

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC**  
**CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT**  
**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**LORENZO AUGUSTO RODRIGUES ALGAYER**

**ESTUDO DE RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE CORRENTE E  
DOBRADORES DE TENSÃO**

**JOINVILLE**

**2025**

**LORENZO AUGUSTO RODRIGUES ALGAYER**

**ESTUDO DE RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE CORRENTE E  
DOBRADORES DE TENSÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica no Centro de Ciências Tecnológicas (CCT) da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

**JOINVILLE**

**2025**

## RESUMO

O estudo de topologias que sejam capazes de retificar ou até mesmo de multiplicar diferentes níveis de tensão ou corrente é de extrema importância para o mercado. Com o advento de temas de descarbonização, diversas soluções são propostas a fim de utilizar eficientemente a energia disponível, no entanto, inúmeras tecnologias – tal como células a hidrogênio – necessitam de circuitos multiplicadores para o seu bom funcionamento. Desta forma, torna-se necessário o estudo no campo dos dobradores e multiplicadores passivos a fim de aumentar os níveis de saída mantendo, ao mesmo tempo, um baixo custo de projeto. Este trabalho contém uma revisão bibliográfica de algumas topologias que, quando associadas ao secundário de um conversor cc-cc isolado, por exemplo, são capazes de, não somente retificar os níveis de tensão e corrente, mas também de multiplicá-los. Com o auxílio de diversas bibliografias, é possível conciliar as principais topologias de forma concisa e sucinta, para posteriormente executar a modelagem matemática dos circuitos frente a alguns padrões pré-estabelecidos de projeto. Desta forma, é viável alcançar resultados teóricos diretamente respaldados por simulação, validando os cálculos executados para cada multiplicador. Por fim, possibilita-se analisar estes resultados de forma quantitativa e qualitativa a fim de auxiliar na tomada de decisão em projetos que prevejam uso de topologias elevadoras de tensão e corrente.

**Palavras-chave:** Dobrador Tensão. Dobrador Corrente. Multiplicador Passivo. Retificador.

## **ABSTRACT**

The study of topologies capable of rectifying or even multiplying different voltage or current levels is extremely important for the market. With the advent of decarbonization issues, several solutions are proposed in order to efficiently use available energy. However, numerous technologies – such as hydrogen cells – require multiplier circuits for their proper functioning. Therefore, it is necessary to study the field of passive doublers and multipliers in order to increase output levels while maintaining low design costs. This work contains a bibliographic review of some topologies that, when associated with the secondary of an isolated dc-dc converter, for example, are capable of not only rectifying voltage and current levels, but also multiplying them. With the help of several bibliographies, it is possible to reconcile the main topologies in a concise and succinct manner, in order to subsequently perform the mathematical modeling of the circuits in relation to some pre-established design standards. In this way, it is possible to achieve theoretical results directly supported by simulation, validating the calculations performed for each multiplier. Finally, it is possible to analyze these results in a quantitative and qualitative manner in order to assist in decision-making in projects that foresee the use of voltage and current boosting topologies.

**Keywords:** Voltage Doubler. Current Doubler. Passive Multiplier. Rectifier.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

|                                                                                                                                                                                                                                     |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Funcionamento básico de um motor movido a hidrogênio. . . . .                                                                                                                                                            | 13 |
| Figura 2 – Diagrama elétrico referente à célula de combustível do motor a hidrogênio. .                                                                                                                                             | 13 |
| Figura 3 – Diagrama elétrico com pilhas de células de combustível conectadas à estrutura de conversão cc-cc/cc-ca. . . . .                                                                                                          | 13 |
| Figura 4 – Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação. . . . .                                                                                                                                                                  | 15 |
| Figura 5 – Retificador de onda completa a filtro capacitivo. . . . .                                                                                                                                                                | 18 |
| Figura 6 – Retificador de onda completa a filtro capacitivo: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . .                                                                                  | 18 |
| Figura 7 – Operação do retificador de onda completa a filtro capacitivo com onda quadrada de entrada. . . . .                                                                                                                       | 19 |
| Figura 8 – Representações utilizadas para o retificador com filtro capacitivo: (a) Representação da função $\omega \cdot R_o \cdot C_o$ por $V_{C_{min}}/V_{in_{pk}}$ e (b) Parametrização da corrente eficaz no capacitor. . . . . | 19 |
| Figura 9 – Circuito dobrador de tensão baseado no retificador de onda completa a filtro capacitivo. . . . .                                                                                                                         | 20 |
| Figura 10 – Retificador monofásico operando como dobrador de tensão. . . . .                                                                                                                                                        | 20 |
| Figura 11 – Operação como dobrador de tensão: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . .                                                                                                 | 21 |
| Figura 12 – Etapas de operação do retificador de onda completa operando como dobrador de tensão. . . . .                                                                                                                            | 22 |
| Figura 13 – Circuito equivalente das etapas (a) e (c). . . . .                                                                                                                                                                      | 22 |
| Figura 14 – Corrente transitória $i_2(t)$ do circuito equivalente da Figura 13. . . . .                                                                                                                                             | 24 |
| Figura 15 – Multiplicador de tensão em cascata. . . . .                                                                                                                                                                             | 24 |
| Figura 16 – Topologia retificadora multiplicadora: (a) Cascadeamento da topologia e (b) Dobrador de <i>Villard</i> . . . . .                                                                                                        | 25 |
| Figura 17 – Comparativo topologias dobradoras de tensão: (a) Dobrador de tensão convencional e (b) Dobrador de tensão em cascata de <i>Villard</i> . . . . .                                                                        | 26 |
| Figura 18 – Circuito dobrador de <i>Villard</i> . . . . .                                                                                                                                                                           | 26 |
| Figura 19 – Etapas de operação do circuito de <i>Villard</i> : (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . .                                                                                | 26 |
| Figura 20 – Formas de onda das etapas de operação do dobrador monofásico de <i>Villard</i> . .                                                                                                                                      | 27 |
| Figura 21 – Circuito equivalente da etapa (c) referente ao semiciclo negativo. . . . .                                                                                                                                              | 27 |
| Figura 22 – Circuito quadruplicador de tensão. . . . .                                                                                                                                                                              | 29 |
| Figura 23 – Etapas de operação do circuito de quadruplicador de tensão: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . .                                                                       | 29 |
| Figura 24 – Principais formas de onda da operação do quadruplicador retificador. . . .                                                                                                                                              | 31 |
| Figura 25 – Topologia retificadora dobradora de <i>Greinacher</i> . . . . .                                                                                                                                                         | 31 |

|                                                                                                                                                                     |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 26 – Etapas de operação do circuito dobrador de <i>Greinacher</i> : (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . .    | 32 |
| Figura 27 – Etapas de operação do retificador dobrador de <i>Greinacher</i> . . . . .                                                                               | 33 |
| Figura 28 – Circuito retificador de tensão com filtro indutivo na saída. . . . .                                                                                    | 35 |
| Figura 29 – Circuito retificador com filtro indutivo: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . .                         | 35 |
| Figura 30 – Formas de onda do circuito retificador com filtro indutivo. . . . .                                                                                     | 36 |
| Figura 31 – Topologia retificadora dobradora de corrente convencional. . . . .                                                                                      | 36 |
| Figura 32 – Etapas de operação do circuito dobrador de corrente convencional: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo. . . . . | 37 |
| Figura 33 – Principais formas de onda do dobrador de corrente convencional. . . . .                                                                                 | 38 |
| Figura 34 – Tensão de entrada com uma razão cíclica de 0,35. . . . .                                                                                                | 39 |
| Figura 35 – Dobrador de ponte completa utilizado nas simulações. . . . .                                                                                            | 40 |
| Figura 36 – Corrente simulada de carga do capacitor $C_1$ durante semiciclo positivo. . . .                                                                         | 41 |
| Figura 37 – Corrente teórica de carga do capacitor $C_1$ durante semiciclo positivo. . . .                                                                          | 42 |
| Figura 38 – Comparação entre as correntes $I_{D1}$ , $I_{C1}$ e $I_o$ . . . . .                                                                                     | 42 |
| Figura 39 – Tensão e corrente no capacitor $C_1$ do dobrador convencional. . . . .                                                                                  | 42 |
| Figura 40 – Tensão e corrente no diodo $D_1$ do dobrador convencional. . . . .                                                                                      | 44 |
| Figura 41 – Tensão e corrente na saída do dobrador convencional. . . . .                                                                                            | 44 |
| Figura 42 – Relação corrente x tensão do diodo MUR860. . . . .                                                                                                      | 46 |
| Figura 43 – Dobrador de <i>Villard</i> simulado para a obtenção dos resultados. . . . .                                                                             | 47 |
| Figura 44 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor $C_1$ durante um ciclo completo. . . .                                                                  | 49 |
| Figura 45 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor $C_2$ durante um ciclo completo. . . .                                                                  | 49 |
| Figura 46 – Operação das correntes que passam pelos diodos $D_1$ e $D_2$ em um ciclo completo. . . .                                                                | 50 |
| Figura 47 – Tensão e corrente no diodo $D_1$ do dobrador de <i>Villard</i> . . . . .                                                                                | 51 |
| Figura 48 – Comparação entre as correntes $I_{D1}$ , $I_{C2}$ e $I_o$ . . . . .                                                                                     | 51 |
| Figura 49 – Corrente simulada do capacitor $C_1$ durante semiciclo positivo do dobrador de <i>Villard</i> . . . . .                                                 | 52 |
| Figura 50 – Corrente teórica do capacitor $C_1$ durante semiciclo positivo do dobrador de <i>Villard</i> . . . . .                                                  | 52 |
| Figura 51 – Tensão e corrente na saída do dobrador de <i>Villard</i> . . . . .                                                                                      | 53 |
| Figura 52 – Relação corrente x tensão do diodo MUR1660. . . . .                                                                                                     | 53 |
| Figura 53 – Circuito quadruplicador utilizado para as simulações. . . . .                                                                                           | 55 |
| Figura 54 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor $C_4$ durante um ciclo completo. . . .                                                                  | 57 |
| Figura 55 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor $C_2$ durante um ciclo completo. . . .                                                                  | 57 |
| Figura 56 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor $C_3$ durante um ciclo completo. . . .                                                                  | 57 |
| Figura 57 – Formas de onda das correntes que passam pelos diodos $D_2$ e $D_4$ em um ciclo completo do quadruplicador. . . . .                                      | 59 |
| Figura 58 – Tensão e corrente no diodo $D_4$ do circuito quadruplicador. . . . .                                                                                    | 59 |

|                                                                                                                                      |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 59 – Tensão e corrente na saída do circuito quadruplicador monofásico. . . . .                                                | 60 |
| Figura 60 – Dobrador de <i>Greinacher</i> projetado para as simulações. . . . .                                                      | 61 |
| Figura 61 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor $C_3$ durante um ciclo completo. . . . .                                 | 63 |
| Figura 62 – Comportamento da corrente e tensão dos capacitores $C_1$ e $C_2$ durante um ciclo completo. . . . .                      | 64 |
| Figura 63 – Operação das correntes que passam pelos diodos $D_1$ e $D_4$ em um ciclo completo. . . . .                               | 65 |
| Figura 64 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo $D_4$ do dobrador de <i>Greinacher</i> . . . . .                            | 65 |
| Figura 65 – Formas dos sinais de tensão e corrente nos terminais de saída do dobrador de <i>Greinacher</i> . . . . .                 | 66 |
| Figura 66 – Circuito retificador com filtro indutivo na saída simulado. . . . .                                                      | 68 |
| Figura 67 – Formas de onda da corrente no indutor $L_1$ e da corrente e tensão de saída do retificador com filtro indutivo. . . . .  | 69 |
| Figura 68 – Corrente no diodo $D_1$ para o circuito retificador com indutância na saída. . . . .                                     | 70 |
| Figura 69 – Relação corrente x tensão do diodo RURG5060. . . . .                                                                     | 71 |
| Figura 70 – Circuito retificador dobrador de corrente convencional simulado. . . . .                                                 | 72 |
| Figura 71 – Comportamento da corrente $i_{L_2}(t)$ durante um ciclo completo. . . . .                                                | 74 |
| Figura 72 – Comportamento da corrente $i_{D_2}(t)$ durante um ciclo completo. . . . .                                                | 75 |
| Figura 73 – Comportamento da tensão e da corrente de $I_{L_2}(t)$ durante um ciclo completo. . . . .                                 | 75 |
| Figura 74 – Sinais de tensão e de corrente na saída do dobrador de corrente convencional. . . . .                                    | 76 |
| Figura 75 – Relação entre a corrente de saída com as correntes dos indutores obedecendo $i_o(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t)$ . . . . . | 76 |

## LISTA DE TABELAS

|                                                                                                                      |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabela 1 – Comparação entre dados de excitação senoidal e onda quadrada. . . . .                                     | 45 |
| Tabela 2 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de ponte completa. . . . .               | 46 |
| Tabela 3 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de <i>Villard</i> . . . . .              | 54 |
| Tabela 4 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito quadruplicador. . . . .                           | 61 |
| Tabela 5 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de <i>Greinacher</i> . . . . .           | 67 |
| Tabela 6 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito retificador com filtro indutivo na saída. . . . . | 72 |
| Tabela 7 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de corrente. . . . .                     | 77 |
| Tabela 8 – Comparação entre dados teóricos das topologias multiplicadoras de tensão. . . . .                         | 79 |
| Tabela 9 – Comparação entre dados teóricos das topologias multiplicadoras de corrente. . . . .                       | 80 |

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|          |                                          |
|----------|------------------------------------------|
| UDESC    | Universidade do Estado de Santa Catarina |
| Ca       | Corrente Alternada                       |
| Cc       | Corrente Contínua                        |
| CDR      | <i>Current-Doubler Rectifier</i>         |
| Exp.     | Exponencial                              |
| Med.     | Médio                                    |
| Lin.     | Linear                                   |
| Tot.     | Total                                    |
| Min.     | Mínimo                                   |
| Max.     | Máximo                                   |
| Pos.     | Positivo                                 |
| Neg.     | Negativo                                 |
| Rr       | Recuperação Reversa                      |
| Cond.    | Condução                                 |
| Eq.      | Equivalente                              |
| Simul.   | Simulado                                 |
| Ond.     | Ondulação                                |
| Sec.     | Secundário                               |
| Dob.     | Dobrador                                 |
| Comp.    | Completa                                 |
| Quadrup. | Quadruplicador                           |
| Ret.     | Retificador                              |
| Qtde     | Quantidade                               |
| Cap.     | Capacitor                                |
| Ind.     | Indutor                                  |
| Cte      | Constante                                |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                     |                                                            |
|---------------------|------------------------------------------------------------|
| $R_o$               | Resistência na saída                                       |
| $V_{min}$           | Tensão mínima                                              |
| $V_{pk}$            | Tensão de pico                                             |
| $V_{rms}$           | Tensão eficaz                                              |
| $V_{med}$           | Tensão média                                               |
| $I_{rms}$           | Corrente eficaz                                            |
| $I_{in}$            | Corrente na entrada                                        |
| $I_{med}$           | Corrente média                                             |
| $V_{To}$            | Tensão limiar do diodo                                     |
| $V_{in}$            | Tensão de entrada                                          |
| $V_o$               | Tensão de saída                                            |
| $I_o$               | Corrente de saída                                          |
| $C_{eq}$            | Capacitância equivalente                                   |
| $V_C$               | Tensão no capacitor                                        |
| $I_{D_{exp_{med}}}$ | Média da corrente exponencial no diodo                     |
| $D$                 | Razão cíclica                                              |
| $I_{Cpk_{pos}}$     | Corrente de pico no capacitor durante o semiciclo positivo |
| $I_{Cpk_{neg}}$     | Corrente de pico no capacitor durante o semiciclo negativo |
| $I_C$               | Corrente no capacitor                                      |
| $I_D$               | Corrente no diodo                                          |
| $V_D$               | Tensão no diodo                                            |
| $I_L$               | Corrente no indutor                                        |
| $V_L$               | Tensão no indutor                                          |
| $I_{min}$           | Corrente mínima                                            |
| $I_{pk}$            | Corrente de pico                                           |
| $I_L$               | Corrente no indutor                                        |
| $P_o$               | Potência na saída                                          |
| $P_{in}$            | Potência na entrada                                        |
| $V_{C_{lin}}$       | Tensão linear no capacitor                                 |
| $\eta$              | Rendimento                                                 |

|                      |                                             |
|----------------------|---------------------------------------------|
| $f_o$                | Frequência na saída                         |
| $f_{in}$             | Frequência na entrada                       |
| $P_{d_{Diod_{tot}}}$ | Potência total dissipada em todos diodos    |
| $P_{cond}$           | Potência dissipada por condução             |
| $P_{on}$             | Potência dissipada por comutação <i>on</i>  |
| $P_{off}$            | Potência dissipada por comutação <i>off</i> |
| $P_D$                | Potência dissipada no diodo                 |
| $R_{CSs}$            | Resistência encapsulamento-dissipador       |
| $R_{JCs}$            | Resistência térmica junção-encapsulamento   |
| $t_r$                | Tempo de recuperação reversa                |
| $Q_{rr}$             | Carga de recuperação reversa                |
| $T_{Jmax}$           | Temperatura máxima de junção                |

## SUMÁRIO

|              |                                                                                             |           |
|--------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b>     | <b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>                                                                 | <b>12</b> |
| 1.1          | JUSTIFICATIVA . . . . .                                                                     | 16        |
| 1.2          | OBJETIVOS GERAIS . . . . .                                                                  | 16        |
| 1.3          | OBJETIVOS ESPECÍFICOS . . . . .                                                             | 16        |
| <b>2</b>     | <b>REVISÃO BILIOGRÁFICA . . . . .</b>                                                       | <b>17</b> |
| 2.1          | RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE TENSÃO . . . .                                      | 17        |
| <b>2.1.1</b> | <b>RETIFICADOR MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA COMO DO-<br/>BRADOR DE TENSÃO . . . . .</b>     | <b>17</b> |
| <b>2.1.2</b> | <b>RETIFICADOR DOBRADOR MONOFÁSICO DE <i>VILLARD</i> . . . . .</b>                          | <b>24</b> |
| <b>2.1.3</b> | <b>RETIFICADOR QUADRUPLICADOR MONOFÁSICO . . . . .</b>                                      | <b>29</b> |
| <b>2.1.4</b> | <b>RETIFICADOR DOBRADOR DE <i>GREINACHER</i> . . . . .</b>                                  | <b>30</b> |
| 2.2          | RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE CORRENTE . .                                        | 34        |
| <b>2.2.1</b> | <b>RETIFICADOR COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA . . . . .</b>                                   | <b>34</b> |
| <b>2.2.2</b> | <b>RETIFICADOR DOBRADOR DE CORRENTE CONVENCIONAL . .</b>                                    | <b>36</b> |
| <b>3</b>     | <b>PROJETO DOS CONVERSORES E ANÁLISE POR SIMULAÇÃO . .</b>                                  | <b>39</b> |
| 3.1          | RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE TENSÃO . . . .                                      | 39        |
| <b>3.1.1</b> | <b>RETIFICADOR MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA COMO DO-<br/>BRADOR DE TENSÃO . . . . .</b>     | <b>40</b> |
| <b>3.1.2</b> | <b>RETIFICADOR DOBRADOR MONOFÁSICO DE <i>VILLARD</i> . . . . .</b>                          | <b>47</b> |
| <b>3.1.3</b> | <b>RETIFICADOR QUADRUPLICADOR MONOFÁSICO . . . . .</b>                                      | <b>55</b> |
| <b>3.1.4</b> | <b>RETIFICADOR DOBRADOR DE <i>GREINACHER</i> . . . . .</b>                                  | <b>61</b> |
| 3.2          | RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE CORRENTE . .                                        | 67        |
| <b>3.2.1</b> | <b>RETIFICADOR COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA . . . . .</b>                                   | <b>67</b> |
| <b>3.2.2</b> | <b>RETIFICADOR DOBRADOR DE CORRENTE CONVENCIONAL . .</b>                                    | <b>72</b> |
| 3.3          | COMPARAÇÃO DOS RETIFICADORES E ANÁLISE DO RESULTADO .                                       | 77        |
| <b>4</b>     | <b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>                                                       | <b>81</b> |
|              | <b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>                                                                | <b>83</b> |
| <b>A</b>     | <b>ANEXO - <i>SKETCH</i> DO <i>MATLAB</i> PARA AUXÍLIO NO CÁLCULO<br/>TÉRMICO . . . . .</b> | <b>85</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

