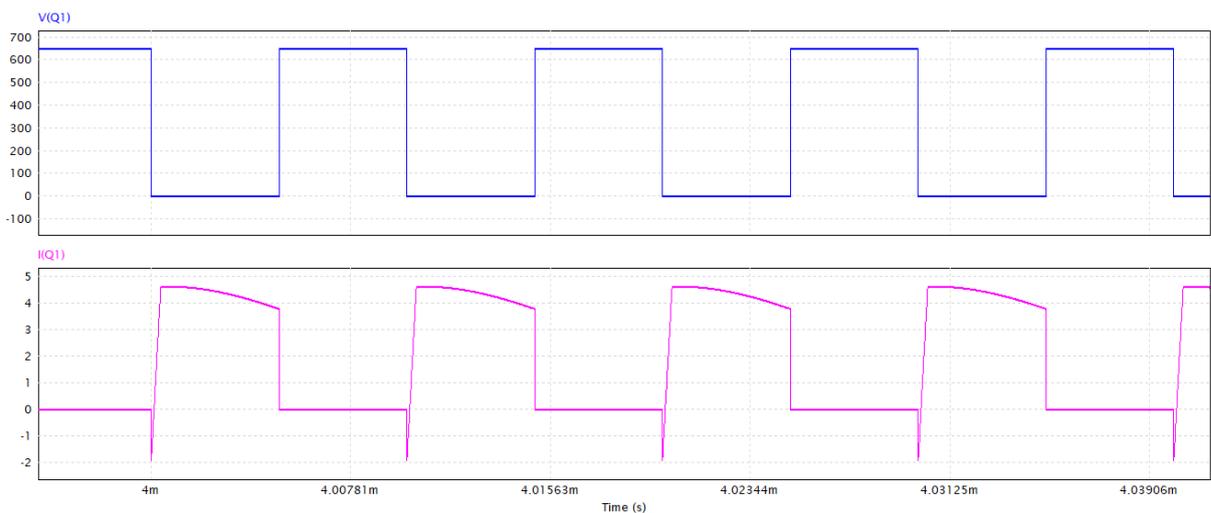


Figura 40 – Tensão e corrente no *MOSFET* de entrada do conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

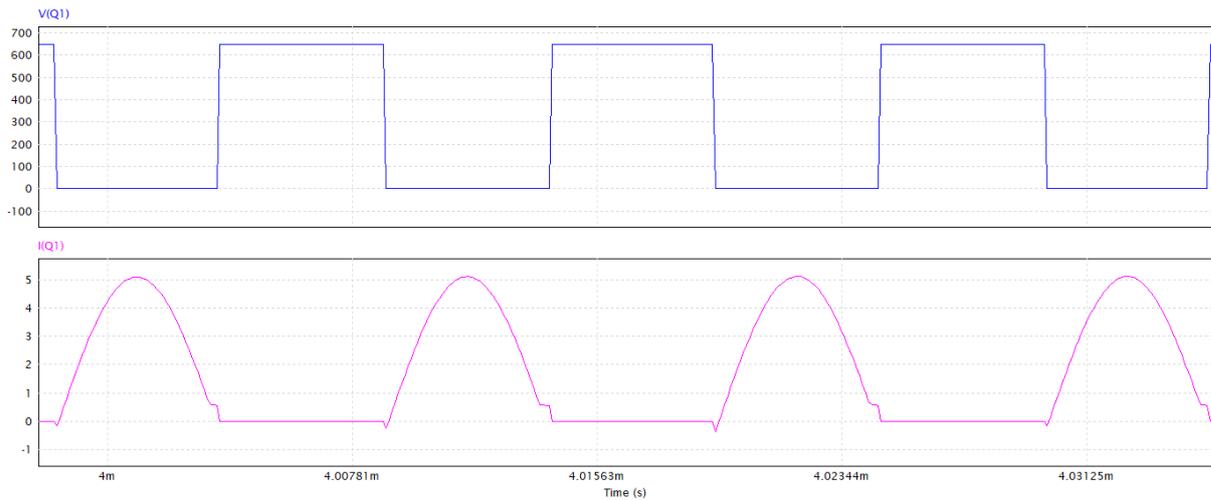


Figura 41 – Tensão e corrente no *MOSFET* de entrada do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Nos semicondutores de saída de cada topologia, nota-se que as correntes máximas dos conversores também correspondem ao apresentado nas Tabelas 2 e 3, sendo estas em torno de 80 A, no caso do *DAB*, e 250 A, no caso do ressonante, validando a escolha dos modelos dos componentes. Para o conversor *DAB*, verifica-se uma redução mais significativa nos valores das correntes eficaz e máxima em relação ao esperado, uma vez que a tecnologia do *MOSFET* utilizado é projetada para diminuir ainda mais as perdas de condução e comutação se comparada com outras gerações, como já explicado na seção 2.5.1.1 (AG, 2015).

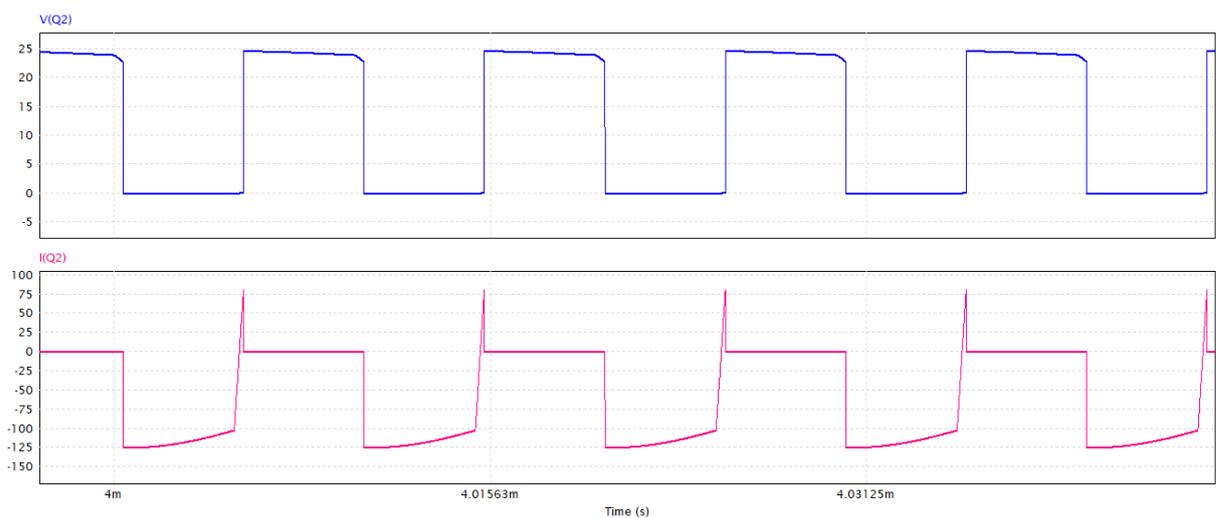


Figura 42 – Tensão e corrente no *MOSFET* de saída do conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

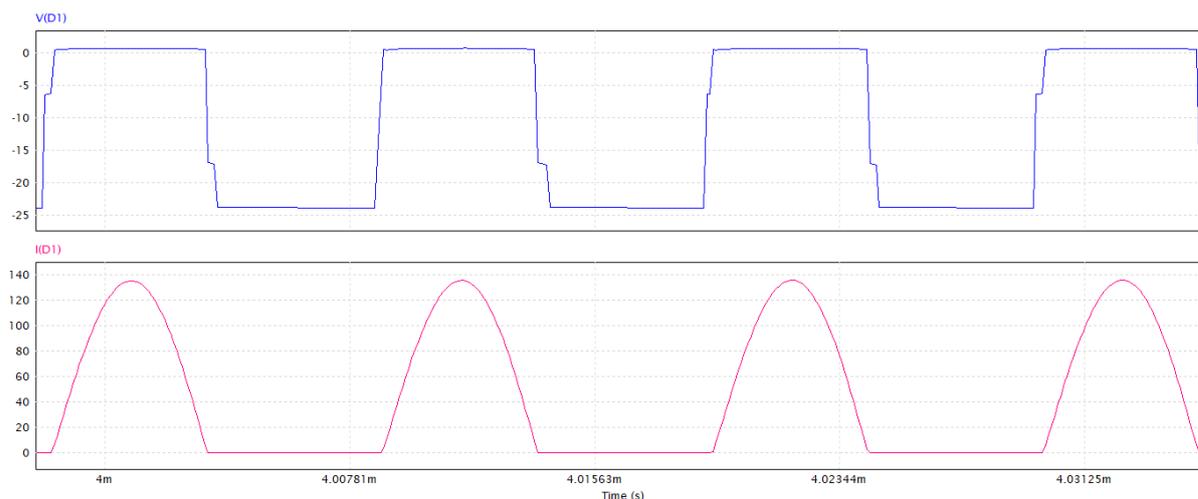


Figura 43 – Tensão e corrente no diodo do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Assim, verifica-se nas seções 5.1 e 5.2 se cada topologia atingiu os objetivos determinados no Capítulo 1 e se as perdas de comutação e condução de seus semicondutores foram bem estimadas. Finalmente, faz-se uma comparação entre as duas topologias não-ideais.