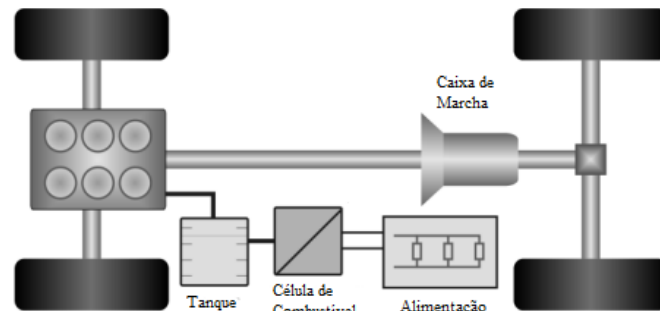
Com o advento da necessidade de redução da pegada de carbono de atividades, produtos, empresas e organizações, muito se comenta a respeito da eletrificação do modal rodoviário, o qual se trata de um tema amplamente estudado com diversas abordagens e propostas distintas para efetuar a descarbonização de veículos comerciais e de bens de capital. Com estes vários modelos que vêm sendo desenvolvidos, desde motores a biogás, biometano, hidrogênio e elétrico, muitas vezes se identificam iniciativas paralelas necessárias de solução. Duas fontes de energia limpa e renovável que prometem utilizar os recursos energéticos de forma eficaz são a célula solar e a célula de combustível a hidrogênio – *fuel cell* –, ambas podem ser utilizadas desde pequenas aplicações tal como em celulares e até mesmo em grandes, como em geração de energia ou sistema de propulsão de veículos (motor a hidrogênio) (LEU; HUANG, 2010).

No entanto, ambas as células produzem uma baixa tensão de saída, não suportando diretamente várias aplicações. Por exemplo, para a célula de combustível (conforme Figura 1), a qual possui como princípio ativo a conversão da energia química do hidrogênio e oxigênio em eletricidade e água – sendo portanto uma célula eletroquímica –, funciona pela ação de juntar várias células em pilhas, cada uma com baixa diferença de potencial, logo, para alcançar margens boas de custo variável de produção, se utiliza a menor quantidade possível de células. Por convenção, as montadoras adotam o padrão de utilizar 28 V - 43 V em corrente contínua, o que exige a necessidade de aumentar a tensão de saída antes da inversão cc-ca, o que implica, portanto, na necessidade de disponibilizar um conversor cc-cc isolado galvanicamente com topologia retificadora e elevadora de tensão no secundário do transformador, conforme pode ser visto nas Figuras 2 e 3, o que converge diretamente ao tema abordado por este trabalho (JANG et al., 2007).

Apesar disso, segundo (HASSAN; AZZAWI, 2023), a aplicação de célula de combustível a hidrogênio como uma das soluções à descarbonização enfrenta diversos desafios, tais como alto custo de produção, baixa densidade de energia do hidrogênio, problemas de segurança, durabilidade das células, infraestrutura insuficiente para recarga de hidrogênio e complexa armazenagem para transporte do combustível no veículo. Entretanto, de acordo com (TOGUN; ALJIBORI, 2024), a solução para estes problemas estão sendo constantemente endereçados a partir da inovação nos materiais utilizados na composição das células de combustível, além do contínuo estudo em novas estratégias de armazenamento de energia.

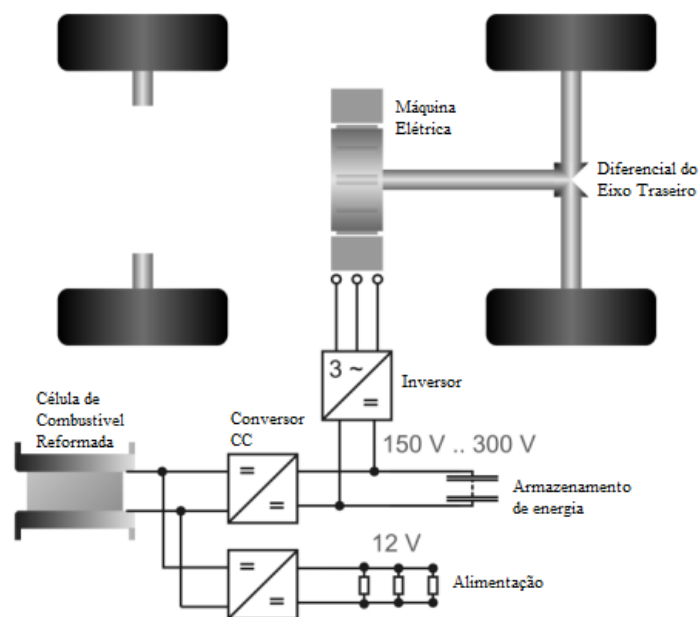
Além disso, conforme (MALVINO; BATES, 2016), nem sempre é viável a utilização da relação de espiras do transformador de um conversor cc-cc isolado para se obter valores maiores na tensão de saída, para estes, o multiplicador de tensão é a melhor alternativa. Por exemplo, uma tensão de rede de 120 V eficazes com a intenção de se obter 3.400 V, seria necessário utilizar de um transformador com relação de espiras de 1:20, sendo um problema, haja vista que, para se obter tensões altas na saída ao utilizar relação de espira, se torna necessário fazer uso de transformadores volumosos, o que prejudica diretamente em custo de projeto. Outra

Figura 1 – Funcionamento básico de um motor movido a hidrogênio.



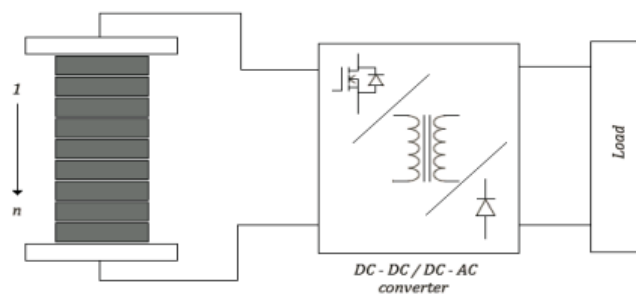
Fonte: Adaptado de (BUECHERL; HERZOG, 2009)

Figura 2 – Diagrama elétrico referente à célula de combustível do motor a hidrogênio.



Fonte: Adaptado de (BUECHERL; HERZOG, 2009)

Figura 3 – Diagrama elétrico com pilhas de células de combustível conectadas à estrutura de conversão cc-cc/cc-ca.



Fonte: (HAWKE et al., 2011)

aplicação para circuitos multiplicadores é em fontes de alta tensão, já que ao se adicionar várias topologias em cascata a fim de se obter uma tensão de saída maior, a ondulação acaba aumentando significativamente, algo que impacta diretamente em casos de fontes de baixa tensão, sendo, portanto, a melhor escolha em situações em que se desejam altas tensões e baixas correntes, tal como em tubo de raios catódicos.

Ao abordar a aplicação das topologias dobradoras, é imprescindível não somente levar em consideração o seu caráter de elevar tensão ou corrente como também a função de retificar a saída do circuito, como nas fontes de alimentação conectadas à rede elétrica, porém, para o caso dos retificadores dobradores de tensão abordados neste trabalho, os mesmos compõem o secundário de conversores cc-cc isolados. Para tanto, na Figura 4 é possível visualizar um diagrama em blocos que representa os estágios de conversão de energia ca-cc de uma fonte de alimentação típica e suas respectivas formas de onda. O processo para retificar um sinal se baseia na obtenção de uma tensão cc a partir de uma tensão alternada, para isso se faz uso de um transformador para reduzir a tensão ca até um nível de tensão desejada. Na sequência se utiliza de um retificador para fornecer uma tensão retificada de onda completa para então efetuar o processo de filtragem a partir de um filtro a capacitor. A tensão obtida na saída do filtro possui uma ondulação considerável, fazendo com que seja necessário acoplar um regulador integrado a fim de produzir uma tensão cc com menor ondulação e também com valor constante na saída. Esta regulação usualmente é obtida através do uso de circuitos integrados reguladores presentes no mercado (BOYLESTAD ROBERT L.;NASHELSKY, 2013).

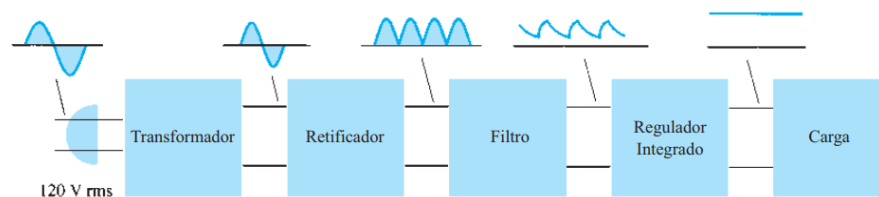
Em linhas gerais, diversos circuitos eletrônicos presentes em aparelhos utilizados atualmente – seja em residências ou até mesmo na indústria – necessitam de diferentes níveis de tensão contínua regulada para que possam operar, no entanto a rede fornecida pela concessionária de energia trata-se de corrente alternada, o que torna necessário o estudo no campo dos retificadores. Estes retificadores são responsáveis pela conversão de níveis de tensão ca para cc, sendo amplamente empregados até mesmo em secundários de conversores cc-cc isolados galvanicamente.

Uma característica relevante que pode ser apontada nos retificadores é a regulação de tensão. A regulação de uma fonte de alimentação é a capacidade desta em manter sua tensão de saída o mais constante possível. No caso de fontes de alimentação, é possível citar fontes de alimentação construídas utilizando filtros, retificadores e reguladores de tensão. Com essa construção, é possível obter uma tensão cc a partir de uma tensão ca. O circuito mais convencionalmente utilizado neste sentido é o retificador monofásico com ponte de diodos e filtro capacitivo, no entanto, tal topologia possui algumas características negativas, como picos de corrente de entrada além de possuir alta distorção harmônica total e um baixo fator de potência, o que torna muito difícil a sua aplicação em circuitos que demandam alta potência (BOYLESTAD ROBERT L.;NASHELSKY, 2013). Além disso, tendo em mente a existência de diversos circuitos que realizam a função de retificação do sinal, há poucos trabalhos que mostram uma comparação paramétrica entre topologias multiplicadoras de tensão e de corrente,

portanto, se faz necessária a análise quantitativa e qualitativa de alguns diagramas elétricos a serem concebidos de forma teórica e simulada, compondo o projeto destas topologias a partir da abordagem dos principais indicadores pertinentes à análise de circuito. Deste modo, neste trabalho é apresentado o estudo de algumas topologias de retificadores monofásicos dobradores de tensão e de corrente baseados em conversores cc-cc isolados.

De forma geral, dobradores de tensão e dobradores de corrente sempre estão associados a um retificador que possui a finalidade de não somente retificar o sinal alternado da entrada, mas também em amplificá-lo, utilizando, para isso, de componentes passivos e, em algumas vezes, ativos também (SHEN; TSAI; WU, 2008).

Figura 4 – Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação.



Fonte: (BOYLESTAD ROBERT L.;NASHELSKY, 2013)

Multiplicadores de tensão possuem a finalidade de retificar a tensão de entrada e multiplicar o seu sinal na saída, sendo possível se deparar, portanto, com dobradores, triplicadores, quadruplicadores ou multiplicadores  $n$  de tensão, os quais se tratam de topologias amplamente aplicadas em conversores cc-cc, inversores, dentre outros equipamentos, tendo como função principal obter um sinal de saída com valor regulado para cada aplicação. Uma grande utilização dos multiplicadores de tensão está no meio automotivo, em que alguns sistemas possuem a necessidade de operar em diferentes níveis de tensão com relação à tensão disponível na bateria. Neste caso o uso de retificadores multiplicadores se torna mandatório (BRAGA, 2013). Além disso, o uso destas topologias elevadoras de tensão e corrente distribui os esforços entre os componentes, contornando limitações relacionadas à tensão de bloqueio e à queda de tensão dos diodos de alta tensão, bem como ao elevado custo destes, uma vez que a demanda no mercado é menor para este tipo de componente.

Em contra-ponto, ao se multiplicar e retificar a tensão de entrada, a corrente de saída tende a diminuir, seguindo o princípio da conservação de energia, portanto, para retificadores dobradores de corrente (*Current-Doubler Rectifier – CDR*), o processo inverso ocorre, ou seja, a tensão de saída é proporcionalmente abaixada com o aumento da corrente de saída (HSIEH; HUANG; HSIEH, 2016). No geral, circuitos dobradores de corrente possuem ênfase em eficiência – tanto em baixas quanto em altas correntes, diminuindo as perdas nos semicondutores e nos indutores/transformador acoplados – e visam diminuir ao máximo a ondulação de corrente na saída, além de aumentar esta corrente e, paralelamente, diminuir a tensão de saída. Uma aplicação clássica de dobradores de corrente está no carregamento de baterias, em que se exige uma quantidade razoável de carga nos terminais de entrada da bateria. Geralmente estes *CDRs*

compõem o secundário de um conversor cc-cc isolado (WU et al., 2008).

## 1.1 JUSTIFICATIVA

Uma das principais motivações para a escolha pelo tema deste trabalho está associada à pouca quantidade de trabalhos relativos ao tópico de multiplicadores de tensão e corrente com componentes passivos, além de existir poucos estudos comparativos entre as topologias presentes neste trabalho. É importante citar também que estes circuitos possuem relevantes aplicações em redução de custo e robustez.

Para a análise destas topologias adota-se como base a metodologia a seguir: analisá-se as etapas de operação; em seguida observa-se as formas de onda de cada etapa; na sequência é feito o equacionamento das topologias a partir da análise de malha de tensão e correntes nos nós para a obtenção dos resultados teóricos; ao final compara-se com a simulação e obtém-se os erros relativos.

## 1.2 OBJETIVOS GERAIS

Analisar as principais topologias multiplicadoras de tensão e de corrente seguindo métodos de análise de circuito para se obter respaldo teórico e simulado dos resultados obtidos.

## 1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Estudar qualitativa e quantitativamente algumas topologias retificadoras e multiplicadoras de tensão e de corrente;
- Compreender todas as etapas de operação dos circuitos abordados;
- Projetar e dimensionar os circuitos de acordo com a metodologia de análise citada anteriormente;
- Simular as principais topologias conforme os parâmetros inicialmente estipulados para projeto;
- Analisar e comparar resultados teóricos e simulados.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesta seção é feita uma revisão bibliográfica dos principais conceitos pertinentes à análise de circuitos retificadores monofásicos multiplicadores de tensão e de corrente, apresentando as etapas de operação de cada um e as suas características fundamentais. Todos os conceitos aqui abordados são amplamente empregados no projeto teórico de cada uma das topologias expostas no desenvolvimento deste trabalho.

As topologias dobradoras de tensão e dobradoras de corrente apresentadas abaixo geralmente estão associadas ao secundário dos transformadores de conversores cc-cc isolados galvanicamente, tal como o meia ponte, ponte completa e *push-pull* (MAO et al., 2006).

É importante destacar que os circuitos desenvolvidos neste trabalho são projetados no *software LTSpice*, o qual utiliza a notação de tensão definida entre dois nós. Desta forma, torna-se necessário explicitar, nas figuras das topologias apresentadas, qual a nomenclatura de cada um dos nós.

### 2.1 RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE TENSÃO

Os dobradores de tensão são circuitos capazes de produzir, a partir de uma fonte de entrada, uma tensão de saída aproximadamente duas vezes maior do que a tensão aplicada. Eles pertencem à família dos multiplicadores de tensão e normalmente utilizam diodos e capacitores para armazenar e transferir carga entre diferentes pontos do circuito ao longo dos semiciclos do sinal.

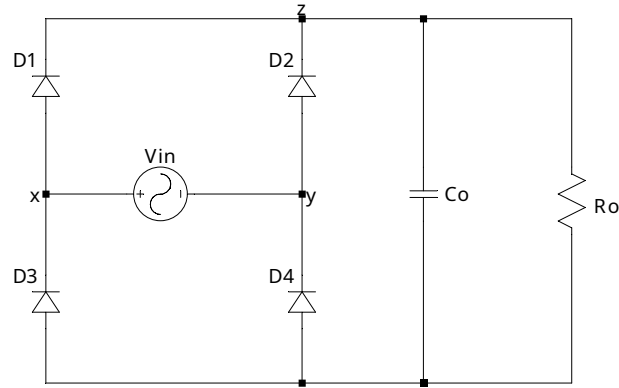
Esses circuitos são amplamente empregados quando se deseja obter tensões elevadas sem recorrer a transformadores com grande relação de espiras, permitindo soluções mais simples, leves e econômicas (MALVINO; BATES, 2016).