## 5.1 ESFORÇOS DOS SEMICONDUTORES

Quando perdas de condução e comutação são simuladas no *PSIM*, estas ocupam grande parte da capacidade de interpolação do *software*, limitando a troca de apenas um semicondutor de entrada e um semicondutor de saída pelos seus modelos não-ideais. Além disso, as perdas não são consideradas nos resultados de saída do circuito, o que propicia ainda mais essa limitação. As figuras 32 e 33 mostram que isso foi feito.

A começar pelo conversor *DAB* projetado, é visível pela Figura 45 que o modelo de *MOSFET* escolhido para o lado secundário do circuito apresentou perdas de condução pequenas, assim como a chave do lado primário. Por outro lado, esta última apresentou perdas mais significativas por comutação, apesar de, ainda assim, serem razoáveis, como mostra a Figura 44.

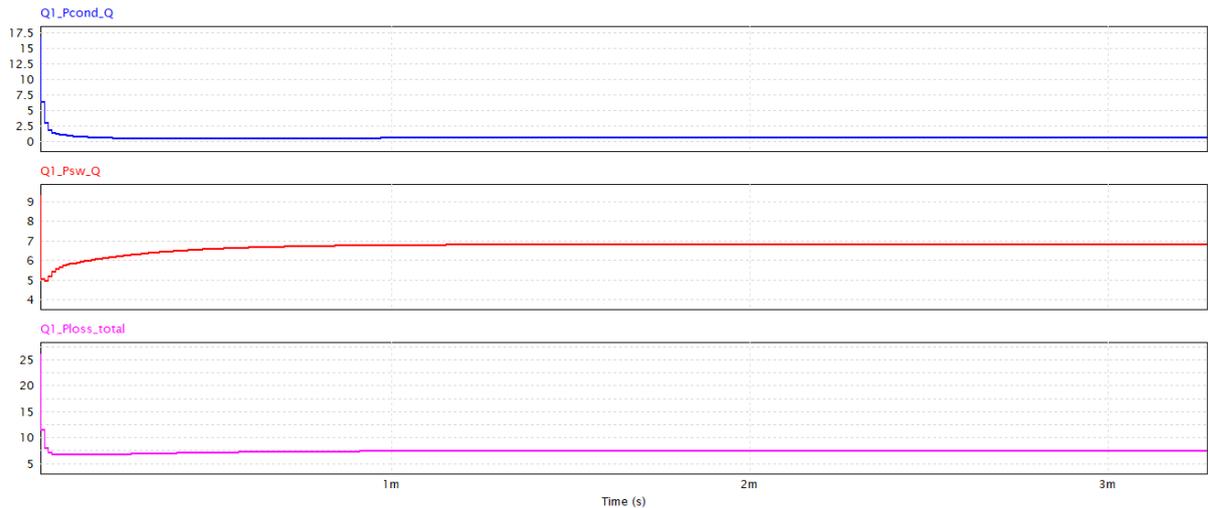


Figura 44 – Perdas no *MOSFET C2M0045170D* do conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

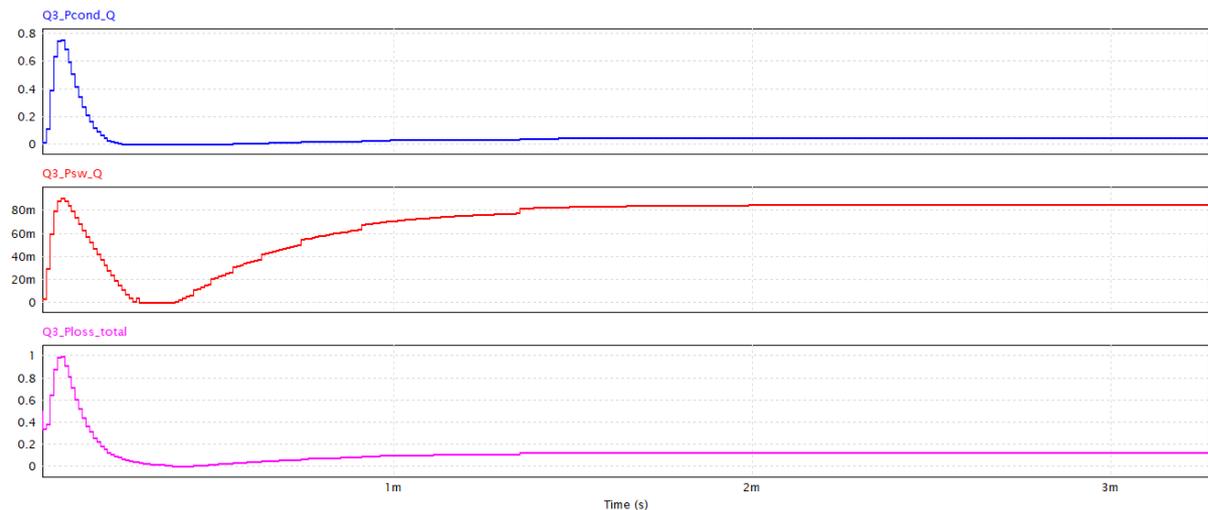


Figura 45 – Perdas no *MOSFET IST015N06NM5* do conversor *DAB* não-ideal simulado no *PSIM*. Fonte: Autora.

Analisando, então, a Tabela 5, é possível verificar que as perdas de comutação estimadas para os dois *MOSFETs* foram bem maiores que as simuladas, uma vez que os cálculos teóricos dependem dos tempos de comutação, retirados das folhas de dados sob tensões de barramento e correntes nas chaves superdimensionadas. Enquanto isso, as de perdas condução calculadas para o **IST015N06NM5** consideram a máxima temperatura de junção permitida pelo semiconductor, estimada com uma resistência interna maior do que a considerada pelo *PSIM*.  $T_j$  máxima também foi um critério para a escolha da resistência do *MOSFET C2M0045170D*, apesar da corrente que passa pela chave ter sido definida como menor que 10 A, como cita o Apêndice A.

DAB				
Perdas	Condução [W]		Comutação [W]	
Semicondutor	M1	M2	M1	M2
Estimativa	0,94	10,17	17,20	16,95
Simulação	2,047	0,04	6,499	0,08

Tabela 5 – Perdas dos semicondutores do conversor DAB. Fonte: Autora

Já o conversor *Full-bridge* LLC Ressonante apresentou resultados similares em relação aos esforços de seu *MOSFET*, sendo as perdas de comutação as maiores (Figura 46). Quanto ao diodo, obteve-se perdas de comutação nulas, enquanto as de condução resultaram em cerca de 6,069 W, como mostra a Figura 47.

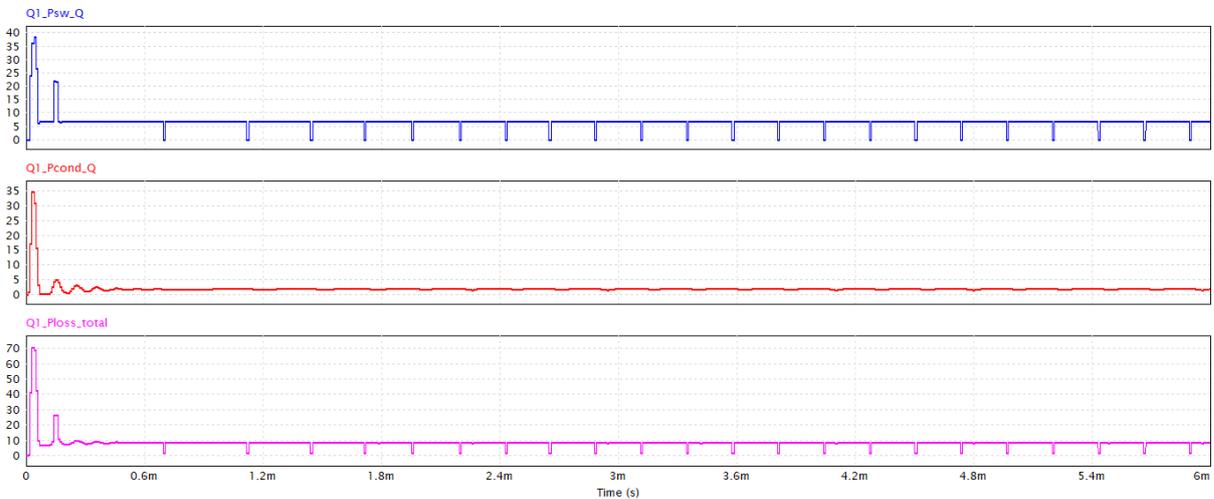


Figura 46 – Perdas no *MOSFET* C2M0045170D do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no PSIM. Fonte: Autora.

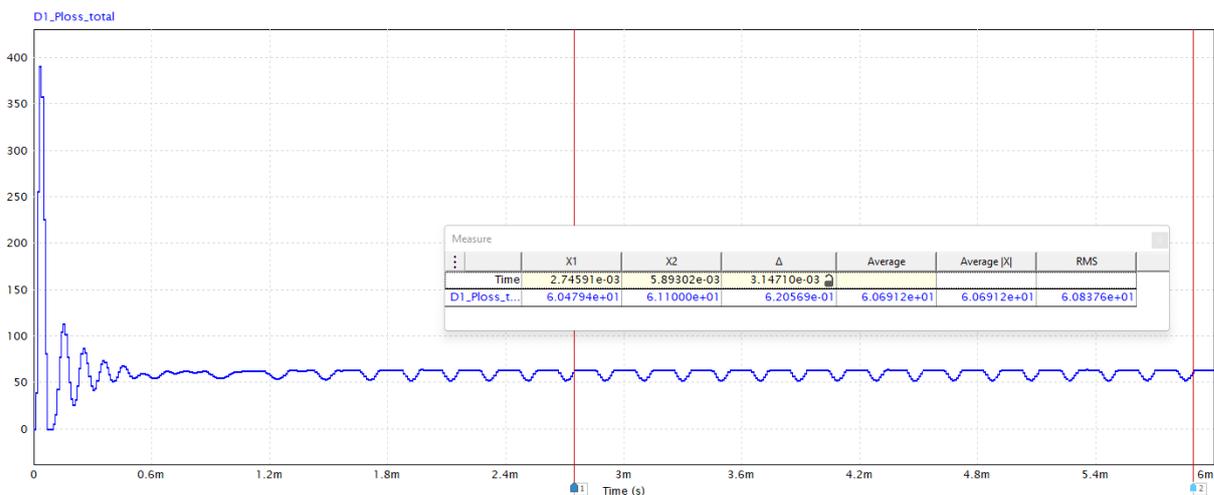


Figura 47 – Perdas totais no diodo VS-150EBU02HF4 do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal simulado no PSIM. Fonte: Autora.

A Tabela 6 mostra que as perdas gerais do *MOSFET* foram bem maiores do que as calculadas. Isso porque, teoricamente, em um conversor ressonante operando em

ZVS, as correntes instantâneas quando este semicondutor liga e desliga são muito próximas a zero. Contudo, existe um valor médio de corrente durante os tempos de subida e descida desse processo, resultando nos valores da tabela.

O diodo utilizado, por sua vez, apresentou perdas menores que as estimadas, já que estas últimas dependeram da resistência interna retirada sob uma temperatura de junção de  $25^{\circ}C$  e da tensão limiar aproximada sob uma corrente de  $150 A$ , como consta em sua folha de dados ([VISHAY INTERTECHNOLOGY, 2018](#)).

<i>Full-bridge</i> LLC Ressonante			
Perdas	Condução [W]		Comutação [W]
Semicondutor	<i>MOSFET</i>	Diodo	<i>MOSFET</i>
Estimativa	0,47	14,889	0,09
Simulação	1,910	6,069	6,537

Tabela 6 – Perdas dos semicondutores do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante. Fonte: Autora

## 5.2 CURVAS DE RENDIMENTO

Por fim, foi possível avaliar a curva de rendimento de cada uma das topologias. Para isso, mediu-se as perdas médias totais de seus semicondutores e multiplicou-as pela quantidade de cada chave em cada conversor. Uma vez que o *PSIM* não considera as perdas em seus resultados, somou-se esse total com a potência de entrada medida ( $P_i'$ ), para que então a comparação com a potência de saída pudesse ser calculada, isso considerando, também, as assimetrias causadas pela utilização de um semicondutor em cada lado dos dois circuitos. Toricamente, no entanto, as potências de entrada e saída devem ser iguais e, assim, as Equações 22 e 23 calculam os rendimentos teóricos para cada carga do DAB e do ressonante, respectivamente. Definiu-se para o conversor *DAB*, M1 como o *MOSFET C2M0045170D* e M2 como o *IST015N06NM5*.

$$\eta_{DAB} = \frac{P_{oDAB}}{P_{oDAB} + 4 \cdot P_{M1DAB} + 4 \cdot P_{M2DAB}} \quad (22)$$

$$\eta_{LLC} = \frac{P_{oLLC}}{P_{oLLC} + 4 \cdot P_{MLLC} + 4 \cdot P_{DLLC}} \quad (23)$$

A fim de, então, mostrar o comportamento dos conversores projetados, seis pontos de carga foram considerados para realização dos cálculos das equações acima, incluindo os limites de potência definidos para este trabalho. As Tabelas 7 e 8 mostram as medições e os resultados calculados de cada topologia, no período de 8 a 9,5 *ms*, para que a análise em regime permanente fosse garantida.

<i>DAB</i>						
Carga [W]	$P'_i$ [W]	$P_o$ [W]	$P_{M1DAB}$ [W]	$P_{M2DAB}$ [mW]	$P_i$ [W]	$\eta$ [%]
500	504,04	500,00	7,53	16,80	534,22	93,59
1000	1014,15	1000,03	7,47	38,87	1044,20	95,77
1500	1531,38	1500,12	7,48	73,84	1561,61	96,06
2000	2056,60	2000,28	7,56	131,07	2087,36	95,83
3000	3136,26	3000,97	8,06	330,01	3169,81	94,67
4000	4268,10	4002,64	9,10	817,07	4306,65	92,92

Tabela 7 – Dados retirados das simulações do conversor *DAB* não-ideal para o cálculo de seu rendimento. Fonte: Autora

<i>Full-bridge</i> LLC Ressonante						
Carga [W]	$P'_i$ [W]	$P_o$ [W]	$P_{M_{LLC}}$ [W]	$P_{D_{LLC}}$ [W]	$P_i$ [W]	$\eta$ [%]
500	506,12	499,67	6,68	5,55	555,07	90,02
1000	1010,29	997,07	6,75	12,13	1085,81	91,83
1500	1514,02	1493,17	6,88	19,27	1618,62	92,25
2000	2018,58	1988,21	7,06	26,96	2154,97	92,27
3000	3022,72	2975,59	7,61	43,11	3225,60	92,25
4000	4028,85	3959,72	8,44	60,58	4304,95	91,98

Tabela 8 – Dados retirados das simulações do conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideal para o cálculo de seu rendimento. Fonte: Autora

A partir disso, obtiram-se as curvas de rendimento da Figura 48. É possível verificar que os dois conversores apresentam um comportamento satisfatório, tendo atingido uma eficiência de no mínimo 90% para todo o intervalo de potência definido neste trabalho. Observa-se, primeiramente, que o conversor *DAB* projetado se comporta de maneira linear entre potências de 2000 e 4000 [W], apresentando uma eficiência melhor para cargas um pouco mais baixas. Apesar disso, este mantém seu rendimento praticamente acima de 93% em todos os casos.