#### 2.1.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA COMO DOBRADOR DE TENSÃO

Na Figura 5 visualiza-se o circuito retificador monofásico de ponte completa com filtro capacitivo. A este retificador geralmente é associado um regulador de tensão a fim de se fornecer uma tensão mais adequada à carga, no entanto, a esta topologia estão vinculadas questões que impactam diretamente na qualidade de energia, tal como a grande quantidade de reativos e a alta distorção harmônica (BOYLESTAD ROBERT L.; NASHELSKY, 2013). Com base nas Figuras 6 e 7, verifica-se que, para uma entrada com forma de onda quadrada de razão cíclica  $D$ , tal qual aparece no secundário de um conversor cc-cc isolado ponte completa:

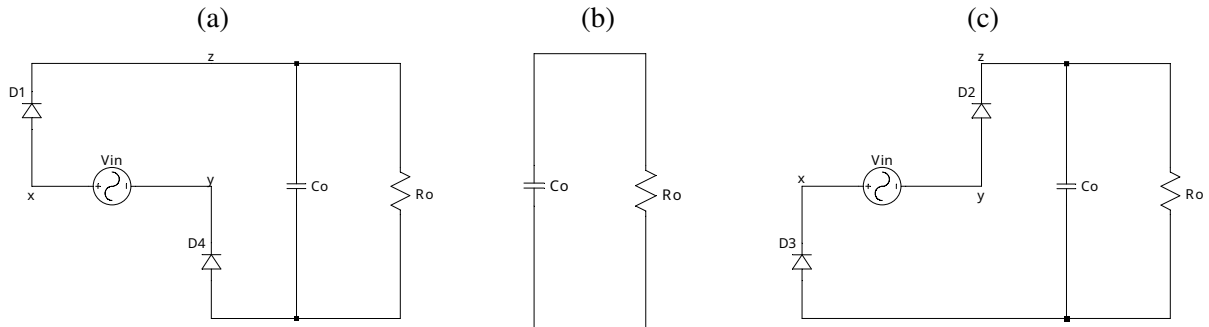
- **1ª Etapa ( $t_o, t_1$ ):** a operação durante o semiciclo positivo (conforme pode ser visto na Figura 6a) faz com que os diodos  $D_1$  e  $D_4$  conduzam simultaneamente, fazendo com que o capacitor seja carregado;

Figura 5 – Retificador de onda completa a filtro capacitivo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 6 – Retificador de onda completa a filtro capacitivo: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

- **2ª e 4ª Etapa** ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ): durante os semiciclos em que a tensão de entrada é nula (Figura 6b), nenhum diodo conduz, fazendo com que a tensão do capacitor mantenha a carga operando nos parâmetros projetados enquanto descarrega;
- **3ª Etapa** ( $t_2, t_3$ ): durante o semiciclo negativo (Figura 6c), os diodos  $D_2$  e  $D_3$  entram em condução simultânea, carregando o capacitor em paralelo com a carga.

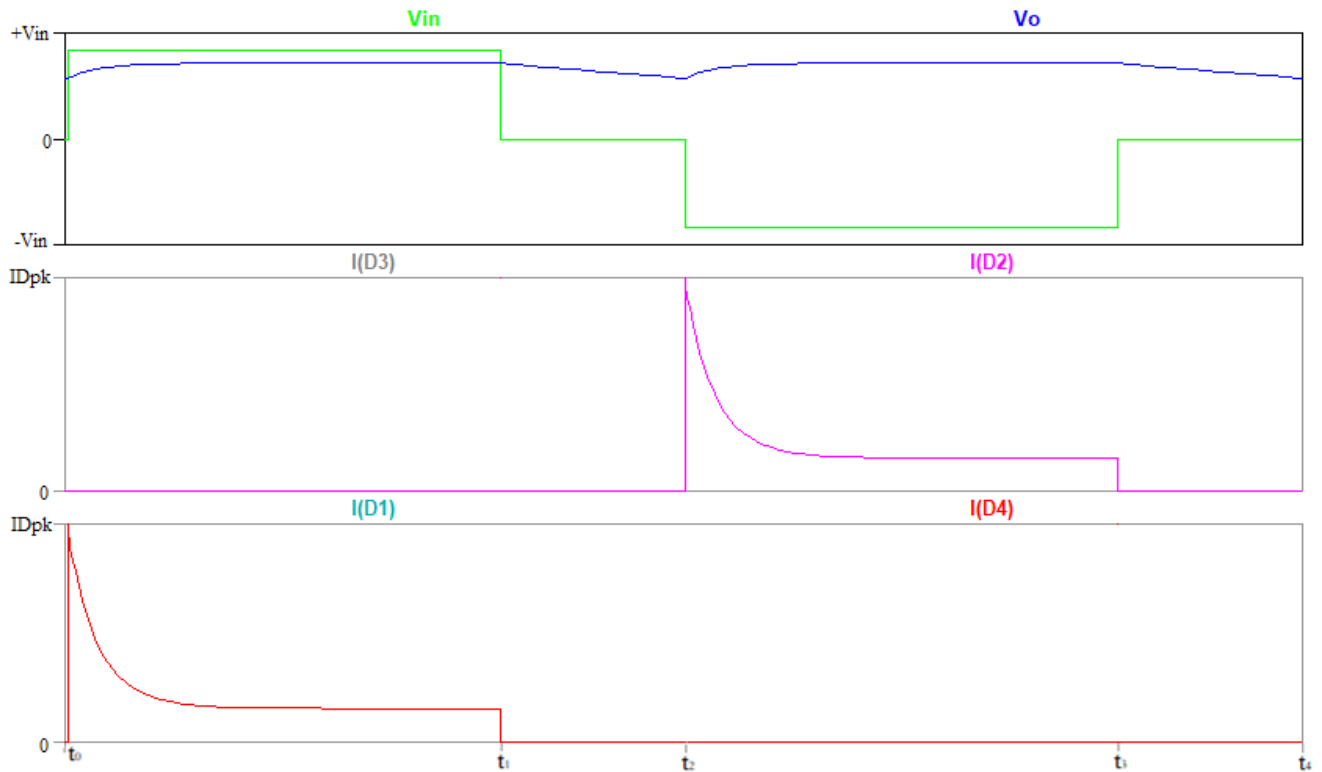
Além disso, a partir da Figura 7 é viável pontuar que a queda de tensão causada pelos diodos influencia diretamente na diferença de potencial vista entre as tensões de entrada e saída do circuito (BOYLESTAD ROBERT L.;NASHELSKY, 2013).

Segundo (BARBI, 2005), é possível obter as seguintes relações abaixo, as quais são parametrizadas a partir da análise dos ábacos presentes nas Figuras 8a e 8b a fim de se efetuar o projeto deste retificador:

$$\omega \cdot R_o \cdot C_o = f \cdot \frac{V_{C_{omin}}}{V_{in_{pk}}} \quad (1)$$

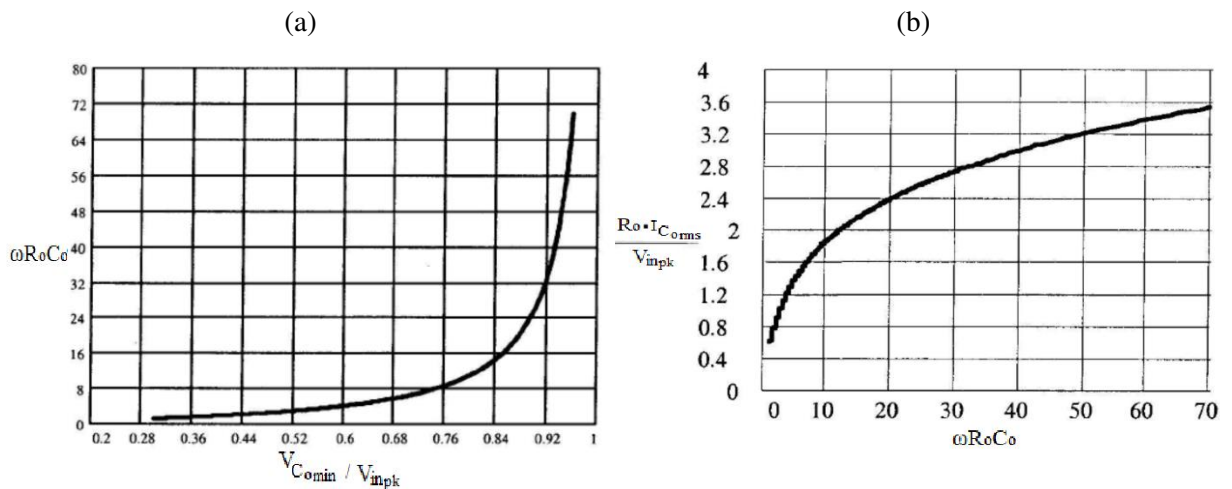
$$I_{C_{rms}} = \frac{V_{in_{pk}} \cdot f(\omega \cdot R_o \cdot C_o)}{R_o} \quad (2)$$

Figura 7 – Operação do retificador de onda completa a filtro capacitivo com onda quadrada de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

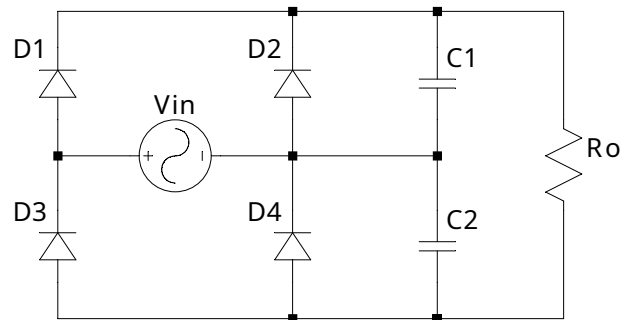
Figura 8 – Representações utilizadas para o retificador com filtro capacitivo: (a) Representação da função  $\omega \cdot R_o \cdot C_o$  por  $V_{C_{min}}/V_{in_{pk}}$  e (b) Parametrização da corrente eficaz no capacitor.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2005)

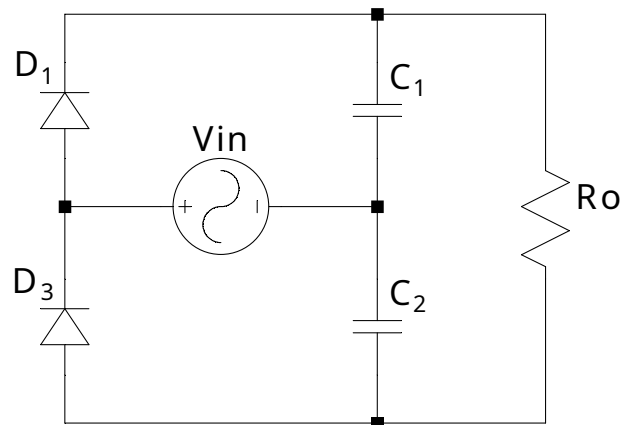
Com base no circuito da Figura 5, uma topologia amplamente utilizada como dobradora de tensão é o retificador monofásico de ponte completa, este circuito pode ser verificado na Figura 9. O mesmo trata-se do circuito retificador de onda completa com dois capacitores quando um dos nós da fonte está em conectado com o nó de junção de ambos os capacitores.

Figura 9 – Circuito dobrador de tensão baseado no retificador de onda completa a filtro capacitivo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 10 – Retificador monofásico operando como dobrador de tensão.



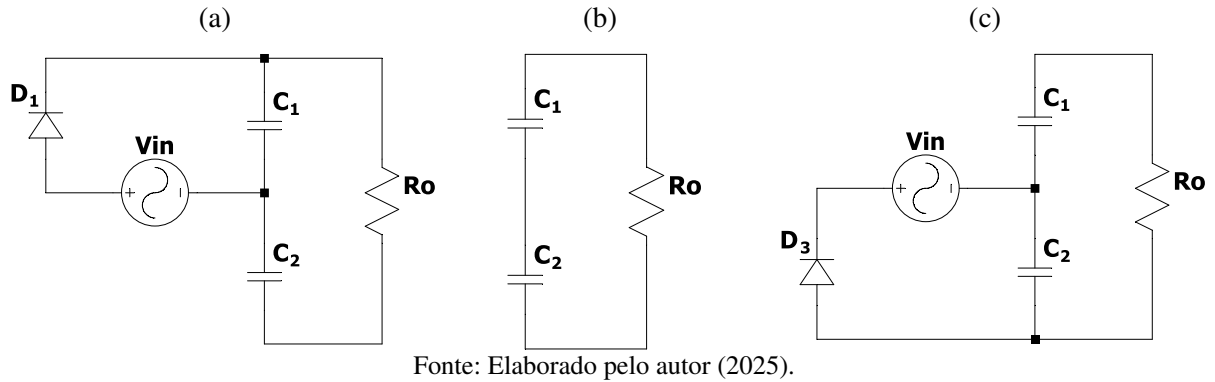
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Conforme é visto na Figura 10, neste processo, os dois diodos ( $D_2$  e  $D_4$ ) deixam de conduzir independentemente da etapa de operação.

Na prática, caso haja uma chave  $S$  entre o negativo da fonte de tensão e o nó intermediário dos capacitores, nos momentos em que esta chave estiver aberta, o circuito funcionará como um retificador sem dobrar a tensão (tal como visto para o circuito anterior), por outro lado, nos momentos em que estiver fechada, o circuito funcionará como um dobrador de tensão. Uma aplicação bastante interessante deste tipo de topologia é na chave seletora em equipamentos *bivolt* (127 V - 220 V), uma vez que ao selecionar a chave em posição aberta, a tensão na carga é apenas retificada, ao passo que ao fechar a chave, a tensão na carga é retificada e dobrada em relação à tensão da fonte. Para esta topologia é conveniente utilizar um resistor em série com a fonte de alimentação – pré-carga – a fim de evitar picos de corrente durante o transitório. Outro ponto importante de ser levado em consideração é que neste tipo de topologia – quando operada como dobradora – apenas um diodo está em condução por semiciclo, o que acaba se tornando interessante, visto que são menos componentes atuantes, o que reduz as perdas e eleva a robustez do sistema. (BARBI, 2005)

A partir das Figuras 11 e 12, é possível obter as seguintes etapas de operação:

Figura 11 – Operação como dobrador de tensão: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.



- **1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):** durante o semiciclo positivo do sinal (Figura 11a), a corrente que passa pelo capacitor  $C_1$  faz com que o mesmo seja carregado até próximo à tensão de pico da fonte de alimentação, com apenas  $D_1$  conduzindo, enquanto  $C_2$  descarrega linearmente a partir de uma tensão também próxima à tensão de entrada, fornecendo à carga uma tensão de  $2 \cdot V_{in}$ , isto é, duas vezes a tensão de pico da fonte de entrada;
- **2ª e 4ª Etapa ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ):** durante estas etapas a tensão de entrada é nula (Figura 11b), fazendo com que nenhum diodo entre em condução, causando, por consequência, com que as tensões de ambos os capacitores descarreguem linearmente, fornecendo a tensão mínima para a carga, mantendo, porém, a tensão de saída dentro da ondulação projetada;
- **3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):** durante o semiciclo negativo (Figura 11c), ocorre um processo bastante semelhante ao da 1ª Etapa, com  $C_2$  carregando até próximo à tensão de pico da entrada a partir da condução de  $D_2$ , enquanto  $C_1$  é descarregado linearmente a partir da tensão de entrada, fornecendo, também, uma tensão de aproximadamente igual a  $2 \cdot V_{in}$  à carga.

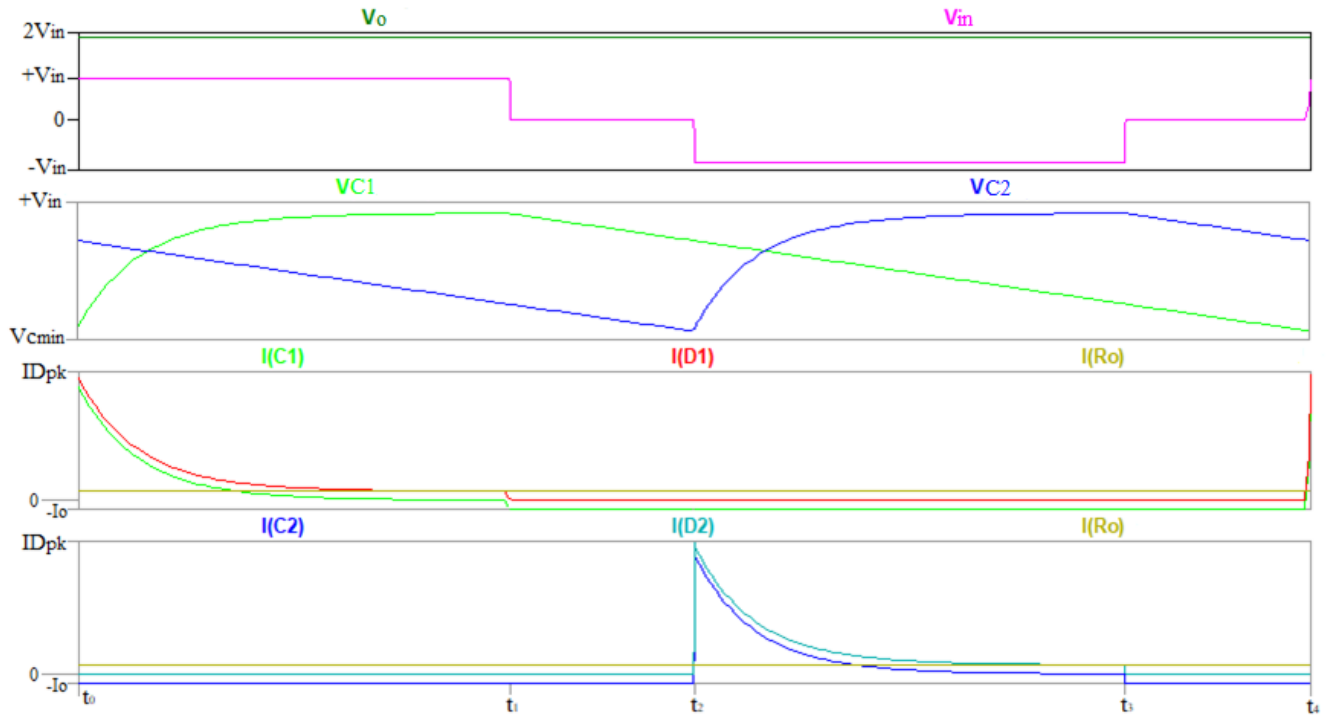
Portanto, em linhas gerais, tanto  $V_{C1}$  como  $V_{C2}$  recebem o valor da tensão de pico da fonte, respectivamente, durante o semiciclo positivo e negativo (MALVINO; BATES, 2016). Na Figura 13 observa-se o circuito equivalente das etapas de operação (a) e (c), fator muito importante para gerar deduções matemáticas de suma importância durante o desenvolvimento teórico da topologia. Para este circuito,  $R_D$  trata-se da resistência interna presente nos diodos não-ideais. Segundo (BARBI, 2019), para o transitório desse circuito é possível chegar nas seguintes conclusões abaixo.