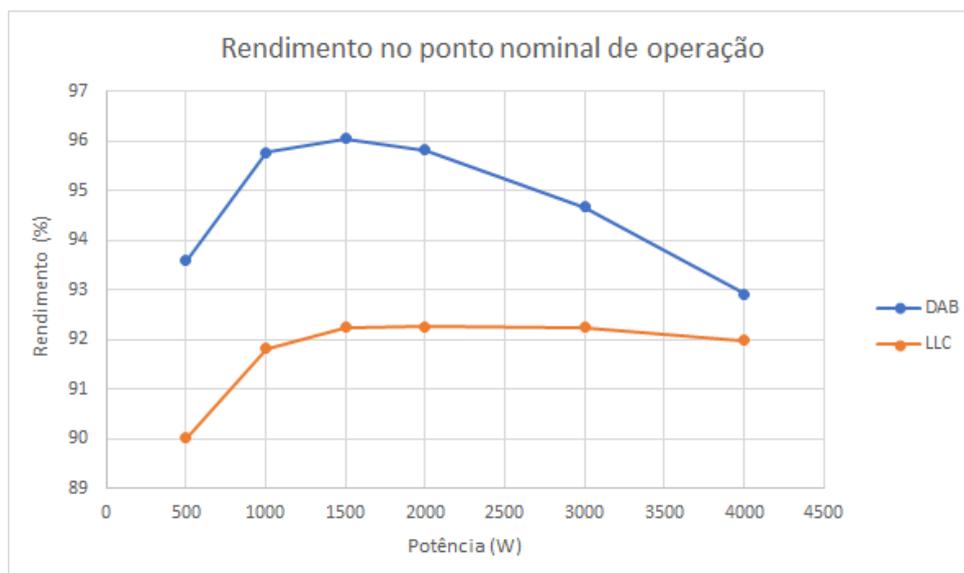


Figura 48 – Curvas de rendimento por variação de potência dos conversores *DAB* e *Full-bridge* LLC Ressonante não-ideais, simulados no *PSIM*. Fonte: Autora.

Por outro lado, apesar do conversor ressonante também satisfazer o objetivo desta monografia, este se comporta de maneira menos eficiente que o conversor *DAB*, apresentando um rendimento acima de 90% para o intervalo de carga requisitado, mas, ainda assim, abaixo de 92,5%. Não obstante, observa-se que ele também apresenta uma eficiência mais estável entre potências de 2000 e 4000 [W].

Já na Figura 49, verifica-se o rendimento dos dois conversores pela variação da tensão de entrada. Infelizmente, não foi possível avaliar todo o intervalo de tensão da bateria, uma vez que o conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não conseguiu atingir a saída estável e fixa em 24 V como requisitado. Por isso, comparou-se apenas aqueles pontos em que este conseguiu atingir de 22 a 25 V, aproximadamente, de tensão de saída, ou seja, pontos em torno do ponto de operação nominal ( $V_i = 650$  V). Ainda assim, o conversor *DAB* apresentou-se mais eficiente em todos esses pontos.

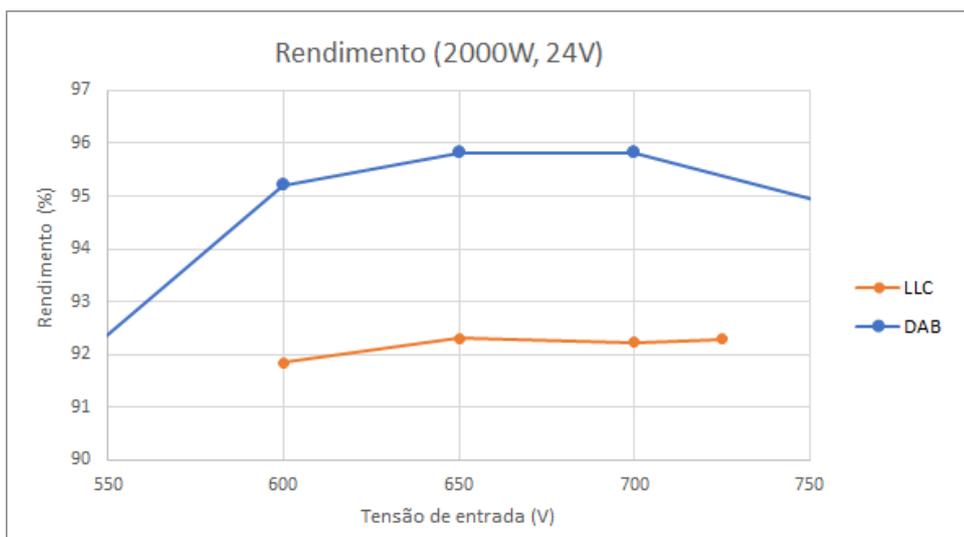


Figura 49 – Curvas de rendimento por variação de tensão de entrada dos conversores *DAB* e *Full-bridge LLC* Ressonante não-ideais, simulados no *PSIM*. Fonte: Autora.

Por fim, então, apresenta-se na Figura 50 o rendimento do conversor *DAB* pela variação de tensão de entrada para todo o intervalo considerado nos requisitos de projeto. É possível observar que este conversor apresenta um rendimento menor que 90% apenas sob uma tensão de entrada de 500 V, um ponto de estado de carga da bateria considerada de aproximadamente 5%.

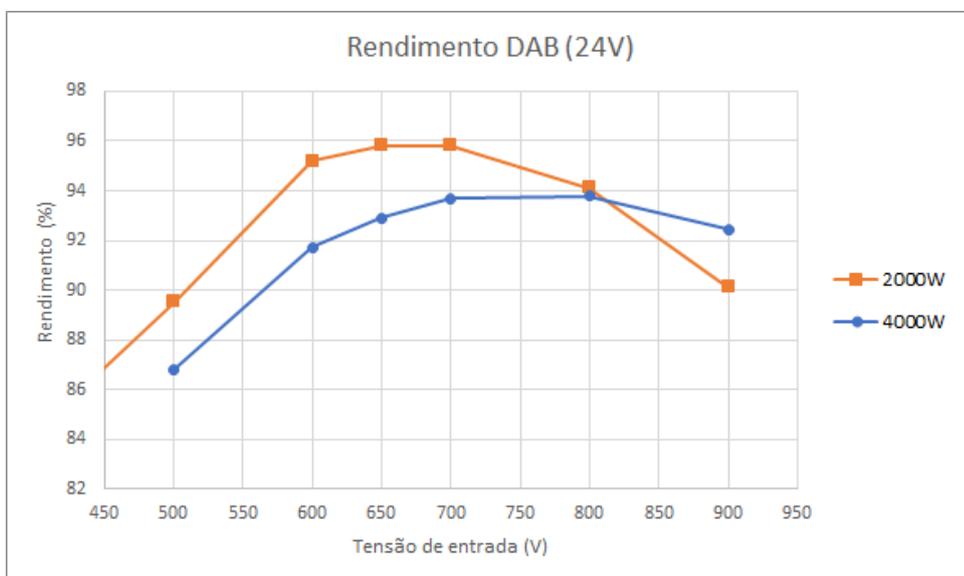


Figura 50 – Curvas de rendimento por variação de tensão de entrada do conversor *DAB* não-ideal, simulados no *PSIM*. Fonte: Autora.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho consistiu em estudar e comparar a eficiência de duas topologias de conversores CC-CC isolados, considerando os esforços de seus semicondutores, que atendessem aos requisitos definidos na seção 1.1. Para isso, foi avaliado o comportamento de cada uma em relação à variação da potência transferida e à variação da tensão de entrada, simulando as diferentes baterias que possam ser aplicadas nesse sistema. Assim, baseando-se nas medições realizadas em seus modelos ideais, selecionou-se os componentes reais de cada topologia e uma comparação entre as perdas estimadas e simuladas foi feita.

Por fim, devido às aproximações feitas sob as condições determinadas pelas folhas de dados desses componentes, as perdas gerais simuladas dos *MOSFETs* e diodo escolhidos foram consideravelmente menores que as calculadas em teoria. Por isso, foi possível observar um comportamento satisfatório das duas topologias em relação aos requisitos de projeto definidos.

Porém, constatou-se que o conversor *Full-bridge* LLC Ressonante é mais sensível à carga, enquanto o conversor *DAB* se apresentou mais estável às variações consideradas, além de mais eficiente em todos os pontos dos intervalos requisitados. Por fim, então, o conversor de melhor eficiência para a aplicação deste trabalho é o *DAB*, atingindo um rendimento de aproximadamente 96%, enquanto o *Full-bridge* LLC Ressonante não passou dos 93% nos pontos de operação analisados.

### 6.1 RECOMENDAÇÕES FUTURAS

Uma vez que este trabalho não conta com o dimensionamento dos transformadores de cada topologia analisada, sugere-se, em uma continuação desse estudo, que as perdas magnetizantes desses componentes sejam consideradas para o cálculo do rendimento desses conversores, a fim de trazer mais veracidade ao isolamento elétrico dos circuitos eletrônicos projetados.

Além disso, como o conversor *Full-bridge* LLC Ressonante não atingiu a tensão de saída fixa requisitada para todos os pontos de tensão de entrada, seria interessante desenvolver um processo de controle mais otimizado, para que este consiga atingir uma tensão fixa de saída sem que sua frequência ressonante sofra muita variação. Desse modo, o cálculo de rendimento pode ser mais preciso e amplo.

## REFERÊNCIAS

ABDEL-RAHMAN, Sam. **Resonant LLC Converter: Operation and Design**. 27703 Emperor Blvd, suite 310 Durham, NC 27703, set. 2012.

AG, Infineon Technologies. **Infineon Technologies OptiMOS™ 5 Power MOSFETs**. Published: 2015-05-19 | Updated: 2022-06-02. Mai. 2015. Disponível em: <<https://br.mouser.com/new/infineon/infineon-optimos-5/>>.

AG, Infineon Technologies. **IST015N06NM5 MOSFET OptiMOS™ 5 power MOSFET 60 V**. 2. ed. 81726 München, Germany, abr. 2022.

BARBI, José Airton Beckhäuser Filho; Ivo. MICROINVERSOR SOLAR UTILIZANDO UM CONVERTOR LLC RESSONANTE. **VII Congresso Brasileiro de Energia Solar**, abr. 2018. Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica.

BOJORGE, Prof<sup>a</sup> Ninoska. Introdução ao Controle Antecipatório (Feedforward Control). Departamento de Engenharia Química e de Petróleo – UFF Disciplina: TEQ102- CONTROLE DE PROCESSOS. [S./].

BRAGA, Instituto Newton C. **Como usar corretamente tiristores**. Acessado em 18 de Junho de 2022. Disponível em: <<https://www.newtoncbraga.com.br/index.php/eletronica/52-artigos-diversos/9986-como-usar-corretamente-tiristores-art1167>>.

BRAGA, Instituto Newton C. **Comparação entre MOSFETs e IGBTs - Qual o melhor em aplicações até 100kHz?** Disponível em: <<https://www.newtoncbraga.com.br/index.php/automacao/52-artigos-tecnicos/artigos-diversos/15167-comparacao-entre-mosfets-e-igbts-qual-o-melhor-em-aplicacoes-ate-100-khz-art3974>>.

CAO, Yiming Chen; Jianping Xu; Yao Wang; Leiming Lin; Jing. A dual-carrier modulation technique for half- bridge resonant converter with wide soft-switching range. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 223–232, 2019.

CARVALHO, Leonardo Lima. **MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERTOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB) APLICADO AO GERENCIAMENTO DA ENTREGA DE ENERGIA DE UM BANCO DE BATERIAS**. Mar. 2019. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil.

CHENG, Brian Cheak Shing. **MODELLING AND CONTROL OF THE LLC RESONANT CONVERTER**. Dez. 2012. Diss. (Mestrado) – UNIVERSITY OF BRITISH COLUMBIA.

CHENG-TAO TSAI, Jye-Chau Su. A Soft-Switching SEPIC with Multi-Output Sources. **Electronics**, v. 6, n. 2, mai. 2017.

CORTEZ, Prof. Daniel Flores. **Cálculo da potência dissipada no diodo e cálculo térmico**. Professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Curitiba, com estágio de Pós-doutorado na área de Eletrônica de Potência. 2018. Disponível em: <<https://youtu.be/fqHqMKnNPK8>>.

CREE, Inc. **C2M0045170D Silicon Carbide Power MOSFET TM C2M MOSFET Technology**. 4600 Silicon Drive Durham, NC 27703 USA, jun. 2016.

CZARKOWSKI, Dariusz. DC–DC Converters. *In*: third. [S.l.]: Elsevier Inc., 2011. cap. 13.

DRAGAN MAKSIMOVIC, Slobodan Cuk. A General Approach to Synthesis and Analysis of Quasi-Resonant Converters. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 6, n. 1, p. 127–140, jan. 1991.

ELECTRÓNICOS, Símbolos Eléctricos &. **Símbolos de Transistores MOSFET e IGFET**. Acessado em 18 de Junho de 2022. Disponível em: <<https://www.simbologia-electronica.com/simbolos-electricos-electronicos/simbolos-transistores-mosfet.htm>>.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. third. [S.l.]: Springer International Publishing, 2020.

FORGE, Octave. : **[x, fval, info, output] = fminbnd (fun, a, b, options)**. Acessado em 14 de Junho de 2022. Disponível em: <<https://octave.sourceforge.io/octave/function/fminbnd.html>>.

G. J. M. DE SOUSA, M. L. Heldwein. Concentrated Submodules Model for Modular Multilevel Converters. **IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)**, dez. 2017.

GLITZ, Dr. M Ordonez; E. **Power Electronics - MOSFET Power Losses**. This video briefly introduces a simplified model of a MOSFET, and then discusses both

conduction and switching losses in the device. Set. 2017. Disponível em:  
<<https://youtu.be/KSOHwVoxpzg>>.

JAIN, M. Z. Youssef; P. K. A Review and Performance Evaluation of Control Techniques in Resonant Converters. **30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society**, p. 215–221, nov. 2004. Busan, Korea (South).

KHERALUWALA, R.W. De Doncker; D.M. Divan; M.H. A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications. **Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, p. 796–805, out. 1988. Pittsburgh, PA, USA.

KIMBALL, Hengsi Qin; Jonathan W. Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 27, n. 4, p. 2078–2084, abr. 2012.

KIRSTEN, André Luís. **METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR DAB APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**. Ago. 2014. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil.

KWAŚNY, Veera Venkata Subrahmanya Kumar Bhajana; Wojciech Jarzyna; Karol Fatyga; Dariusz Zieliński; Lukasz. PERFORMANCE OF A SiC MOSFET BASED ISOLATED DUAL ACTIVE BRIDGE DC-DC CONVERTER FOR ELECTRO-MOBILITY APPLICATIONS. **Revue Roumaine des Sciences Techniques, Série Électrotechnique et Énergétique**, v. 64, n. 4, p. 383–390, dez. 2019. Publicado por Editura Academiei Romane - A Editora da Academia Romena.

LEE, W Chen; P Xu; F.C. The optimization of asymmetric half bridge converter. **16th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, mar. 2001. Anaheim, CA, USA.

LI, J Zhai; F Wang; L Ye; R. Optimal Strategy of Triple Phase Shift Transient DC Bias for Dual Active Bridge DC-DC Converter. **2020 International Conference on Energy, Environment and Bioengineering (ICEEB 2020)**, v. 185, n. 01088, p. 1–7, set. 2020.

MARKUS ZEHENDNER, Matthias Ulmann. **Power Topologies Handbook**. [S./]: Texas Instruments, 2016.

MAYER, Robson. **Conversores CCCC bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos**. Mar. 2019. Tese (Doutorado) – Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC, Joinville, SC.

MEDEIROS, Kevin E. Lucas; Daniel J. Pagano; Renan L. P. Single Phase-Shift Control of DAB Converter using Robust Parametric Approach. **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, p. 1–6, dez. 2019. Santos, Brasil.

NOVAIS, Celso Ribeiro Barbosa de. **MOBILIDADE ELÉTRICA: DESAFIOS E OPORTUNIDADES**. Caderno Opinião. Ago. 2016. Disponível em: <[https://www.fgv.br/fgvenergia/celso\\_novais\\_mobilidade\\_eletrica/files/assets/common/downloads/celso%20novais\\_mobilidade%20eletrica.pdf](https://www.fgv.br/fgvenergia/celso_novais_mobilidade_eletrica/files/assets/common/downloads/celso%20novais_mobilidade%20eletrica.pdf)>.

OLIVEIRA, João André Soares de. **Análise da Área de Operação Segura e Estudo da Robustez do Transistor MOSFET de Carbeto de Silício**. Fev. 2017. Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Campina Grande (UFCG).

PINHEIRO, E O Prado; P C Bolsi; H C Sartori; J R. Influência dos parâmetros do conversor em diferentes tecnologias de transistores de potência. **11º SEMINAR ON POWER ELECTRONICS AND CONTROL (SEPOC)**, out. 2018. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS.

POWERSIM, Inc. **PSIM 2021B The ultimate simulation environment for power conversion and motor control**. Acessado em 14 de Junho de 2022. Disponível em: <<https://powersimtech.com/products/psim/capabilities-applications/>>.

R LIU, C Q Lee. Analysis and design of LLC-type series resonant convertor. **Electronics Letters**, v. 24, n. 24, p. 1517–1519, nov. 1988.

RASHID, Muhammad. **Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications**. fourth. [S./]: Pearson Education, 2014. ISBN: 978-0-13-312590-0.