Considerando  $i_0$  a corrente que passa pela carga e  $i_2$  a corrente que passa pelo capacitor:

$$v_{in}(t) = R_D i_0(t) + R_D i_2(t) + v_c(t) \quad (3)$$

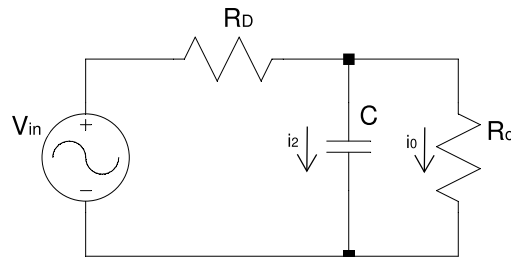
Considerando que  $v_c(t) = R_o i_0(t)$  e que  $i_2(t) = C \frac{dV_c}{dt}$ :

Figura 12 – Etapas de operação do retificador de onda completa operando como dobrador de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 13 – Circuito equivalente das etapas (a) e (c).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$\begin{aligned} v_{in}(t) &= \frac{R_D}{R_o} v_c(t) + R_D C \frac{dv_c}{dt} + v_c(t) \\ &= \left( \frac{R_D}{R_o} + 1 \right) v_c(t) + R_D C \frac{dv_c}{dt} \end{aligned} \quad (4)$$

Pela Transformada de Laplace é possível obter:

$$\frac{V_{in}}{s} = \left( \frac{R_D}{R_o} + 1 \right) V_c(s) + R_D C s V_c(s) \quad (5)$$

Considerando  $\alpha = \frac{R_D}{R_o} + 1$ , logo:

$$V_c(s) = \frac{V_{in}}{R_D C s \left( s + \frac{\alpha}{R_D C} \right)} \quad (6)$$

Pela Transformada Inversa de Laplace chega-se no seguinte resultado:

$$v_c(t) = \frac{V_{in}}{\alpha} (1 - e^{-\frac{\alpha}{R_D C} t}) \quad (7)$$

Considerando que  $V$  abaixo é obtido a partir da relação  $V = V_{in} - V_D - V_{C_{min}}$ , o que pode ser conferido a partir da Figura 12, onde de fato percebe-se que o pico de corrente no capacitor ocorre quando a tensão no capacitor é mínima, logo:

$$i_2(t) = C \frac{dv_c}{dt} = \frac{V}{R_D} e^{-\frac{\alpha}{R_D C} t} \quad (8)$$

Esta corrente pode ser representada conforme a Figura 14, sendo que o período necessário para a descarga completa do capacitor é igual a  $5\tau = 5 \cdot RC$ , em que a razão entre o período de um sinal e a constante de tempo do circuito pode ser vista abaixo, a fim de compreender o quão maior é o período frente à constante de tempo:

$$\frac{T}{5 \cdot \tau} = \frac{T}{5 \cdot RC} \quad (9)$$

A partir destes resultados e com o auxílio das Equações 10 e 11, obtém-se tanto o valor médio quanto o valor eficaz de corrente e de tensão, possibilitando assim, efetuar o projeto dos diodos. Leva-se em consideração também que  $i_{D_1}$  é obtida pela soma das correntes que passam pelo capacitor  $C_1$  e pela carga  $R_o$ , conforme pode ser visto na Equação 12, ao passo que a corrente  $i_{D_2}$  é obtida de forma paralela como pode ser visto na Equação 13:

$$X_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (10)$$

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt} \quad (11)$$

$$i_{D_1}(t) = i_{C_1}(t) + i_o(t) \quad (12)$$

$$i_{D_2}(t) = i_{C_2}(t) + i_o(t) \quad (13)$$

A partir da Figura 12 e das Equações 12 e 13, nota-se que de fato as correntes nos diodos são as correntes nos capacitores acrescidas da corrente na carga. Portanto:

$$I_{D_{pk}} = \frac{V}{R_D} + I_o \quad (14)$$

Segundo (BARBI, 2005), abaixo é possível notar algumas relações relevantes desta topologia, sendo  $P_{in}$  a potência de entrada,  $V_{C1_{pk}}$  a tensão de pico do capacitor,  $V_{C1_{min}}$  a tensão mínima do capacitor e  $f$  a frequência de operação. Na seção referente ao projeto dos circuitos verifica-se em maior detalhe.

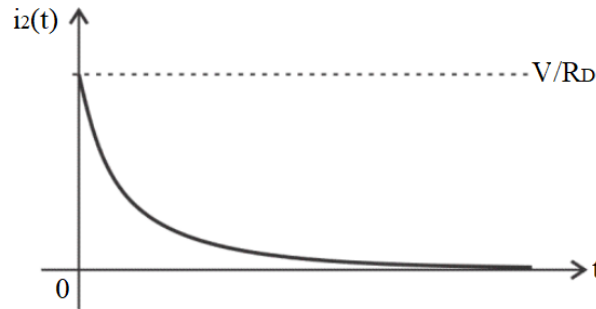
$$C_1 = C_2 = \frac{P_{in}}{f(V_{C1_{pk}}^2 - V_{C1_{min}}^2)} \quad (15)$$

$$V_{o_{min}} = V_{C1_{min}} + \frac{V_{C2_{min}} + V_{C2_{pk}}}{2} \quad (16)$$

Como  $V_{C1_{min}} = V_{C2_{min}}$  e  $V_{C1_{pk}} = V_{C2_{pk}}$ , portanto:

$$V_{C1_{min}} = \frac{2 \cdot V_{o_{min}} - V_{C1_{pk}}}{3} \quad (17)$$

Figura 14 – Corrente transitória  $i_2(t)$  do circuito equivalente da Figura 13.

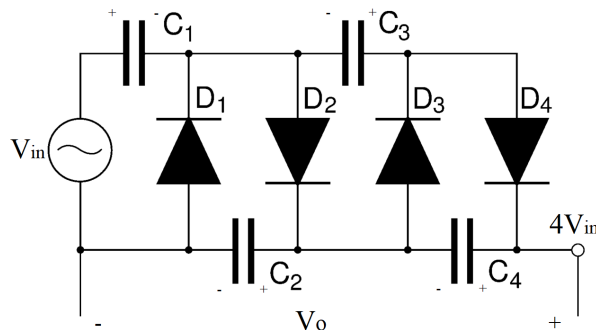


Fonte: Adaptado de (BARBI, 2019)

### 2.1.2 RETIFICADOR DOBRADOR MONOFÁSICO DE VILLARD

Ao contrário do circuito anteriormente mostrado, o circuito dobrador de *Villard* é considerado um dobrador de meia onda pois a frequência da onda de saída se mantém igual à frequência de entrada – a topologia anterior é considerada um dobrador de onda completa, uma vez que a frequência de saída é igual a duas vezes a frequência de entrada (MALVINO; BATES, 2016). Além disso, é possível apontar o retificador *Villard* como um circuito amplamente utilizado em aplicações eletrônicas, em virtude de sua robustez, custo e versatilidade. Este retificador pode ser empregado em estágios cascadeados em função da tensão de saída requerida, portanto, emprega-se várias unidades de *Villard* até se obter a tensão desejada na saída. A Figura 15 mostra dois multiplicadores de *Villard* cascadeados a fim de se obter quatro vezes a tensão de pico da entrada. É importante ressaltar que não há um limite de circuitos que podem ser colocados em cascata, portanto é possível obter tensões bastante elevadas com este retificador, no entanto, por conservação de energia, a corrente de saída diminui com o aumento da tensão de saída (CHAOUR; FAKHFAKH; KANOUN, 2017).

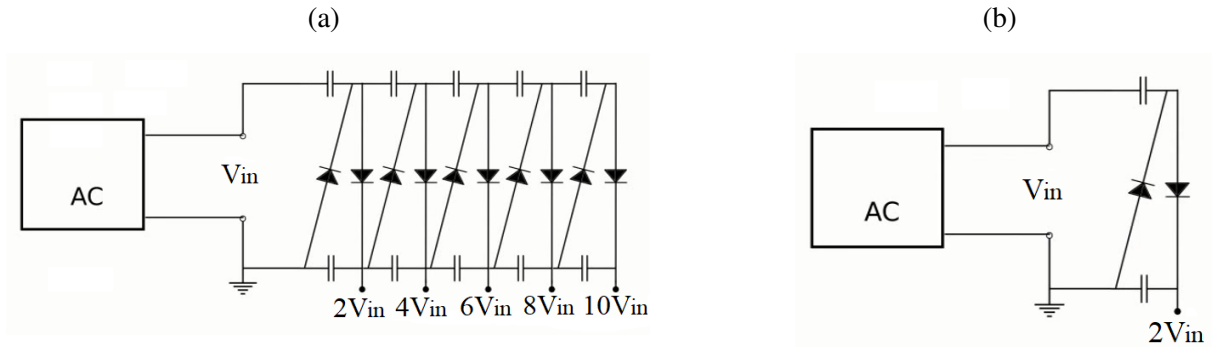
Figura 15 – Multiplicador de tensão em cascata.



Fonte: Adaptado de (CHAOUR; FAKHFAKH; KANOUN, 2017)

A Figura 16b mostra a unidade-base do circuito de *Villard*, em que a utilização de dois diodos e de dois capacitores compõem um dobrador de tensão, no entanto, conforme mostra a Figura 16a, ao se utilizar de mais circuitos em cascata obtém-se valores de tensão múltiplos de

Figura 16 – Topologia retificadora multiplicadora: (a) Cascadeamento da topologia e (b) Dobrador de *Villard*.



Fonte: Adaptado de (CHAOUR; FAKHFAKH; KANOUN, 2017)

duas vezes o valor da entrada. Segundo (MARTINS, 2021) esta configuração pode ser utilizada em cascata para multiplicar o sinal de entrada  $n$  vezes, sendo que a tensão de saída é diretamente proporcional a duas vezes a quantidade de estágios vezes a tensão de pico de entrada subtraída pela queda sobre os diodos. A Equação 18, reproduz este comportamento:

$$V_{o_{pk}} = 2 \cdot n \cdot V_{in_{pk}} - V_{D_n} \quad (18)$$

Além disso, muitas vezes é necessária a utilização de resistores em série com os diodos a fim de limitar os picos de corrente no momento em que o dobrador é alimentando, uma vez que inicialmente os capacitores estão descarregados, o que gera um pico de corrente no transitório deste tipo de circuito. Geralmente estes resistores são colocados em curto-circuito a partir do uso de relés depois da partida, para se evitar maiores perdas (BRAGA, 2013).

Na Figura 17 é possível visualizar uma comparação entre o circuito da seção anterior – dobrador de tensão de onda completa – com o dobrador meia onda em cascata de *Villard*. Com este comparativo, nota-se que o multiplicador de *Villard* utiliza um capacitor  $c_a$  e um capacitor  $c_c$ , exigindo que este suporte pelo menos duas vezes o valor de tensão da fonte de entrada, ao passo que o dobrador convencional pode fazer uso de capacitores com tensão máxima igual à tensão da fonte. Portanto, quando comparados, é evidente que o dobrador convencional pode fazer uso de capacitores menos robustos (BRAGA, 2013).

Na Figura 18 é possível verificar o circuito estudado nesta seção. Considerando os preceitos de excitação de entrada baseada em onda quadrada, esta topologia possui três etapas de operação, como mostrado nas Figuras 19 e 20:

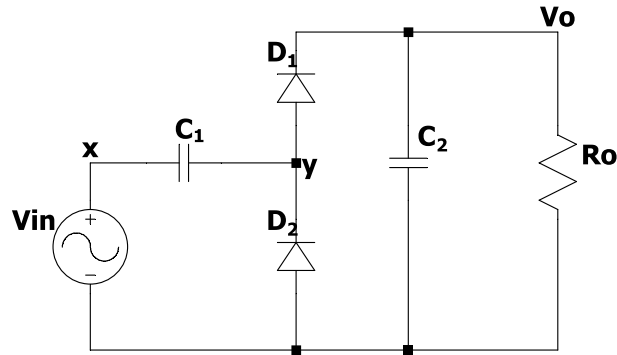
- **1ª Etapa** ( $t_0, t_1$ ): durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação (Figura 19a),  $D_1$  entra em condução e  $D_2$  permanece bloqueado, desta forma o capacitor  $C_2$  (o qual está em paralelo com a carga) é carregado até  $2 \cdot V_{in}$  enquanto o capacitor  $C_1$  descarrega;
- **2ª e 4ª Etapa** ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ): se tratando de uma onda quadrada que oscila de  $+V_{in}$  para 0 V e depois para  $-V_{in}$ , há uma etapa intermediária (Figura 19b) onde a carga do

Figura 17 – Comparativo topologias dobradoras de tensão: (a) Dobrador de tensão convencional e (b) Dobrador de tensão em cascata de *Villard*.



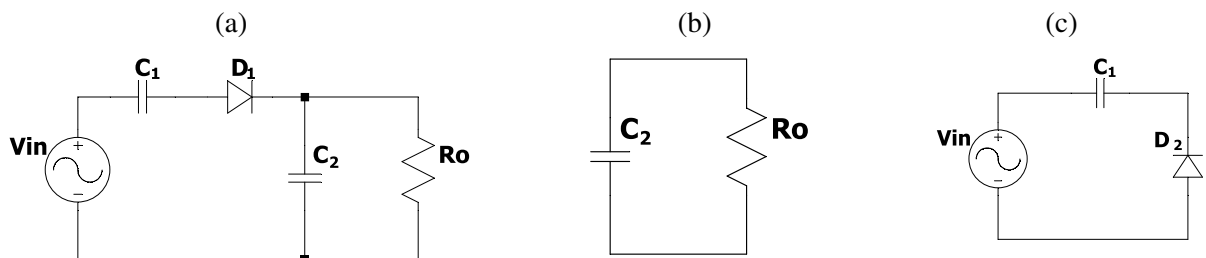
Fonte: (BRAGA, 2013)

Figura 18 – Circuito dobrador de *Villard*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 19 – Etapas de operação do circuito de *Villard*: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.



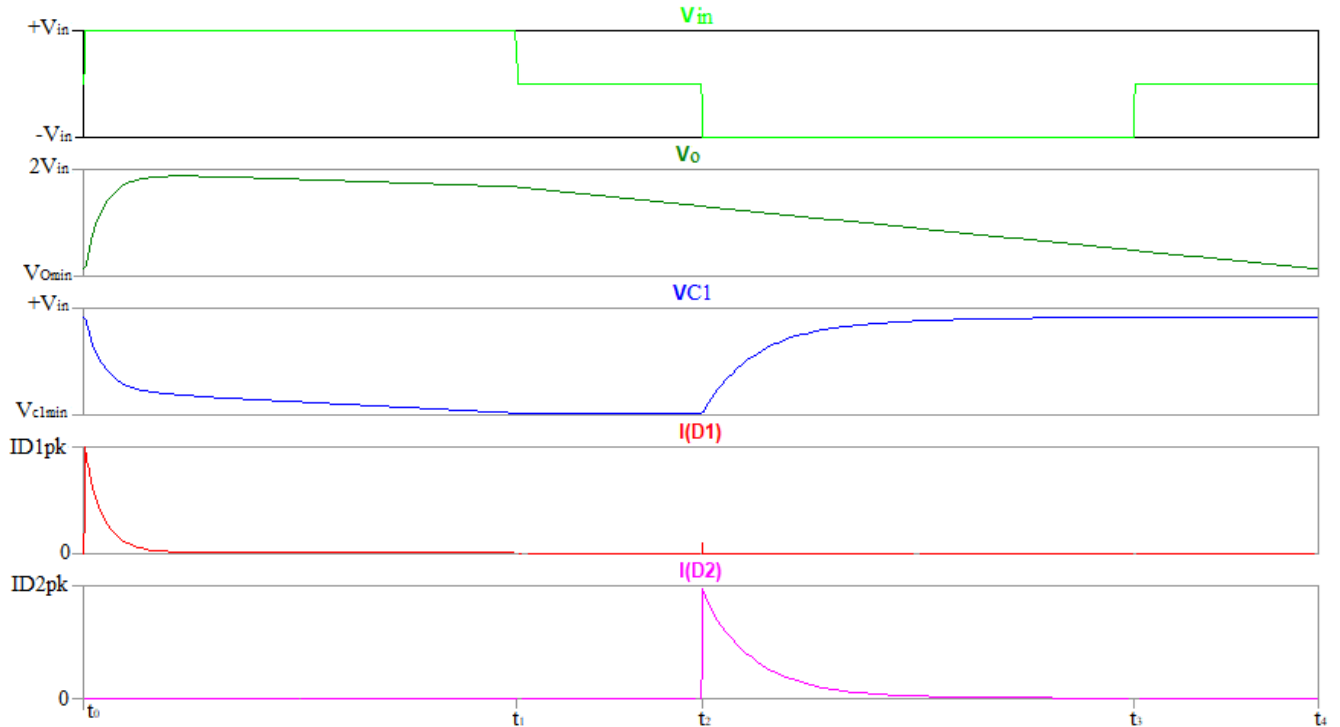
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

capacitor  $C_1$  permanece praticamente constante ao passo que a carga de  $C_2$  reduz por estar alimentando a saída do dobrador;

- **3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):** ao longo do semiciclo negativo (Figura 19c),  $D_2$  entra em condução e  $D_1$  bloqueia, fazendo com que  $C_1$  seja carregado até próximo à tensão da fonte (a queda de tensão no diodo impede que a diferença de potencial seja exatamente igual à entrada).

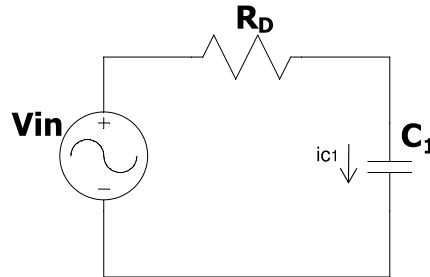
Como  $C_1$  conduz durante ambos os semiciclos e somente não conduz enquanto  $V_{in} = 0$  V, desta forma, a corrente no capacitor para um ciclo completo é a soma das correntes nos diodos, conforme pode ser visto na Equação 19:

Figura 20 – Formas de onda das etapas de operação do dobrador monofásico de Villard.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 21 – Circuito equivalente da etapa (c) referente ao semiciclo negativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$i_{C_1}(t) = i_{D_1}(t) + i_{D_2}(t) \quad (19)$$

Para  $D_1$ , como não há condução em nenhum momento exceto durante o semiciclo positivo, a sua corrente é igual à corrente de  $i_{C_1}(t)$  do ciclo positivo, sendo nula em todos os demais ciclos. De forma semelhante, é possível afirmar para  $D_2$ , que a sua corrente é igual à  $i_{C_1}(t)$  do ciclo negativo, sendo nula nos demais períodos. Portanto, para o ciclo positivo a relação obedece  $i_{C_1}(t) = i_{D_1}(t)$ , ao passo que para o ciclo negativo, segue conforme  $i_{C_1}(t) = i_{D_2}(t)$ .

Os cálculos para efetuar o projeto deste circuito são semelhantes com os cálculos apresentados para a topologia da seção anterior. Como as Figuras 19a e 19c geram circuitos equivalentes distintos, é possível afirmar que as suas correntes são modeladas com fórmulas diferentes, sendo que a Equação 8 também é utilizada para efetuar os cálculos do circuito equivalente da etapa referente ao semiciclo positivo (Figura 19a), com a única ressalva que a capacitância a ser utili-

zada neste caso é a capacitância equivalente entre  $C_1$  e  $C_2$ , a qual deve ser calculada conforme a Equação 20, uma vez que ambos elementos se encontram em série:

$$C_{eq} = \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)^{-1} \quad (20)$$

Portanto, para o circuito equivalente da Figura 19a e considerando que  $V = V_{in} + V_{c1max} - V_{D1} - V_{omin}$  (como é possível observar na Figura 20), obtém-se a relação a seguir:

$$i_{D1}(t) = i_{C1}(t) = C_{eq} \frac{dv}{dt} = \frac{V}{R_D} e^{-\frac{\alpha}{R_D C_{eq}} t} \quad (21)$$

Para a corrente  $i_{C1}(t)$  da Figura 19c, segundo (BARBI, 2019), a equação é baseada no circuito equivalente da Figura 21, a qual pode ter a sua dedução matemática feita conforme abaixo:

$$\begin{aligned} v_{in}(t) &= v_{R_D}(t) + v_{C1}(t) \\ &= R_D i_{C1}(t) + \frac{1}{C_1} \int i_{C1}(t) dt \end{aligned} \quad (22)$$

Pela Transformada de Laplace:

$$\frac{V_{in}}{s} = R_D i_{C1}(s) + \frac{i_{C1}(s)}{s C_1} \therefore i_{C1}(s) = \frac{V_{in}}{R_D} \frac{1}{\left(s + \frac{1}{R_D C_1}\right)} \quad (23)$$

Aplicando a Transformada Inversa de Laplace é possível obter a equação abaixo, em que  $V$  obedece a relação  $V = V_{in} - V_{c1min} - V_{D2}$ :

$$i_{D2}(t) = i_{C1}(t) = \frac{V}{R_D} e^{-\frac{t}{R_D C_1}} \quad (24)$$

Com base nessa corrente, é possível obter ainda que:

$$\begin{aligned} v_{C1}(t) &= v_{in}(t) + R_D i_{C1}(t) \\ &= v_{in}(t) - R_D \frac{V}{R_D} e^{-\frac{t}{R_D C_1}} \\ v_{C1}(t) &= V(1 - e^{-\frac{t}{R_D C_1}}) \end{aligned} \quad (25)$$

Para a corrente  $i_{C2}(t)$ , a mesma se comporta de acordo com a equação abaixo para o ciclo positivo e, para a etapa intermediária de  $V_{in} = 0$  V, esta é igual à corrente da carga:

$$i_{C2}(t) = i_{D1}(t) - i_o(t) \quad (26)$$

Um ponto importante relativo à corrente  $i_{D1}(t)$  é a existência de uma constante sendo somada à equação da corrente, desta forma é necessário estimá-la considerando que a corrente média de  $D_1$  para um ciclo completo é igual à corrente média na carga, desta forma:

$$I_{D1expmed} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} i_{D1}(t) dt \quad (27)$$

Como resultado,

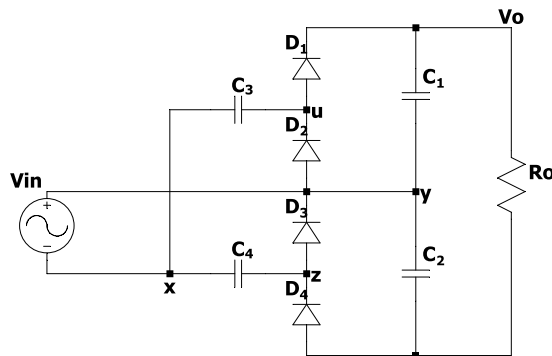
$$I_{D1expmed} + cte \cdot D = I_{omed} \therefore cte = \frac{I_{omed} - I_{D1expmed}}{D} \quad (28)$$

### 2.1.3 RETIFICADOR QUADRUPLICADOR MONOFÁSICO

Como mostrado na seção anterior, utiliza-se vários dobradores em cascata quando deseja-se não somente dobrar a tensão de entrada, mas triplicar, quadruplicar ou até mesmo multiplicar por um valor inteiro  $n$  – como por exemplo, multiplicar em dez vezes a tensão de entrada na saída.

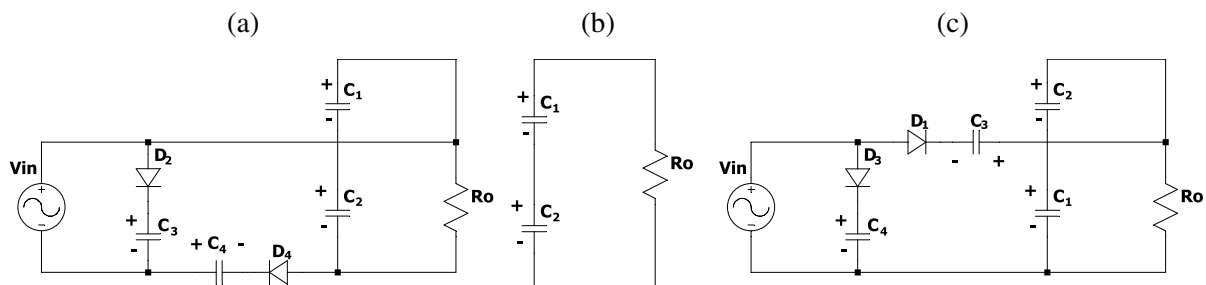
Um multiplicador relevante é o quadruplicador de tensão de onda completa conforme é mostrado na Figura 22. Este circuito utiliza de dois circuitos de *Villard* montados em direções opostas e é responsável por fornecer uma tensão de saída quatro vezes maior do que a tensão de entrada, o que exige componentes mais robustos, principalmente referente aos capacitores e diodos, os quais precisam suportar pelo menos duas vezes a tensão de entrada. Um ponto relevante a ser destacado é que conforme a tensão de saída aumenta, a corrente circulando pelo circuito diminui, isto ocorre não somente pela conservação de energia, mas também pelas não-idealidades do circuito, o que reduz ainda mais as correntes na saída deste conversor. No entanto, tal aumento de tensão na saída com proporcional redução de corrente – utilizando exclusivamente de elementos passivos –, não causa um grande empecilho na utilização deste retificador-multiplicador de tensão (BRAGA, 2013).

Figura 22 – Circuito quadruplicador de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 23 – Etapas de operação do circuito de quadruplicador de tensão: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para o circuito quadruplicador mostrado na Figura 22, é possível observar – conforme

a Figura 24 – que o mesmo possui três etapas de operação quando associado ao secundário do transformador de um conversor ponte completa:

- **1ª Etapa** ( $t_0, t_1$ ): durante o semiciclo positivo (Figura 23a),  $D_2$  e  $D_4$  entram em condução, fazendo com que o capacitor  $C_3$  seja carregado pela tensão da fonte e  $C_4$  em conjunto com  $V_{in}$  sejam responsáveis por carregar  $C_2$  ( $V_{C_2} = V_{in} + V_{C_4}$ ). Durante esta etapa,  $C_3$  é carregado até próximo ao valor de pico da fonte de entrada e  $C_4$  está descarregando a partir do pico da fonte de entrada. A tensão fornecida à  $V_{C_2}$  é de aproximadamente  $2 \cdot V_{in}$ . Nesta etapa,  $C_1$  segue descarregando energia para a carga, o que faz com que a tensão fornecida aos terminais de saída do circuito seja igual aproximadamente igual a  $4 \cdot V_{in}$ ;
- **2ª e 4ª Etapa** ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ): enquanto  $V_{in} = 0$  V (Figura 23b), nesta etapa a carga é sustentada exclusivamente pelos capacitores cc, não havendo a condução de nenhum diodo. Durante este ciclo, os capacitores cc descarregam linearmente ao passo que os capacitores ca, em teoria, não perdem carga;
- **3ª Etapa** ( $t_2, t_3$ ): o funcionamento do semiciclo negativo (Figura 23c) se dá de forma simétrica, com a ressalva que  $C_4$  começa a carregar até aproximadamente o pico da fonte de entrada ao passo que  $C_3$  está descarregando. Nesta etapa ocorre a carga de  $C_1$  até próximo de  $2 \cdot V_{in}$  enquanto  $C_2$  segue descarregando. É possível observar também que durante este semiciclo, os diodos  $D_3$  e  $D_1$  entram em condução, enquanto os demais seguem bloqueados.

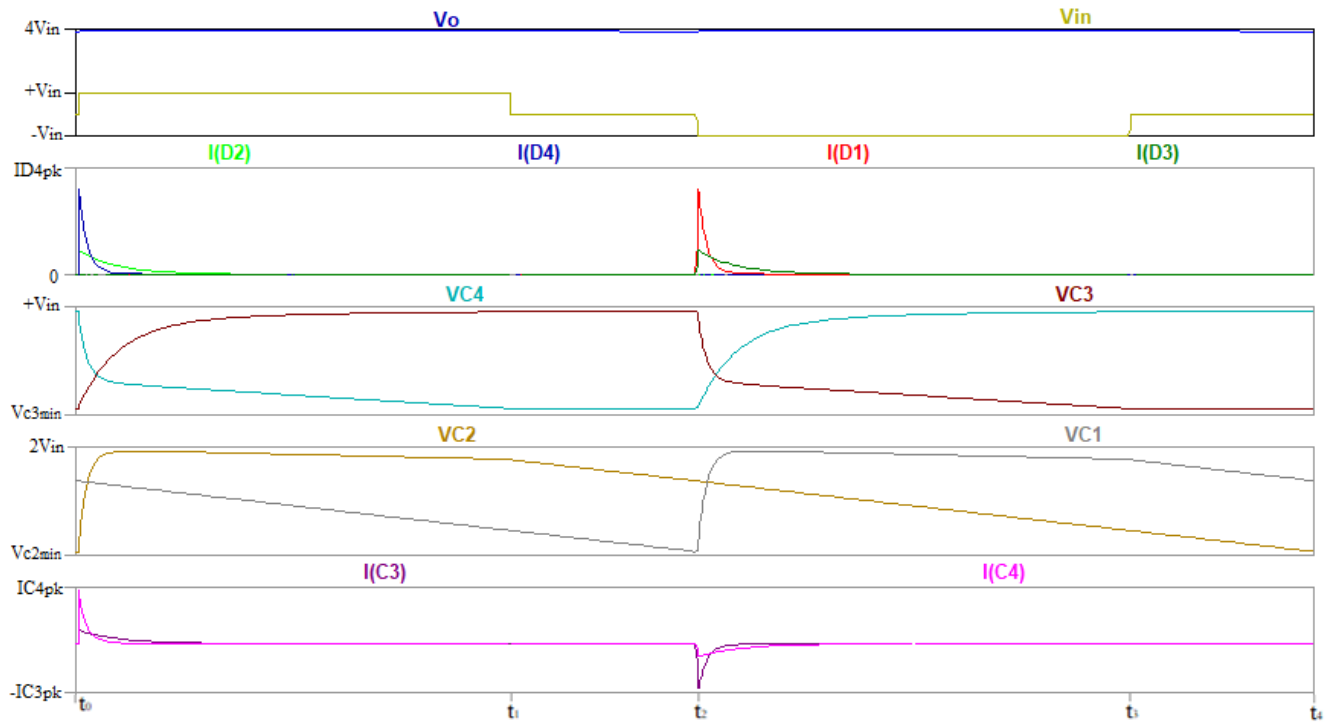
Em relação às equações de funcionamento da topologia, observa-se que a modelagem matemática do circuito segue de forma semelhante às mesmas fórmulas anteriormente deduzidas, sendo necessário somente alguns ajustes. Por exemplo, para a malha correspondente a  $V_{in} + V_{D_2} + V_{C_3} = 0$  na Figura 23a, por se tratar de um circuito RC, o cálculo da corrente do ramo é exatamente igual ao mostrado na Equação 24, com a capacitância  $C = C_3$ .

O cálculo de  $i_{C_4}(t)$  – e por consequência de  $i_{D_4}(t)$  –, segue a mesma lógica estabelecida pela Equação 8, com a ressalva de que  $C_4$  e  $C_2$  estão em série, portanto é necessário utilizar a  $C_{eq}$ , além disso,  $i_{C_4}(t)$  possui uma constante sendo somada, derivada da corrente da carga. Já para  $i_{C_2}(t)$ , vale a relação  $i_{C_2}(t) = i_{D_4}(t) - i_o(t)$ . Os cálculos relativos ao semiciclo negativo podem ser obtidos de forma paralela.

#### 2.1.4 RETIFICADOR DOBRADOR DE GREINACHER

O circuito dobrador de *Greinacher* mostrado na Figura 25 é uma adaptação do circuito dobrador de tensão em cascata de *Villard*. O diodo  $D_1$  juntamente com os capacitores são responsáveis por deslocar a tensão até os diodos  $D_3$  e  $D_4$ , os quais são responsáveis por retificar a tensão. No momento em que se atinge o ponto de equilíbrio, o retificador entrega tensão e corrente constantes para os terminais de saída. Embora esta topologia apresente somente

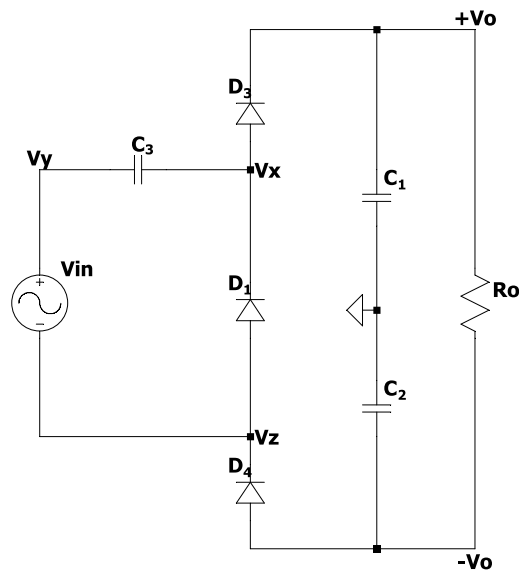
Figura 24 – Principais formas de onda da operação do quadruplicador retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

capacitores entre a tensão de entrada e os terminais de saída, um indutor também poderia ser utilizado a fim de reduzir os efeitos de dispersão, o que afeta diretamente na eficiência da topologia (SILVA, 2017).

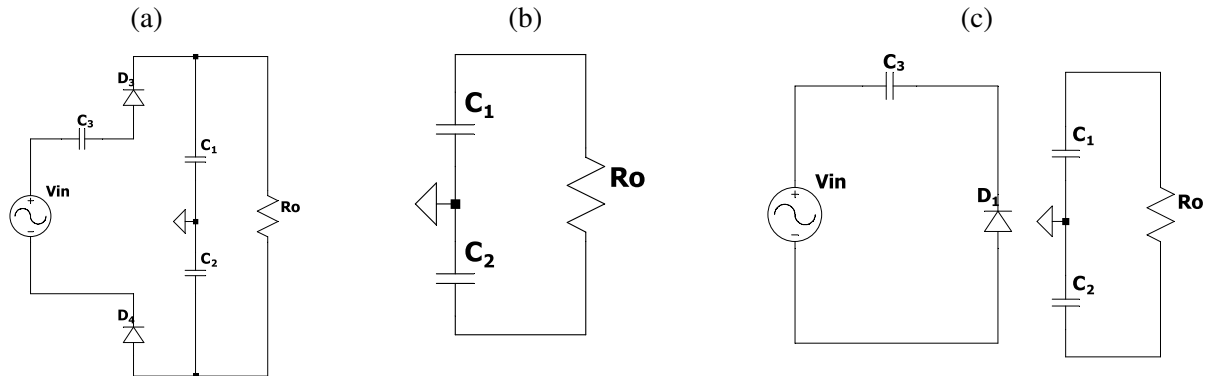
Figura 25 – Topologia retificadora dobradora de *Greinacher*.



Fonte: Adaptado de (SILVA, 2017)

Nas Figuras 26 e 27 é possível verificar as etapas de operação da topologia de *Greinacher* segundo (BRAGA, 2013):

Figura 26 – Etapas de operação do circuito dobrador de *Greinacher*: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.

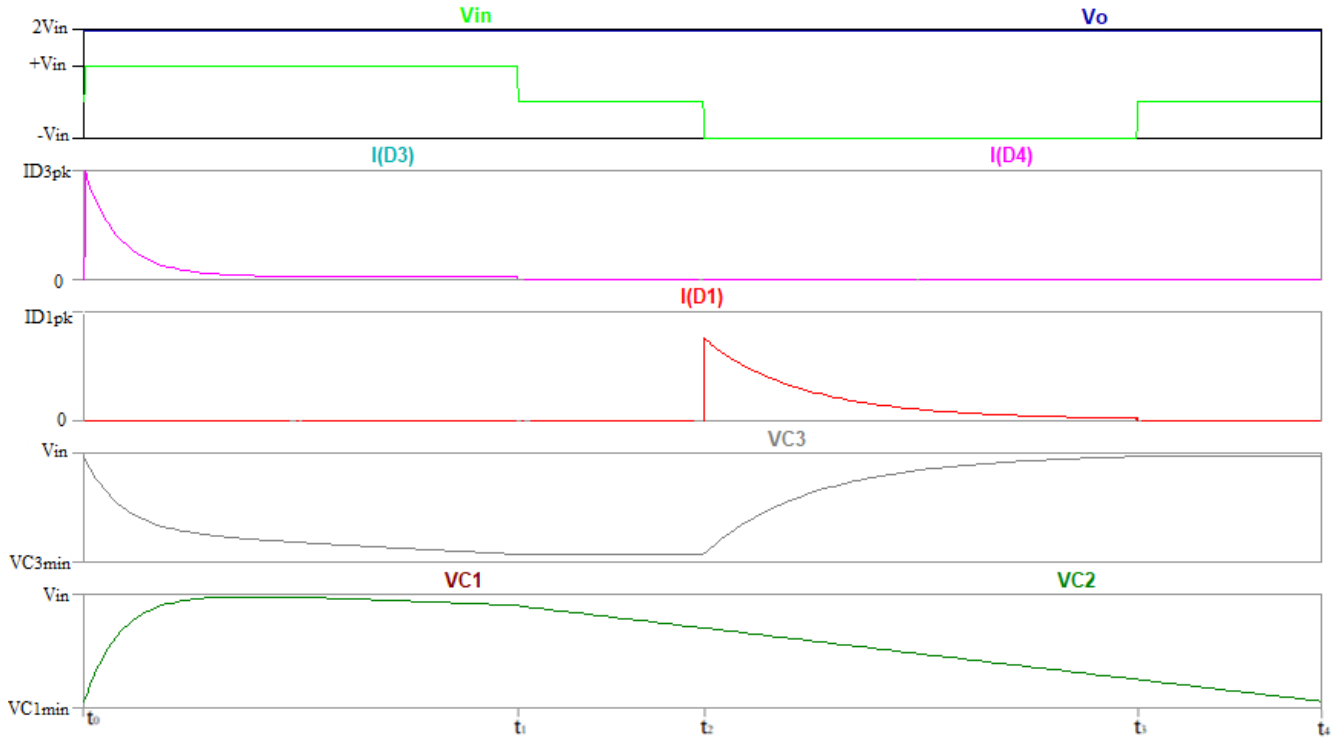


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

- **1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):** durante o semiciclo positivo (Figura 26a),  $D_3$  e  $D_4$  entram em condução – enquanto o diodo  $D_1$  se encontra bloqueado –, fazendo com que  $C_3$  descarregue a partir de uma tensão próxima ao pico da tensão da entrada. A carga de  $C_3$  é responsável por carregar cada um dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  até aproximadamente  $V_{in}$ . Portanto, nesta etapa (sem considerar a queda de tensão dos diodos)  $V_o = V_{in} + V_{C_3} \rightarrow V_{C_1} + V_{C_2} = V_{in} + V_{C_3}$ , o que permite concluir que  $V_o = 2 \cdot V_{in}$ ;
- **2ª e 4ª Etapa ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ):** assim como para as topologias anteriores, é possível citar também a existência de uma etapa intermediária, aqui representada pela Figura 26b, a qual existe no momento em que  $V_{in} = 0$  V e mantém a carga na tensão de  $V_o = 2 \cdot V_{in}$  enquanto os demais componentes não estão conduzindo. Nesta etapa os capacitores cc ficam em processo de descarga;
- **3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):** durante o semiciclo negativo (Figura 26c),  $D_1$  entra em condução – enquanto os demais diodos são bloqueados –, fazendo com que  $C_3$  seja carregado até aproximadamente  $V_{C_3} = V_{in}$ , enquanto  $C_1$  e  $C_2$  ficam responsáveis por continuar alimentando a carga enquanto descarregam linearmente.