SANTOS, Prof. Tito Luís Maia. Controle Antecipatório (Feedforward). ENGC66: Introdução ao Controle de Processos Industriais Departamento de Engenharia Elétrica - DEE Universidade Federal da Bahia - UFBA. [S./], jun. 2018.

SANTOS; F J VIGLUS; C H I FONT, B A G dos. DIODOS DE CARBONETO DE SILÍCIO (SILICON CARBIDE): UMA ANÁLISE COMPARATIVA COM DIODOS DE

SILÍCIO EM UMA APLICAÇÃO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. **Revista de Engenharia e Tecnologia**, v. 4, n. 2, p. 43–51, ago. 2012.

SCHUCH, P. Costa; P. Löbler; A. Toebe; L. Roggia; L. Modelagem e controle do conversor DAB aplicado à carga de baterias. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 3, p. 292–301, set. 2018.

VENDITTI, Mário Sérgio. **A história do carro elétrico**. Dez. 2020. Disponível em: <<https://mobilidade.estadao.com.br/inovacao/a-historia-do-carro-eletrico/>>.

VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC. **Ultrafast Soft Recovery Diode, 150 A FRED Pt.** [S./], jun. 2018. VS-150EBU02HF4.

WALBERMARK M. DOS SANTOS, Denizar C. Martins. INTRODUÇÃO AO CONVERSOR DAB MONOFÁSICO. **Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 1, p. 36–46, fev. 2014.

Y WEI Q LUO, A Mantooth. Overview of Modulation Strategies for LLC Resonant Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, p. 10423–10443, fev. 2020.

ZHANG, J Zeng; G Zhang; S S Yu; B Zhang; Y. LLC Resonant Converter Topologies and Industrial Applications - A Review. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 6, n. 3, set. 2020.

# **Apêndices**

## APÊNDICE A – CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTIMATIVA DE PERDAS DO MOSFET C2M0045170D

O modelo de *MOSFET* de entrada usado na simulação de cada topologia é o **C2M0045170D** (1700 V, 45 mΩ), como definido na seção 2.4.1 e de estrutura ilustrada pela Figura 51.

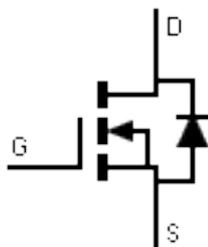


Figura 51 – Estrutura do **C2M0045170D** (1700 V, 45 mΩ). Fonte: (ELECTRÓNICOS, s.d.)

A partir disso, calculam-se as perdas de condução e comutação desse dispositivo, respectivamente, pelas Equações 24 e 25 (GLITZ, 2017).

$$P_{cond} = I_{sw_{ef}}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (24)$$

$$P_{sw} = E_{tot} \cdot f_s \quad (25)$$

Na Equação 24,  $I_{sw_{ef}}$  é o valor eficaz da corrente na chave de cada conversor, enquanto  $R_{DS(on)}$  é a resistência do semiconductor em seu estado ligado, encontrada em sua folha de dados. Contudo, ela foi definida de acordo com o que foi disponibilizado pelo documento, nas seguintes condições:

- $T_j = 150^\circ C$ ;
- $V_{GS} = 20 V$ ;
- $t_p < 200 \mu s$ .

Onde  $T_j$  é a temperatura de junção em que o semiconductor opera,  $V_{GS}$  é a tensão entre o *gate* (G) e o *source* (S) do *MOSFET* (Figura 51) e  $t_p$  representa a largura de pulso do sinal de comutação. Essa condição de temperatura foi escolhida buscando atender ao pior cenário possível de perdas. Assim, observando a Figura 52 e extrapolando a curva de  $T_j = 150^\circ C$  para uma corrente menor do que 10 A, definiu-se  $R_{DS(on)} = 80 m\Omega$ .

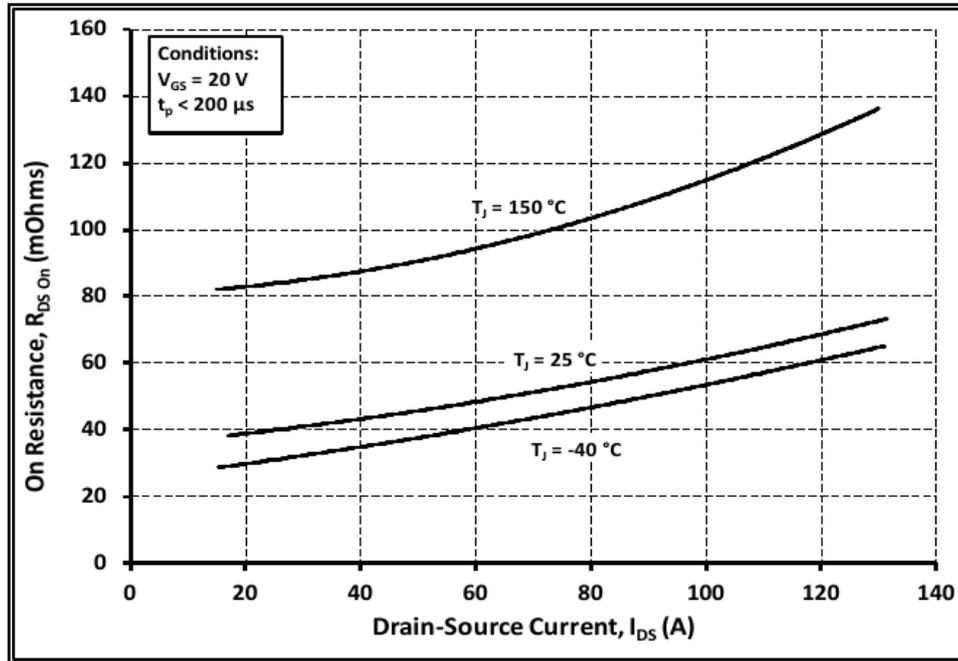


Figura 52 – Curvas da resistência pela corrente de estado *on* do MOSFET C2M0045170D (1700 V, 45 mΩ) para diferentes temperaturas de junção. Fonte: (CREE, 2016)

Já pela Equação 25, tem-se que  $E_{tot}$  é a energia total de comutação do MOSFET, dada pela Equação 26, onde  $E_{on}$  é a energia de comutação ao ligá-lo e  $E_{off}$  é a energia de comutação ao desligá-lo. O cálculo dessas energias é dado de maneira teórica pelas Equações 27 e 28 (GLITZ, 2017), podendo apresentar discrepâncias em relação às perdas simuladas neste trabalho devido à sua simplificação adotada.

$$E_{tot} = E_{on} + E_{off} \quad (26)$$

$$E_{on} = \frac{I_{sw_{on}} \cdot V_{DS} \cdot t_{on}}{2} \quad (27)$$

$$E_{off} = \frac{I_{sw_{off}} \cdot V_{DS} \cdot t_{off}}{2} \quad (28)$$

$I_{sw_{on}}$  e  $I_{sw_{off}}$  são as correntes instantâneas quando a chave liga e desliga;  $t_{on}$  e  $t_{off}$ , os tempos em que isso acontece, respectivamente; e  $V_{DS}$ , a tensão na chave (igual a  $V_{in_{nom}}$ , ou seja, 650 V). Dito isso, também foram consideradas algumas condições para a retirada destes dados da folha de dados, sendo estas:

- $T_j = 25^\circ\text{C}$ ;
- $R_{G_{ext}} = 2.5 \Omega$ ;
- $V_{DD} = 1200 \text{ V}$ .

Onde  $V_{DD}$  é a tensão de barramento do semicondutor e  $R_{G_{ext}}$ , a resistência externa de seu *gate*. As perdas de comutação serão escaladas de acordo com a temperatura de junção ( $T_j$ ) considerada, que é menor, pois todas as curvas projetadas na folha de dados analisam as energias citadas acima à uma temperatura de  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , como mostra a Figura 53.