Em relação ao equacionamento matemático deste circuito, é possível citar que as equações são bastante baseadas nas mesmas fórmulas já deduzidas para os circuitos anteriores. Como exemplo é possível citar a corrente de  $D_1$ , como este diodo só conduz no ciclo negativo e o circuito equivalente desta etapa se trata de um circuito RC, a equação que rege este comportamento é a mesma deduzida para a Equação 24, com a capacitância  $C = C_3$  – é válido citar que a corrente de  $C_3$  para este ciclo é idêntica à corrente  $i_{D_1}(t)$ . Para o cálculo da parte exponencial de  $i_{D_4}(t)$  e de  $i_{D_3}(t)$  – os quais conduzem durante o ciclo positivo –, segue a mesma modelagem dada pela Equação 8, com a ressalva de que para este circuito equivalente, os três capacitores estão em série –  $C_3$ ,  $C_2$  e  $C_1$  –, portanto, a capacitância  $C$  é igual à  $C_{eq}$  obtida a partir da relação série destes capacitores e que os diodos  $D_3$  e  $D_4$  também se encontram em série, portanto

Figura 27 – Etapas de operação do retificador dobrador de *Greinacher*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$R_{Deq} = R_{D3} + R_{D4}$ . Para o cálculo de  $i_{D4}(t)$  e de  $i_{D3}(t)$  há também uma constante se somando, a qual depende diretamente da corrente de carga. Para o ciclo positivo é possível concluir também que  $i_{C3}(t) = i_{D4}(t) = i_{D3}(t)$ , desta forma, a corrente  $i_{C3}(t)$  durante um ciclo completo é uma relação das correntes de  $i_{D4}(t)$  e de  $i_{D1}(t)$ . A corrente de  $C_1$  e  $C_2$  para o ciclo completo também é uma relação dependente da corrente circulante do circuito equivalente da Figura 26a, sendo que  $i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = i_{D4}(t) - i_o(t)$ .

## 2.2 RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE CORRENTE

Os dobradores de corrente são circuitos empregados para aumentar a corrente disponível na saída a partir da redução da tensão na carga. Geralmente são compostos por diodos e indutores, de modo que cada ramo contribui com uma parcela da corrente entregue à saída.

O princípio de operação baseia-se nos ciclos de condução: em cada semiciclo do sinal de entrada, um conjunto de componentes transfere energia para a carga, enquanto no semiciclo seguinte outro conjunto realiza a mesma função. A soma dessas contribuições resulta em uma corrente média superior na saída, caracterizando o efeito de duplicação (TSAI; SU; TSENG, 2013).

### 2.2.1 RETIFICADOR COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA

Na Figura 28 é possível visualizar o circuito retificador de tensão com filtro indutivo. Antes de apresentar o circuito dobrador de corrente, é importante compreender como a topologia retificadora funciona tanto em equacionamento, quanto em etapas de operação e formas de onda. Com uma carga RL, a corrente de carga possui uma forma idêntica à tensão de saída (RASHID, 1999).

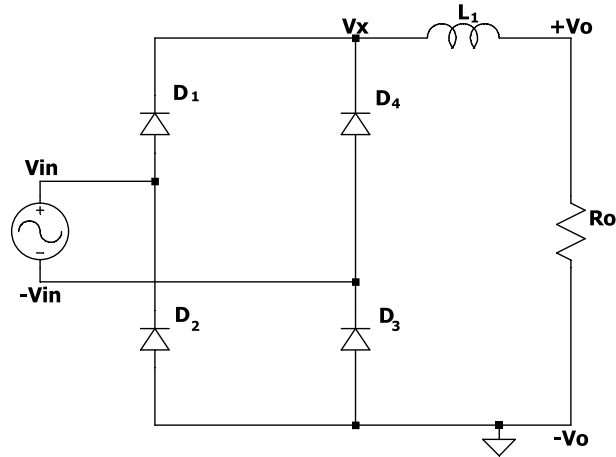
Conforme as Figuras 29 e 30, este circuito possui três etapas de operação, conforme segue abaixo:

- **1ª Etapa ( $t_o, t_1$ ):** ao longo do ciclo positivo (Figura 29a), os diodos  $D_1$  e  $D_3$  passam a conduzir enquanto os diodos  $D_2$  e  $D_4$  estão bloqueados, fazendo com que a corrente que passa pelo indutor  $L_1$  aumente. A corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  segue exatamente a mesma que a corrente  $i_{L1}(t)$ . Durante esta etapa, tanto os diodos  $D_1$  e  $D_3$  quanto o indutor  $L_1$ , atingem o seu pico de corrente;
- **2ª e 4ª Etapa ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ):** quando  $V_{in} = 0$  V (Figura 29b), todos os diodos passam a conduzir enquanto  $L_1$  alimenta a carga, fazendo com que, por consequência, inicie o processo de descarga do indutor. Estas duas etapas marcam o ponto mínimo da corrente de saída;
- **3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):** de forma similar, durante o ciclo negativo (Figura 29c),  $D_1$  e  $D_3$  bloqueiam enquanto  $D_2$  e  $D_4$  conduzem, fazendo com que a corrente de  $L_1$  volte a carregar a partir do seu mínimo até ao seu pico novamente. Assim como para a primeira etapa, durante a terceira etapa a corrente de saída segue exatamente a mesma corrente nos diodos  $D_2$  e  $D_4$ .

Segundo (RASHID, 1999), abaixo é possível visualizar as equações utilizadas para o projeto deste retificador:

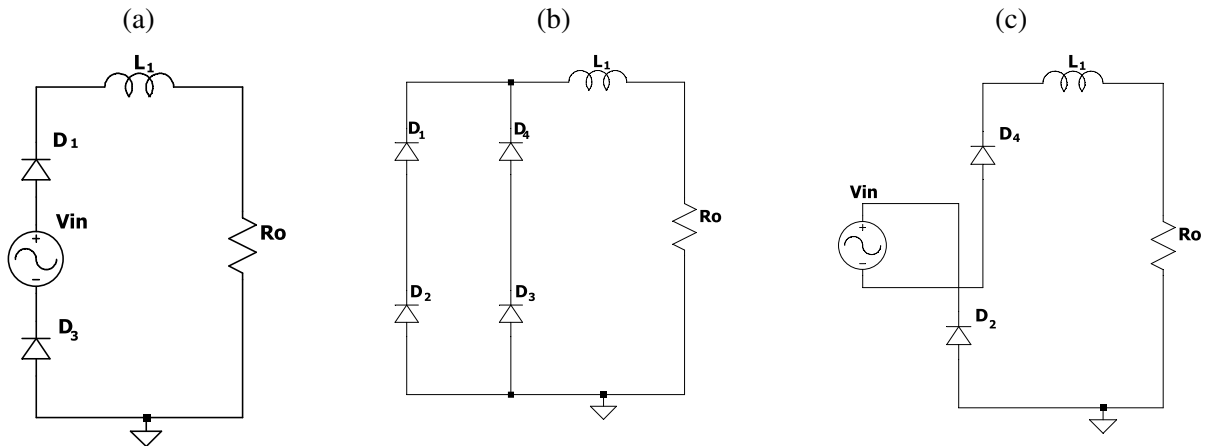
$$L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + R_o \cdot i_{L1}(t) = v_{in}(t) \quad (29)$$

Figura 28 – Circuito retificador de tensão com filtro indutivo na saída.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 29 – Circuito retificador com filtro indutivo: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Isolando as partes, é possível obter a equação abaixo, onde  $t_k$  se refere ao tempo inicial a ser considerado:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{L1}t_k}{R_o} + (I_{L1}t_k \cdot \frac{V_{L1}t_k}{R_o}) \cdot e^{\frac{-R_o}{L1} \cdot (t-t_k)} \quad (30)$$

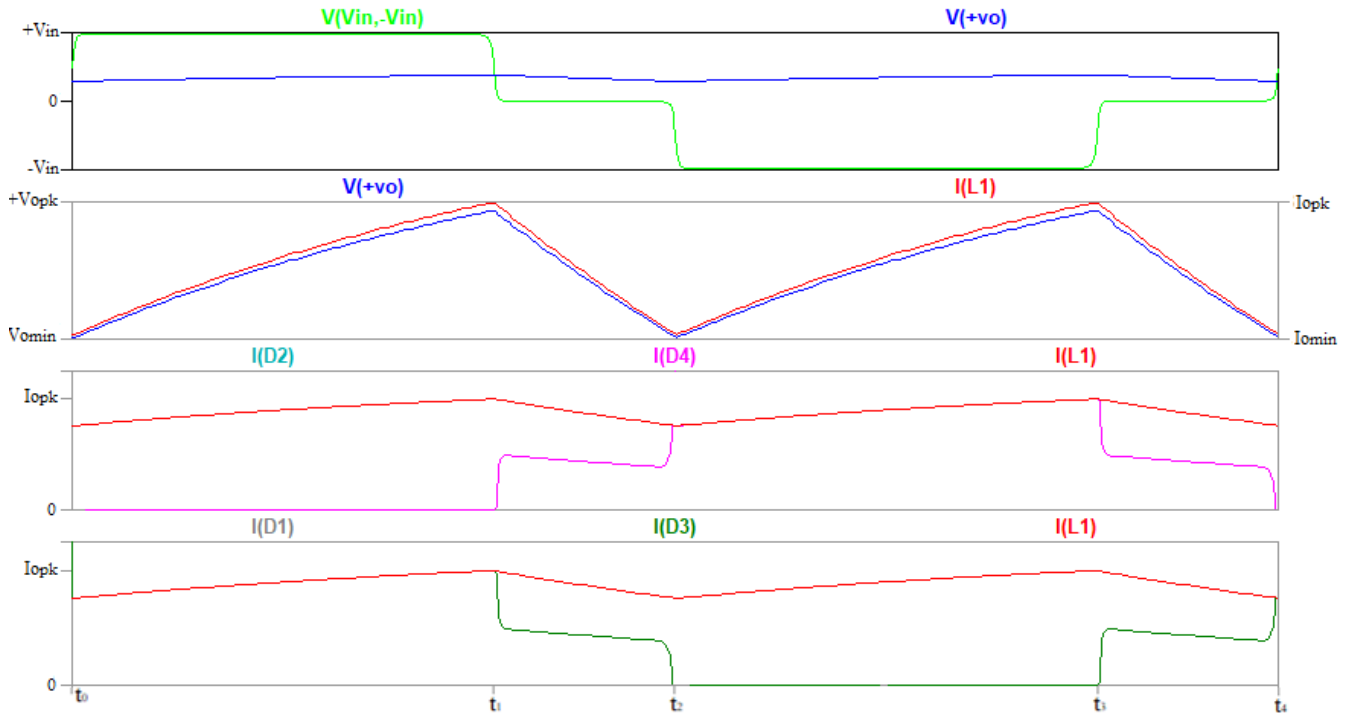
Desta forma,

$$L1 = - \frac{R_o \cdot (t - t_k)}{\ln\left(\frac{\frac{I_{L1}pk - \frac{V_{L1}t_k}{R_o}}{I_{L1min} - \frac{V_{L1}t_k}{R_o}}\right)} \quad (31)$$

Para o ganho estático do circuito:

$$\frac{V_o}{V_{sec}} = 2D \quad (32)$$

Figura 30 – Formas de onda do circuito retificador com filtro indutivo.

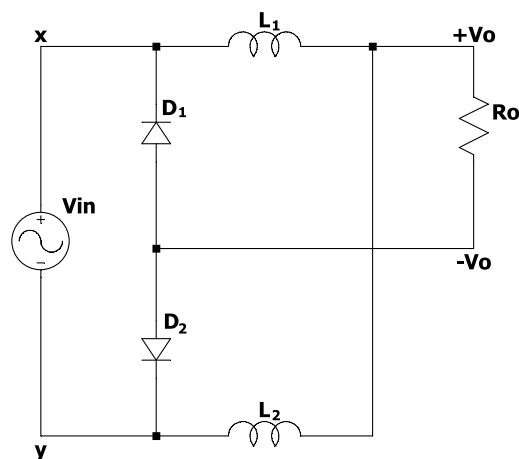


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

## 2.2.2 RETIFICADOR DOBRADOR DE CORRENTE CONVENCIONAL

Com base no circuito retificador com filtro indutivo demonstrado na seção anterior, é possível obter o retificador dobrador de corrente convencional a partir do rearranjo do circuito e da adição de mais um indutor, tal como verifica-se na Figura 31.

Figura 31 – Topologia retificadora dobradora de corrente convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Conforme visualiza-se nas Figuras 32 e 33, segundo (TSAI; SU; TSENG, 2013) esta topologia opera em três etapas a depender da excitação da tensão de entrada:

- **1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ):** durante o semiciclo positivo (Figura 32a),  $D_1$  deixa de conduzir, fazendo

com que  $L_1$  carregue de  $I_{sec,min}$  até  $I_{sec,pk}$  e  $L_2$  fique descarregando a partir da condução de  $D_2$ . Ao longo desta etapa é possível notar que o módulo da corrente que passa pelo indutor  $L_1$  é igual à corrente de entrada;

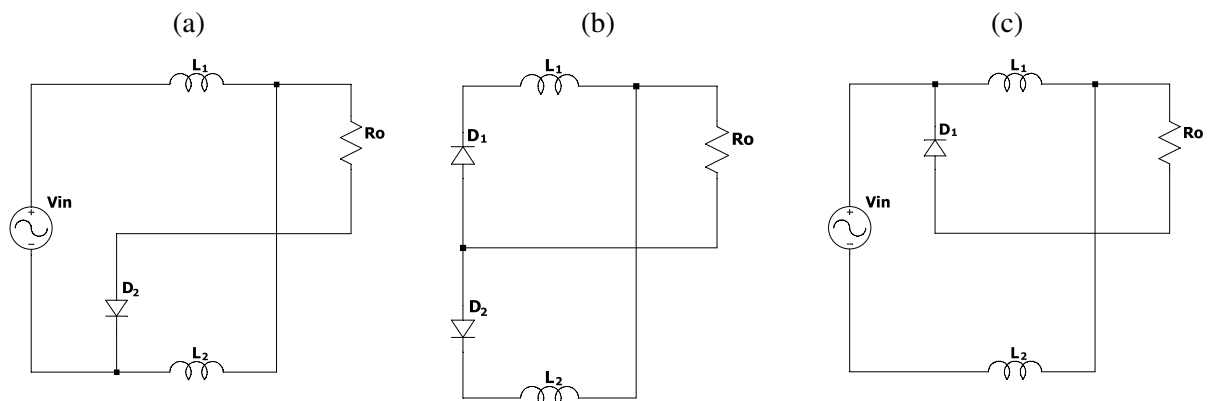
- **2ª e 4ª Etapa ( $t_1, t_2$  e  $t_3, t_4$ ):** no semiciclo intermediário representado pela Figura 32b, a soma da corrente dos indutores é o que mantém a corrente de saída alimentando a carga, ocorrendo a descarga linear de ambos os indutores. Durante estas etapas nota-se que a corrente de saída atinge o ponto mínimo;
- **3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ):** durante o semiciclo negativo (Figura 32c),  $D_2$  bloqueia, fazendo com que  $L_2$  carregue de  $I_{sec,min}$  até  $I_{sec,pk}$  e  $L_1$  descarregue a partir da condução de  $D_1$  enquanto alimenta a carga. De forma paralela, ao longo desta etapa nota-se que o módulo da corrente que passa pelo indutor  $L_2$  é igual à corrente de entrada.

Em linhas gerais, a Equação 33 determina o comportamento da corrente de saída  $i_o(t)$ , sendo que para todos os ciclos, a corrente obedece exatamente esta condição, tal qual pode ser visto na Figura 33:

$$i_o(t) = i_{L_1}(t) + i_{L_2}(t) \quad (33)$$

Desta forma, é possível amplificar significativamente a corrente da carga ao passo que a sua tensão de saída é proporcionalmente reduzida.

Figura 32 – Etapas de operação do circuito dobrador de corrente convencional: (a) semiciclo positivo, (b) tensão de entrada a 0 V e (c) semiciclo negativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Segundo (SHEN; TSAI; WU, 2008), para o projeto deste circuito é necessário seguir o equacionamento abaixo:

Para esta topologia, sabe-se que  $L = L_1 = L_2$ , portanto:

$$I_{sec,pk} = \frac{I_o}{2} + \frac{V_{sec} - V_o}{2L} DT_s \quad (34)$$

$$I_{sec,min} = \frac{I_o}{2} - \frac{V_{sec} - V_o}{2L} DT_s, \quad (35)$$

onde  $D$  trata-se da razão cíclica do circuito.

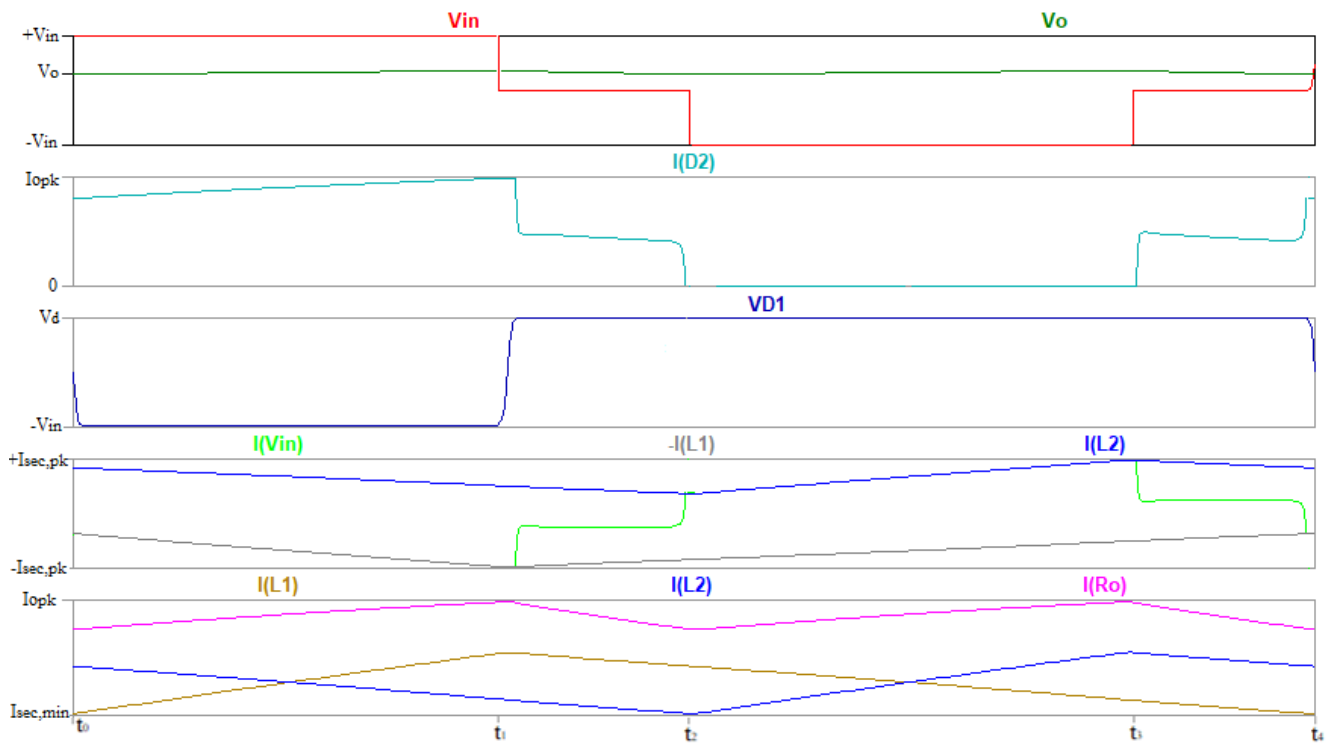
Para o ganho estático do circuito:

$$\frac{V_o}{V_{sec}} = D \quad (36)$$

Para a ondulação da corrente de saída:

$$i_{o_{ond}} = \frac{(1 - 2D)V_o}{Lf_s} \quad (37)$$

Figura 33 – Principais formas de onda do dobrador de corrente convencional.



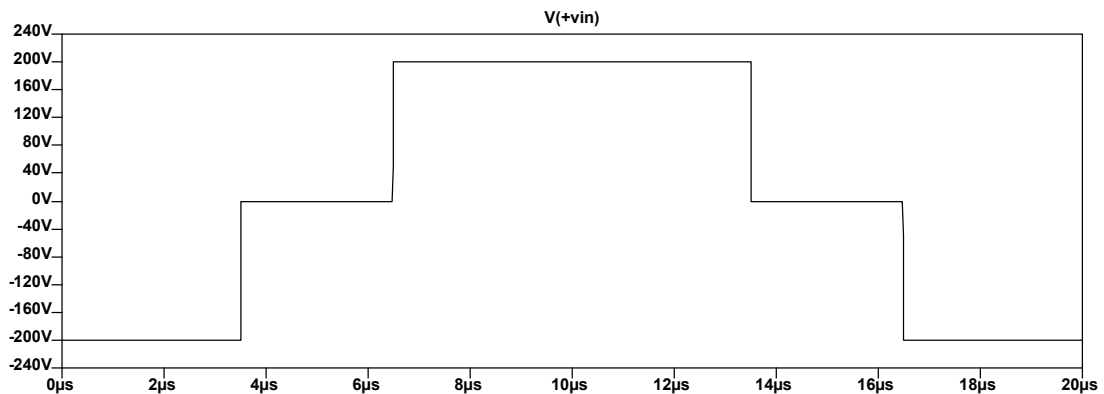
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3 PROJETO DOS CONVERSORES E ANÁLISE POR SIMULAÇÃO

Para as simulações são adotados alguns componentes reais a fim de diminuir ao máximo a interferência das idealidades do circuito, tornando-o mais próximo do real. São apresentadas comparações teóricas e simuladas entre cada um dos circuitos a fim de respaldar a metodologia utilizada, analisando sempre os esforços de tensões e correntes em cada um dos componentes. Como estes circuitos normalmente são empregados no secundário de um conversor cc-cc isolado, optou-se por utilizar uma onda quadrada de alta frequência como excitação de entrada – a qual varia de +200 V, 0 V e -200 V – a fim de aproximar o comportamento do sinal presente no secundário do transformador de conversores, conforme pode ser visto na Figura 34. Para possibilitar a comparação entre topologias, são adotados alguns padrões de parâmetros, os quais podem ser verificados abaixo:

- Frequência de chaveamento:  $f_s = 50 \text{ kHz}$
- Razão cíclica:  $D = 0,35$
- Ciclo de operação:  $T = 20 \mu\text{s}$
- Ondulação de tensão:  $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 1\%$
- Ondulação de corrente:  $\frac{\Delta I_o}{I_o} = 20\%$
- Potência do circuito:  $P_o = 1 \text{ kW}$

Figura 34 – Tensão de entrada com uma razão cíclica de 0,35.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

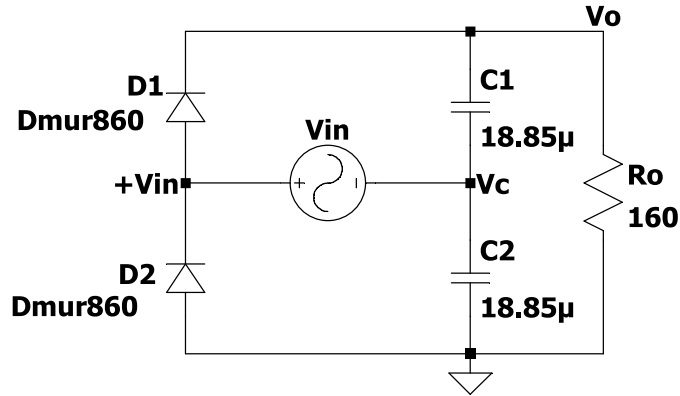
#### 3.1 RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE TENSÃO

Nesta seção são abordadas as simulações e os cálculos teóricos associados aos circuitos dobradores de tensão.

### 3.1.1 RETIFICADOR MONOFÁSICO DE PONTE COMPLETA COMO DOBRADOR DE TENSÃO

Com base no circuito da Figura 35 é possível chegar em alguns resultados simulados e teóricos. Primeiramente é necessário efetuar o cálculo das capacitâncias do circuito, portanto, com base na Equação 15:

Figura 35 – Dobrador de ponte completa utilizado nas simulações.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$V_{o_{min}} = 400 - (400 \cdot 1\%) = 396 \text{ V} \quad (38)$$

$$V_{C1_{min}} = \frac{2 \cdot V_{o_{min}} - V_{C1_{pk}}}{3} = \frac{2 \cdot 396 - 200}{3} = 197,33 \text{ V} \quad (39)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{in}}{f(V_{C1_{pk}}^2 - V_{C1_{min}}^2)} = \frac{1k}{50k \cdot (200^2 - 197,33^2)} = 18,85 \text{ } \mu\text{F} \quad (40)$$

Além disso, como  $P_o = 1kW$ :

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{400^2}{1000} = 160 \text{ } \Omega \quad (41)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ A} \quad (42)$$

A partir da Figura 11a e considerando que no momento da carga de  $C_1$ , a corrente máxima de  $C_1$  ocorra quando  $V_{C1}$  está no seu valor mínimo, portanto, com base na Equação 8 com uma queda de tensão  $V_D \approx 1 \text{ V}$  e  $R_D = 50 \text{ m}\Omega$ :

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= \frac{V_{in} - V_{D1} - V_{C1_{min}}}{R_D} e^{-\frac{\alpha}{R_D C} t} \\ &= \frac{200 - 1 - 197,33}{0,05} e^{-\frac{-(\frac{0,05}{160} + 1)}{0,05 \cdot 18,85 \mu} t} = 33,4 \cdot e^{-\frac{-(\frac{0,05}{160} + 1)}{0,05 \cdot 18,85 \mu} t} \end{aligned} \quad (43)$$

Como  $C_1$  conduz durante todos os ciclos, mas somente se carrega durante o semiciclo positivo – nos demais ciclos a corrente de  $C_1$  é exatamente igual à corrente da carga –, e levando

em conta que  $t_c = T \cdot D = 20\mu \cdot 0,35 = 7\mu s$  (portanto cada ciclo dura aproximadamente  $7\mu s$ ), a partir da Equação 11 obtém-se que:

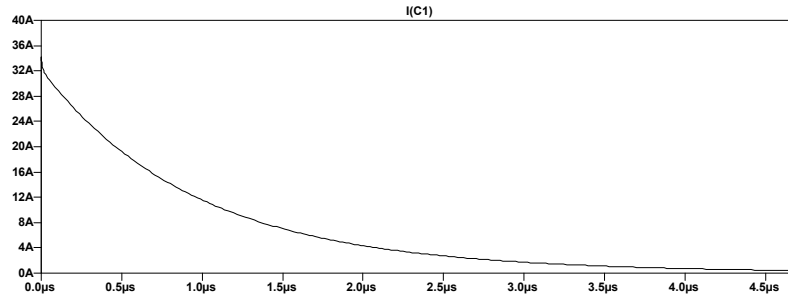
$$I_{C_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} (33,4 \cdot e^{\frac{-(0,05}{160} + 1)t}{0,05 \cdot 18,85\mu}})^2 dt + \int_{7\mu}^{20\mu} (-2,5)^2 dt \right]} = 5,50 A \quad (44)$$

Com base na Equação 10:

$$I_{C_{1med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} (33,4 \cdot e^{\frac{-(0,05}{160} + 1)t}{0,05 \cdot 18,85\mu}}) dt + \int_{7\mu}^{20\mu} (-2,5) dt \right] = 0,05 A \quad (45)$$

Considerando que  $\tau = R \cdot C = 0,05 \cdot 18,85\mu = 0,9425\mu s$  e que a carga total do capacitor se dá em aproximadamente  $5 \cdot \tau = 4,71\mu s$ , portanto, a partir das Figuras 36 e 37 verifica-se que a modelagem para  $i_{C_{1exp}}(t)$  está bem próxima da curva encontrada em simulação, o que valida este cálculo, já que a corrente de pico de carga esperada teoricamente para  $C_1$  é de 33,4 A, e, por simulação, obteve-se o valor de 32,4 A. A obtenção de  $i_{C_2}(t)$  é realizada de forma análoga, considerando, no entanto, o ciclo negativo como momento de carga deste capacitor.

Figura 36 – Corrente simulada de carga do capacitor  $C_1$  durante semiciclo positivo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para o cálculo de  $i_{D_1}(t)$  é preciso levar em consideração que  $i_{D_1}(t) = i_{C_1}(t) + i_o(t)$  e que, segundo a Figura 11, o diodo  $D_1$  permanece em condução somente durante o semiciclo positivo, estando bloqueado nos demais, portanto:

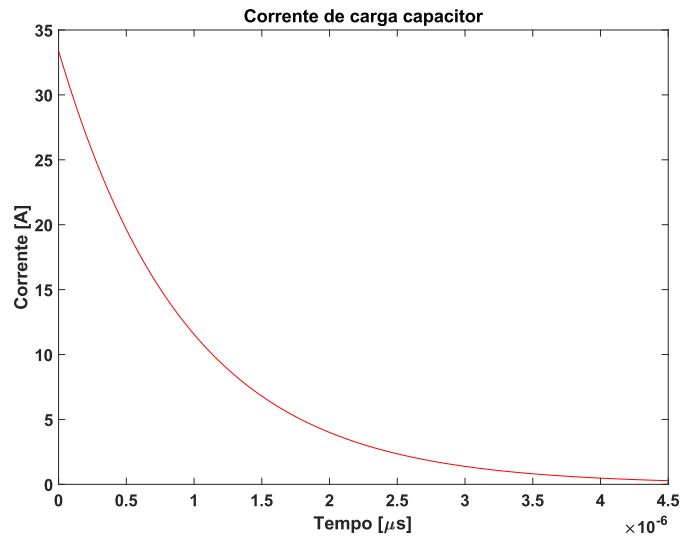
$$I_{D_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} (33,4 \cdot e^{\frac{-(0,05}{160} + 1)t}{0,05 \cdot 18,85\mu}} + 2,5)^2 dt + \int_{7\mu}^{20\mu} (0)^2 dt \right]} = 6,02 A \quad (46)$$

Com base na Equação 10:

$$I_{D_{1med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} (33,4 \cdot e^{\frac{-(0,05}{160} + 1)t}{0,05 \cdot 18,85\mu}} + 2,5) dt + \int_{7\mu}^{20\mu} (0) dt \right] = 2,45 A \quad (47)$$

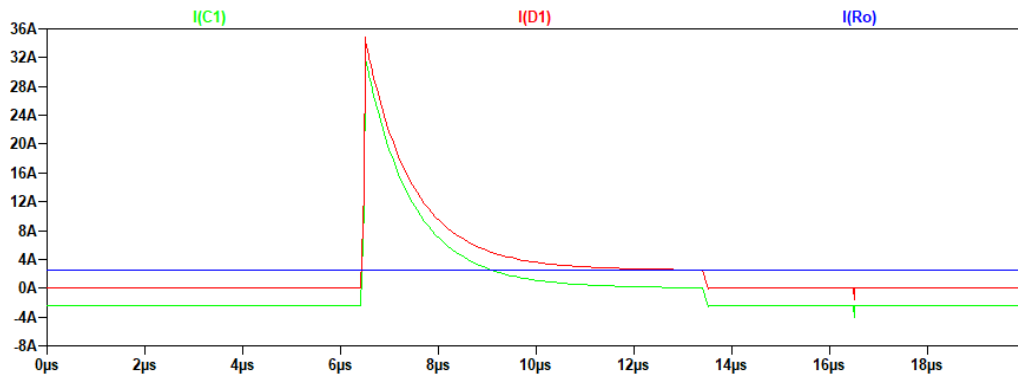
Portanto, o valor médio de  $i_{D_1}(t)$  é igual ao valor médio da corrente na carga, ao passo que o valor médio de  $i_{C_1}(t)$  é nulo. Na Figura 38 é possível verificar a corrente de  $D_1$  durante um ciclo completo, possibilitando perceber também que de fato a corrente no  $D_1$  é igual à corrente em  $C_1$  somada à corrente de carga. Para a obtenção de  $i_{D_2}(t)$  é necessário seguir de

Figura 37 – Corrente teórica de carga do capacitor  $C_1$  durante semiciclo positivo.



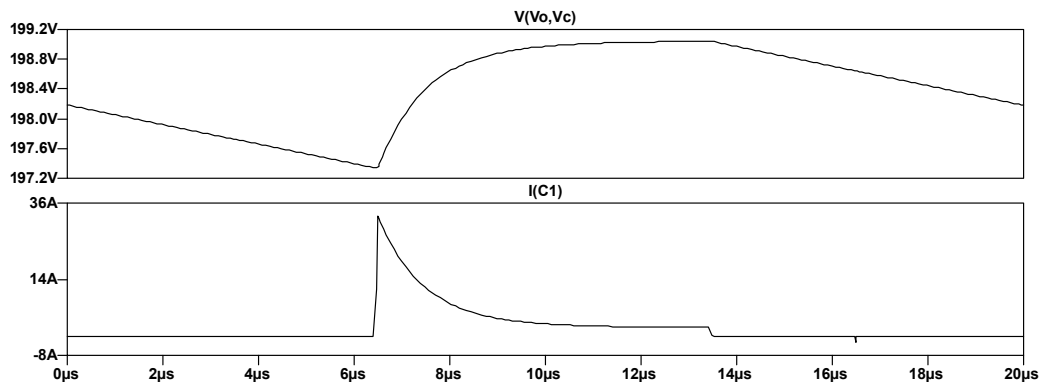
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 38 – Comparação entre as correntes  $I_{D1}$ ,  $I_{C1}$  e  $I_o$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 39 – Tensão e corrente no capacitor  $C_1$  do dobrador convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

forma análoga, considerando, no entanto, o ciclo negativo como momento de condução deste diodo.

Com base na Figura 39 observa-se que de fato durante o pico de corrente de carga do capacitor  $C_1$  ocorre o valor mínimo de  $v_{C_1}(t)$ .

Com base na Figura 39 é possível perceber que  $v_{C_1}(t)$  possui uma parte exponencial e outra parte linear, sendo necessário obter ambas equações a fim de efetuar os cálculos de valor médio e eficaz.

Para o cálculo de  $v_{C_{1exp}}(t)$  se faz uso da Equação 7:

$$\begin{aligned} v_{C_{1exp}}(t) &= \frac{V - V_{D1}}{\alpha} (1 - e^{-\frac{\alpha}{R_D C} t}) \\ &= 198,94 (1 - e^{-\frac{0,05}{0,05 \cdot 18,85 \mu} t}) \end{aligned} \quad (48)$$

Como  $v_{C_1}(t)$  descarrega linearmente no restante do período, é preciso efetuar os seguintes cálculos, considerando que  $a$  trata-se do coeficiente angular da reta de  $v_{C_{1lin}}(t)$ :

$$a = \frac{197,33 - 198,94}{20\mu - 7\mu} = -0,12384\mu \quad (49)$$

Portanto, considerando que a reta parte de 198,94 V, a equação que rege a parte linear de  $v_{C_1}(t)$  pode ser vista abaixo:

$$v_{C_{1lin}}(t) = -0,12384\mu t + 198,94 \quad (50)$$

A partir destas equações obtém-se que:

$$V_{C_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} V_{C_{1exp}}(t)^2 dt + \int_{7\mu}^{20\mu} V_{C_{1lin}}(t)^2 dt \right]} = 191,85 \text{ V} \quad (51)$$

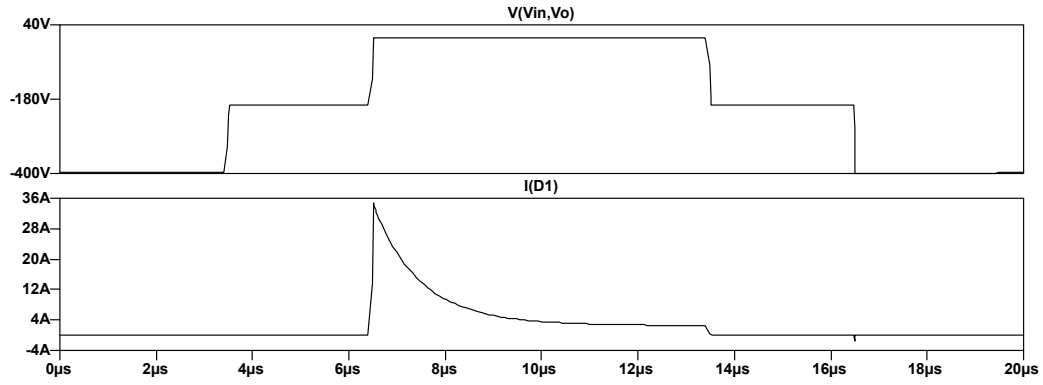
Para o cálculo teórico do valor médio:

$$V_{C_{1med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} V_{C_{1exp}}(t) dt + \int_{7\mu}^{20\mu} V_{C_{1lin}}(t) dt \right] = 189,60 \text{ V} \quad (52)$$

Para a tensão do diodo  $D_1$  são válidas algumas observações. Conforme pode ser visto na Figura 40, nota-se que de fato  $D_1$  conduz somente durante o ciclo positivo, bloqueia em 200 V enquanto  $V_{in} = 0$  V e depois fica bloqueado em 400V durante o semiciclo negativo ( $V_{D1} = V_{in} + V_{C1} = 400$  V).