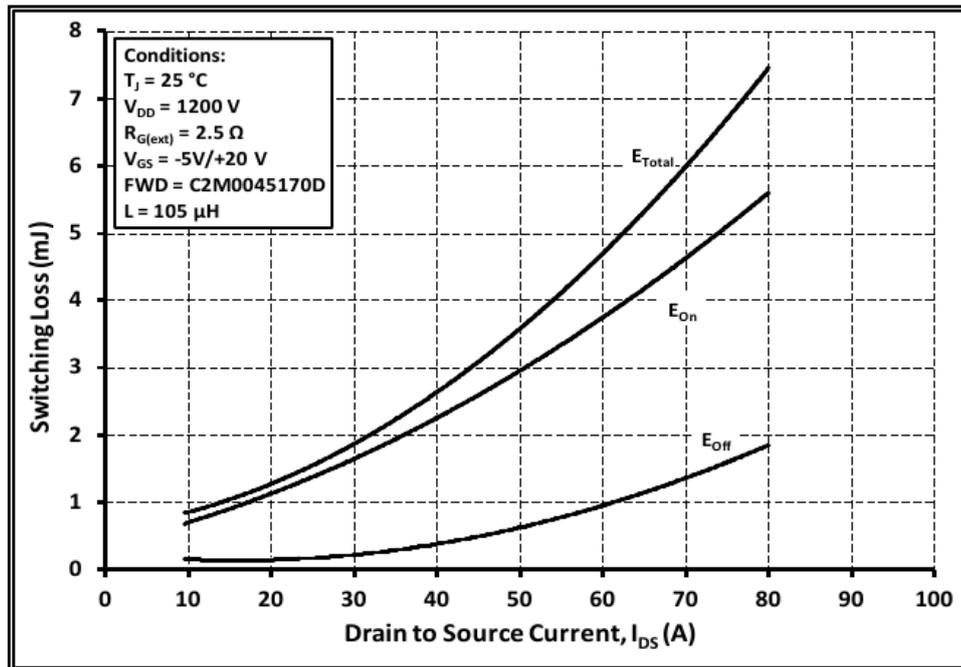


Figura 53 – Curvas das perdas de comutação pela corrente *drain-source* do MOSFET C2M0045170D ( $1700\text{ V}$ ,  $45\text{ m}\Omega$ ). Fonte: (CREE, 2016)

Além disso, os períodos de comutação do MOSFET são compostos pela soma dos tempos de atraso de cada um ( $t_{d(on)}$  e  $t_{d(off)}$ ) com os tempos de subida ( $t_r$ ) e descida ( $t_f$ ) de cada estágio da comutação, como pode ser visto na Figura 54.

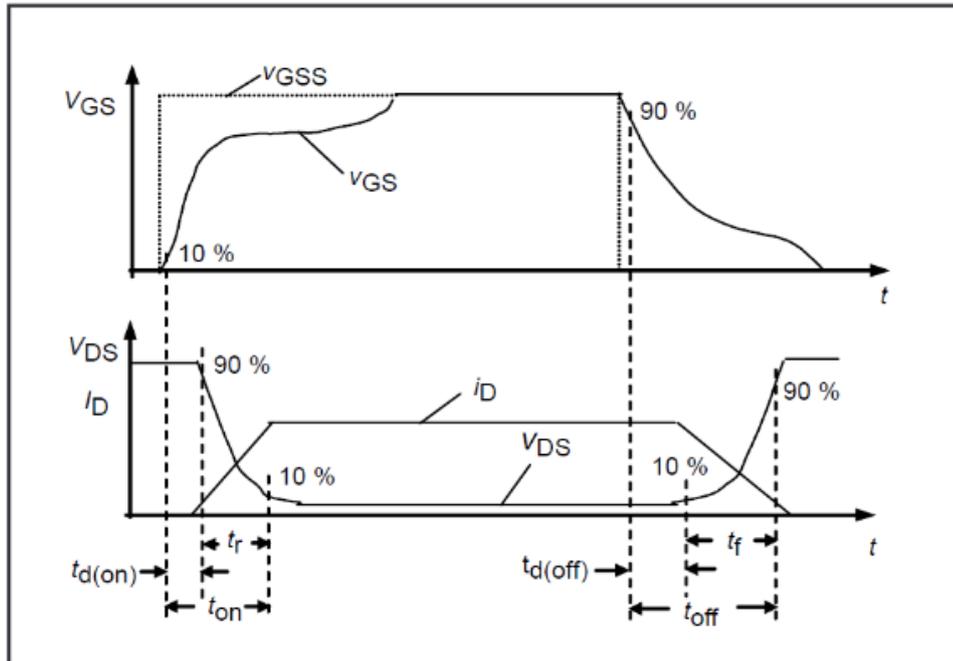


Figura 54 – Definição dos tempos de comutação para o MOSFET **C2M0045170D** (1700 V, 45 mΩ).  
 Fonte: (CREE, 2016)

Com a resistência externa do *gate* definida, pode-se retirar os valores dos tempos de comutação da Figura 55 e calcular, então, esses períodos pelas Equações 29 e 30.

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = 65ns + 20ns = 85ns \quad (29)$$

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f = 48ns + 18ns = 66ns \quad (30)$$

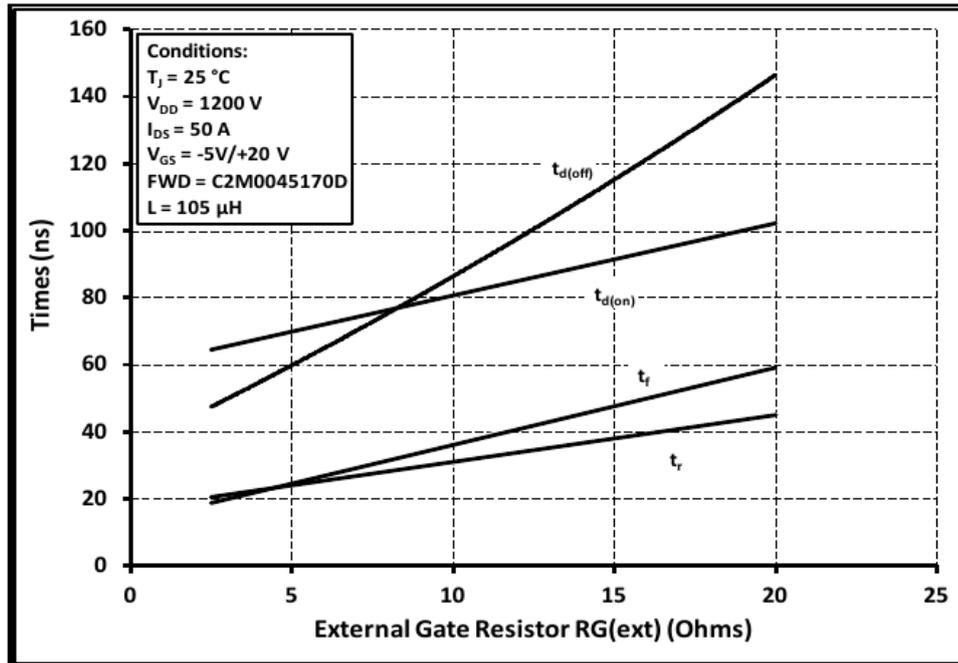


Figura 55 – Curvas dos tempos de comutação pela resistência externa do *gate* do MOSFET **C2M0045170D** (1700 V, 45 mΩ). Fonte: (CREE, 2016)

## APÊNDICE B – CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTIMATIVA DE PERDAS DO MOSFET IST015N06NM5

O modelo de *MOSFET* usado na saída do conversor *DAB* é o **IST015N06NM5** (60 V, 1,5 mΩ), como definido na seção 2.4.1 e de estrutura ilustrada pela Figura 56.

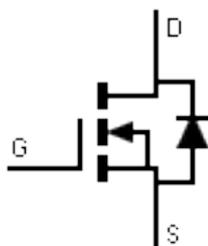


Figura 56 – Estrutura do **IST015N06NM5** (60 V, 1,5 mΩ). Fonte: (ELECTRÓNICOS, s.d.)

A partir disso, calculam-se as perdas de condução e comutação desse dispositivo, respectivamente, pelas Equações 31 e 32 (GLITZ, 2017).

$$P_{cond} = I_{sw_{ef}}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (31)$$

$$P_{sw} = E_{tot} \cdot f_s \quad (32)$$

Na Equação 31,  $I_{sw_{ef}}$  é o valor eficaz da corrente na chave de cada conversor, enquanto  $R_{DS(on)}$  é a resistência do semicondutor em seu estado ligado, encontrada em sua folha de dados. Uma vez que as informações tabelas da folha de dados servem de base para o *software* de simulação calcular as perdas dos *MOSFETs* do tipo *Si*, essa resistência foi definida de acordo com o que foi disponibilizado pelo documento, nas seguintes condições:

- $T_j = 175^\circ C$ ;
- $V_{GS} = 10 V$ ;
- $I_D = 50 A$ .

Onde  $T_j$  é a temperatura de junção em que o semicondutor opera,  $V_{GS}$  é a tensão entre o *gate* (G) e o *source* (S) do *MOSFET* (Figura 51) e  $I_D$  é a corrente que passa pela chave quando esta conduz. Essa condição de temperatura foi escolhida buscando atender ao pior cenário possível de perdas. Assim, observando a Figura 57, definiu-se  $R_{DS(on)} = 2,5 m\Omega$ .

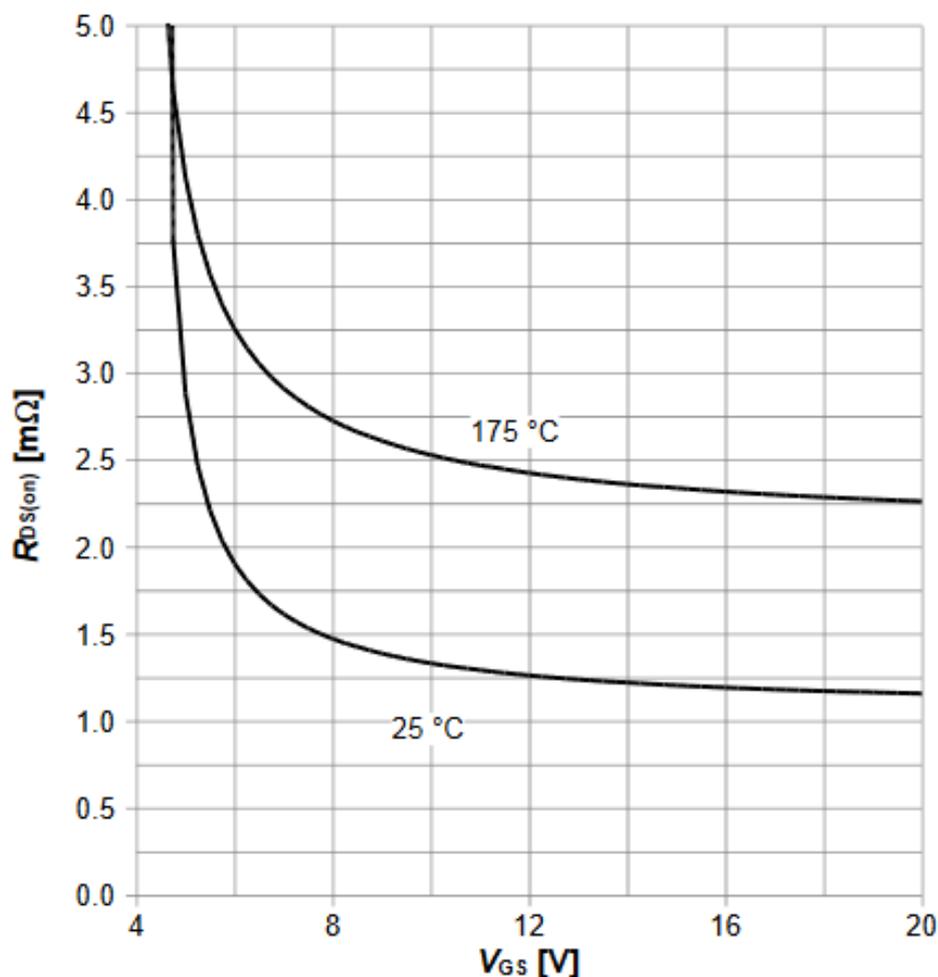


Figura 57 – Curvas da resistência pela tensão *gate-source* do MOSFET IST015N06NM5 (60 V, 1,5 mΩ) para diferentes temperaturas de junção. Fonte: (AG, 2022)

Já pela Equação 32, tem-se que  $E_{tot}$  é a energia total de comutação do MOSFET, dada pela Equação 33, onde  $E_{on}$  é a energia de comutação ao ligá-lo e  $E_{off}$  é a energia de comutação ao desligá-lo. O cálculo dessas energias é dado de maneira teórica pelas Equações 34 e 35 (GLITZ, 2017), podendo apresentar discrepâncias em relação às perdas simuladas neste trabalho devido à sua simplificação adotada.

$$E_{tot} = E_{on} + E_{off} \quad (33)$$

$$E_{on} = \frac{I_{sw_{on}} \cdot V_{DS} \cdot t_{on}}{2} \quad (34)$$

$$E_{off} = \frac{I_{sw_{off}} \cdot V_{DS} \cdot t_{off}}{2} \quad (35)$$

$I_{sw_{on}}$  e  $I_{sw_{off}}$  são as correntes instantâneas quando a chave liga e desliga;  $t_{on}$  e  $t_{off}$ , os tempos em que isso acontece, respectivamente; e  $V_{DS}$ , a tensão na chave

(igual a  $V_{onom}$ , ou seja, 24 V). Além disso, os períodos de comutação do MOSFET são compostos pela soma dos tempos de atraso de cada um ( $t_{d(on)}$  e  $t_{d(off)}$ ) com os tempos de subida ( $t_r$ ) e descida ( $t_f$ ) de cada estágio da comutação, como pode ser visto na Figura 58.

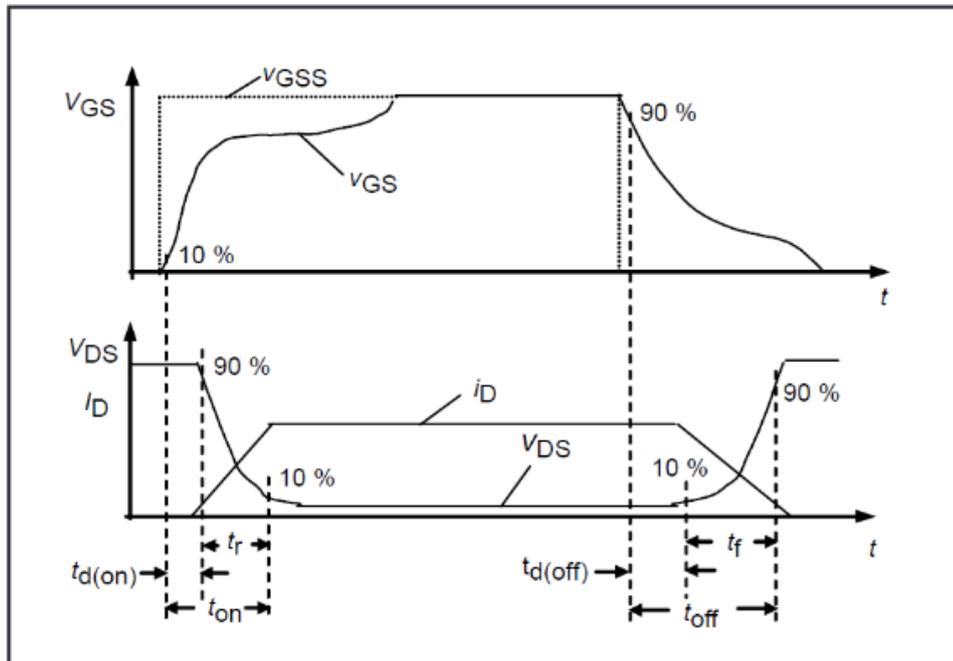


Figura 58 – Definição dos tempos de comutação para o MOSFET IST015N06NM5 (60 V, 1,5 mΩ).  
 Fonte: (CREE, 2016)

Dito isso, também foram consideradas algumas condições de teste para a retirada dos valores desses tempos, as quais seguem abaixo.

- $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ;
- $R_{G_{ext}} = 1,6\ \Omega$ ;
- $V_{DD} = 30\text{ V}$ ;
- $I_D = 50\text{ A}$ .

Onde  $V_{DD}$  é a tensão de barramento do semiconductor e  $R_{G_{ext}}$ , a resistência externa de seu *gate*. Calculou-se, então, os tempos mencionados pelas Equações 36 e 37.

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r = 22,48\text{ ns} + 63,6\text{ ns} = 86,08\text{ ns} \quad (36)$$

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f = 44,6\text{ ns} + 17,7\text{ ns} = 62,3\text{ ns} \quad (37)$$

## APÊNDICE C – CÓDIGOS

Código 1 – Código para cálculo da derivada de  $K$  em função de  $Fx_{min}$

```
1 clear;
2 clear all;
3
4 pkg load symbolic;
5 Q = 0.9;
6 m = 12;
7 fr = 100e3;
8
9 syms Fx;
10 K = @(Fx) ((Fx^2)*(m - 1))/sqrt((((m*(Fx^2)) - 1)^2) +
    ((Fx^2)*(((Fx^2) - 1)^2)*((m - 1)^2)*(Q^2)));
11 dK = diff(K, Fx);
12 dfh = function_handle(dK);
13 dfh(Fx);
14 g = @(Fx) -K(Fx);
15 fminbnd(g, 0.1, 10);
16
17 Fx_min = fminbnd(g, 0.1, 10)
```