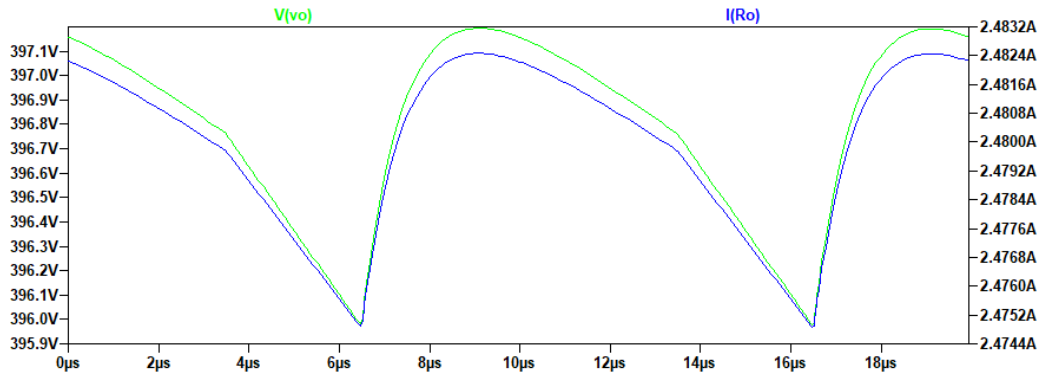
A partir destas observações visualiza-se o comportamento da carga na Figura 41. Com esta imagem observa-se que a tensão de saída de fato é amplificada para uma tensão média de aproximadamente  $V_o \approx 400$  V mantendo uma corrente média de aproximadamente  $I_o \approx 2,5$  A, exatamente como consta no projeto inicial do circuito. Além disso, com base nos valores máximos, mínimos e médios simulados, verifica-se que a ondulação de tensão ficou dentro do projetado ( $\Delta V_{osimul} = 0,4\%$  e  $\Delta V_{oteorico} = 1\%$ ). Além disso, na Figura 41 também nota-se como esta topologia faz com que a frequência de saída seja duas vezes maior do que a frequência

Figura 40 – Tensão e corrente no diodo  $D_1$  do dobrador convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 41 – Tensão e corrente na saída do dobrador convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

de entrada, portanto, como  $f_o = 2 \cdot f_{in}$ , então este circuito é considerado um dobrador de onda completa.

No entanto, é necessário citar que esta metodologia de projeto de circuito geralmente é empregada para entradas com excitação senoidal, portanto torna-se necessário efetuar um levantamento de dados para uma entrada senoidal de oscilação  $+200\text{ V}$  a  $-200\text{ V}$  e comparar com os resultados obtidos para a entrada quadrada calculada acima. Com estes dados gera-se a Tabela 1. Com base nesta tabela observa-se que o erro relativo entre os dados é bastante reduzido, o que leva à conclusão de que a metodologia-base utilizada para modelar este circuito, ainda que nas revisões bibliográficas seja desenvolvida para entrada senoidal, replica-se para este trabalho com entrada de onda quadrada.

A partir dos valores de tensão máxima sobre o diodo, a sua corrente média e o seu pico de corrente, define-se o *MUR860* como sendo o diodo ideal para operar esta topologia. Com base na Figura 42, utilizando como base a curva de  $100^\circ\text{C}$  é possível chegar na reta igual a  $f(x) = 0,05x + 0,51$ . Segundo (ONSEMI, 2014), este diodo possui:

- Tensão máxima de bloqueio:  $V_{RRM} = 600\text{ V}$
- Corrente média:  $I_F = 8\text{ A}$

Tabela 1 – Comparação entre dados de excitação senoidal e onda quadrada.

|               | <b>Senoidal</b> | <b>Quadrada</b> | <b>Erro Relativo (%)</b> |
|---------------|-----------------|-----------------|--------------------------|
| $V_o [V]$     | 391,32          | 396,79          | 1,4                      |
| $I_o [A]$     | 2,44            | 2,48            | 1,6                      |
| $P_o [W]$     | 957,07          | 984,00          | 2,7                      |
| $V_{C_1} [V]$ | 195,66          | 198,39          | 1,4                      |
| $V_{D_1} [V]$ | 195,66          | 198,23          | 1,3                      |
| $I_{D_1} [A]$ | 2,37            | 2,51            | 5,5                      |
| $P_{in} [W]$  | -944,84         | -991,28         | 4,7                      |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

- Pico de corrente:  $I_{FSM} = 100 \text{ A}$
- Tempo de recuperação reversa:  $tr_{D_1} = 50 \text{ ns}$
- Carga de recuperação reversa:  $Q_{rr} = 200 \text{ nC}$
- Temperatura máxima de junção:  $T_{Jmax} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$
- Resistência térmica junção-encapsulamento:  $R_{JCs} = 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- Resistência encapsulamento-dissipador (isolante de mica, encapsulamento TO220):  $R_{CSs} = 0,35 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- Resistência interna do diodo:  $R_D = 50,0 \text{ m}\Omega$
- Tensão limiar:  $V_{To} = 0,51 \text{ V}$

Portanto, a partir destas informações efetua-se os cálculos de perdas projetadas para os diodos deste circuito utilizando as seguintes premissas abaixo:

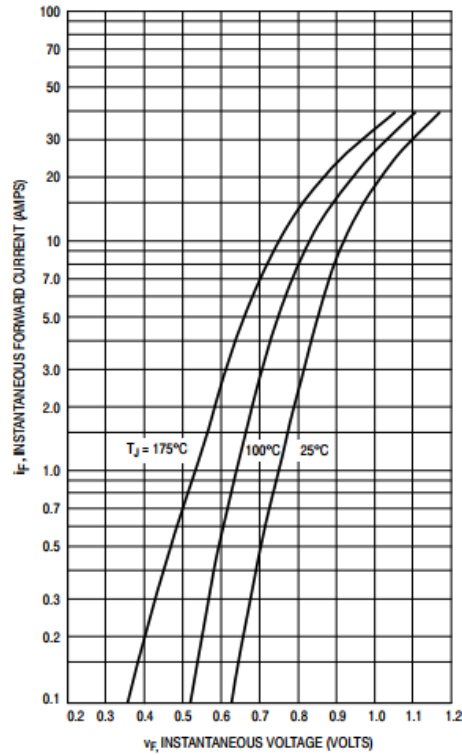
- Temperatura ambiente:  $T_{amb} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$
- Frequência de chaveamento:  $f_s = 50 \text{ kHz}$
- Tensão máxima no diodo:  $V_{D1max} = 400 \text{ V}$
- Corrente eficaz no diodo:  $I_{D1rms} = 6,02 \text{ A}$
- Corrente média no diodo:  $I_{D1med} = 2,45 \text{ A}$

A partir destes parâmetros é possível efetuar o cálculo das perdas no diodo conforme abaixo:

$$P_{D1on} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D1max} - V_{To}) \cdot I_{D1med} \cdot tr_{D1} \cdot f_s = 1,22 \text{ W} \quad (53)$$

$$P_{D1off} = Q_{rr} \cdot V_{D1max} \cdot f_s = 4 \text{ W} \quad (54)$$

Figura 42 – Relação corrente x tensão do diodo MUR860.



Fonte: (ONSEMI, 2014)

$$P_{D1_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D1_{med}}) + (R_D \cdot I_{D1_{rms}}^2) = 4,26 \text{ W} \quad (55)$$

$$P_{D1_{tot}} = P_{D1_{cond}} + P_{D1_{off}} + P_{D1_{on}} = 9,48 \text{ W} \quad (56)$$

Com base nas simulações e nos cálculos teóricos desenvolvidos para este dobrador, obtém-se a Tabela 2.

Tabela 2 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de ponte completa.

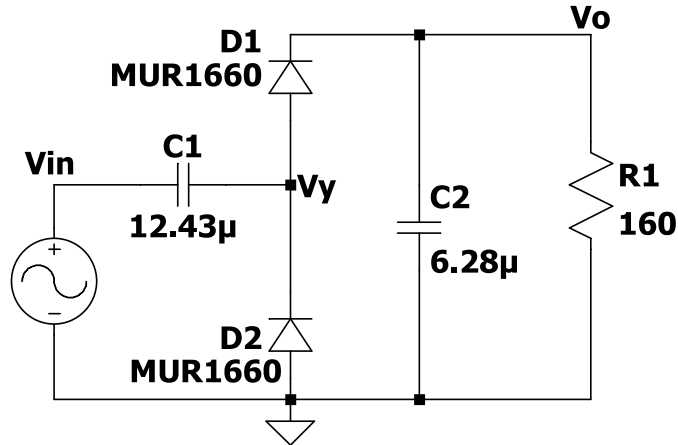
|                    | Simulação | Teórico  | Erro Relativo (%) |
|--------------------|-----------|----------|-------------------|
| $V_{o_{med}} [V]$  | 396,79    | 400,00   | 0,8               |
| $V_{C1_{min}} [V]$ | 197,34    | 197,33   | 0,0               |
| $I_{o_{med}} [A]$  | 2,48      | 2,50     | 0,8               |
| $I_{C1_{rms}} [A]$ | 5,45      | 5,50     | 0,9               |
| $I_{D1_{pk}} [A]$  | 32,40     | 33,40    | 3,0               |
| $I_{D1_{med}} [A]$ | 2,51      | 2,45     | 2,4               |
| $I_{D1_{rms}} [A]$ | 5,99      | 6,02     | 0,5               |
| $V_{C1_{rms}} [V]$ | 198,40    | 191,85   | 3,4               |
| $V_{C1_{med}} [V]$ | 198,39    | 189,60   | 4,6               |
| $V_{D1_{pk}} [V]$  | 398,60    | 400,00   | 0,3               |
| $P_o [W]$          | 984,01    | 1.000,00 | 1,6               |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3.1.2 RETIFICADOR DOBRADOR MONOFÁSICO DE VILLARD

Na Figura 43 é possível verificar o circuito utilizado para a obtenção dos resultados simulados e teóricos comentados nesta seção. Para o projeto deste circuito utiliza-se as mesmas deduções iniciais feitas para o circuito anterior nas Equações 38, 41 e 42. Primeiramente é necessário efetuar o cálculo das capacitâncias do circuito, portanto:

Figura 43 – Dobrador de Villard simulado para a obtenção dos resultados.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$C_2 = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{min}^2)} = \frac{1k}{50k \cdot (400^2 - 396^2)} = 6,28 \mu F \quad (57)$$

Para o cálculo de  $C_1$  leva-se em consideração uma ondulação de  $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 1\%$  na saída. A partir da Figura 20 verifica-se que  $v_{C1}(t)$  oscila entre o seu pico e o seu valor de mínimo, portanto:

$$\begin{aligned} t = 0 &\rightarrow V_{C1} = V_{pk} = +V_{in} \\ t = 20\mu &\rightarrow V_{C1} = 0,99V_{pk} = V_{C1min} \end{aligned} \quad (58)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} 0,99 \cdot V_{pk} &= V_{pk} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \\ 0,99 \cdot V_{pk} &= V_{pk} \cdot e^{-\frac{20\mu}{RC}} \end{aligned} \quad (59)$$

$$\ln(0,99) = \frac{-20\mu}{RC} \rightarrow RC = \frac{-20\mu}{\ln(0,99)} = 1,99ms \therefore C = 12,43 \mu F \quad (60)$$

A partir da Figura 19a nota-se que  $V_{in} + V_{C1} + V_{D1} + V_{C2} = 0$ . Para se chegar no valor de pico  $I_{C1pk}$ , é preciso efetuar algumas aproximações:

$$\tau = RC = 65,5m \cdot 12,43\mu = 814,16 ns \quad (61)$$

Considerando que a carga total ocorre em  $5\tau$ , com base na Equação 9 obtém-se que:

$$\frac{T}{5 \cdot \tau} = \frac{20\mu}{5 \cdot 814,16n} = 4,91 \quad (62)$$

Portanto, verifica-se abaixo a aproximação da corrente média de  $D_1$  da Figura 19a durante o período de  $5\tau$  de carga:

$$I_{D1med,5\tau} = 2,5 \cdot 4,91 = 12,28 \text{ A} \quad (63)$$

O valor obtido em simulação para a corrente média de  $i_{D1}(t)$  durante o período de  $5\tau$  (semiciclo positivo) é de  $I_{D1med,5\tau} = 10,89 \text{ A}$ , muito similar à aproximação feita na Equação 63. Já para a aproximação de  $V_D$  para este período obtém-se o seguinte resultado:

$$V_D = V_{To} + R_D \cdot I_{D1med,5\tau} = 1 + 65,5m \cdot 12,28 \approx 1,9 \text{ V} \quad (64)$$

O valor obtido em simulação para  $V_D$  neste período de  $5\tau$  é de  $V_D = 1,45 \text{ V}$ , similar à aproximação da Equação 64. A partir de  $V_D$  é possível calcular  $V_{C1med}$  conforme abaixo:

$$\begin{aligned} V_{C1med} &= V_{in} - V_D - \left( \frac{V_{C1pk} - V_{C1min}}{2} \cdot V_{C1med} \right) = V_{in} - V_D - \left( \frac{1\%}{2} \cdot V_{C1med} \right) \\ &= V_{in} - V_D - (0,005 \cdot V_{C1med}) \therefore V_{C1med} \cdot 1,005 = V_{in} - V_D \end{aligned} \quad (65)$$

Logo,

$$V_{C1med} = \frac{V_{in} - V_D}{1 + \frac{\Delta V_c}{2}} = \frac{V_{in} - V_D}{1,005} = \frac{200 - 1,9}{1,005} = 197,11 \text{ V} \quad (66)$$

Desta forma é possível calcular  $V_{C2med}$  para o ciclo positivo:

$$V_{C2med} = \frac{V_{in} + V_{C1med} - V_D}{1,005} = \frac{200 + 197,11 - 1,9}{1,005} = 393,24 \text{ V} \quad (67)$$

Considerando que durante o semiciclo positivo  $C_1$  descarrega a partir do seu máximo, como pode ser visto na Figura 44 e que  $C_2$  carrega a partir do seu mínimo, tal qual é mostrado na Figura 45, portanto observa-se que  $V_{in} + V_{C1max} + V_{D1} + V_{C2min} = 0$ , por consequência:

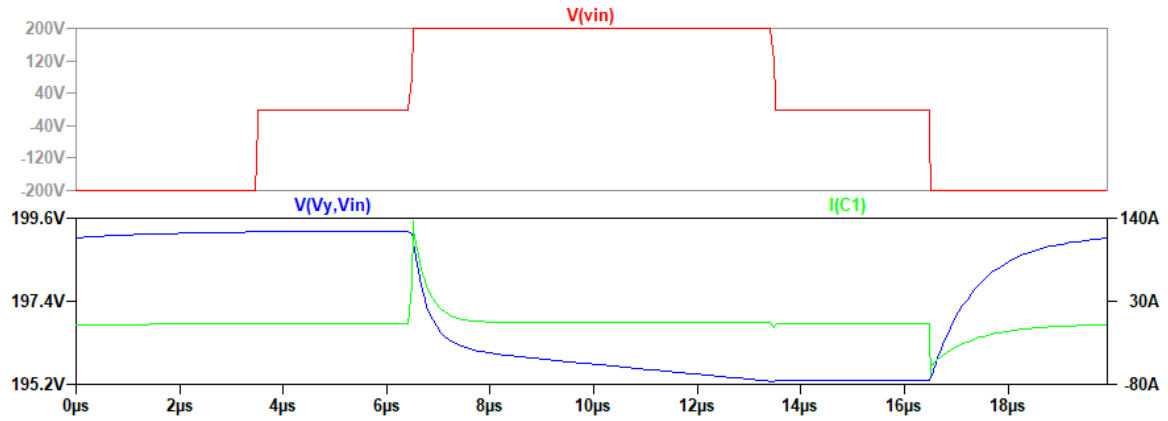
$$I_{D1pk} = I_{C1pk_{pos}} = \frac{200 + (197,11 \cdot 1,01) - 1 - (393,24 \cdot 0,99)}{65,5m} = 133,89 \text{ A} \quad (68)$$

Para calcular o pico de  $i_{C1}(t)$  durante o semiciclo negativo mostrado pela Figura 19c é feito de forma bastante semelhante. Considerando que durante esta etapa  $v_{C1}(t)$  atinge o seu momento de vale e (conforme pode ser visto na Figura 44), por consequência, inicia o processo de carga:

$$I_{D2pk} = -I_{C1pk_{neg}} = -\frac{-200 + (197,11 \cdot 0,99) + 1}{65,5m} = 58,93 \text{ A} \quad (69)$$

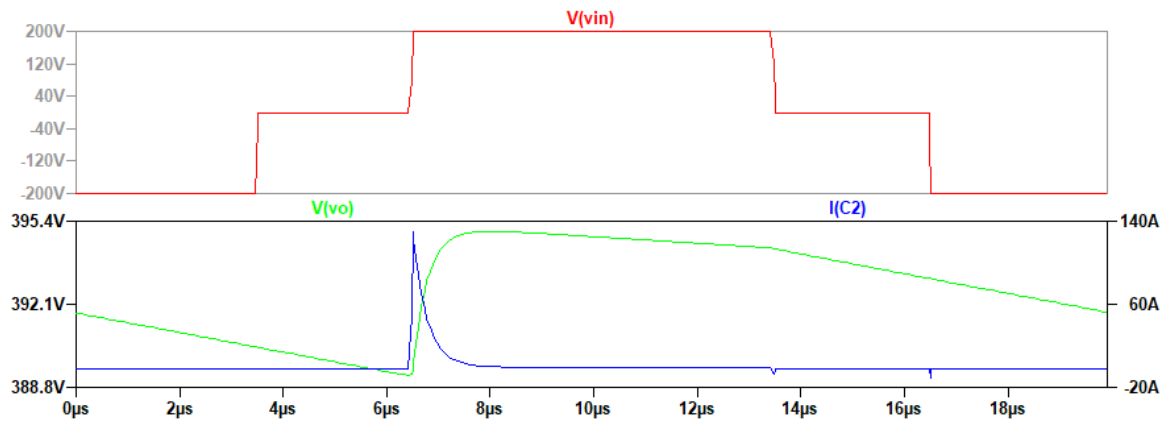
Com base nas equações anteriores, se possibilita elucidar as fórmulas de  $i_{D1}(t)$  e  $i_{D2}(t)$ . Como na Figura 19a os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  se encontram em série, por conseguinte:

Figura 44 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor  $C_1$  durante um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 45 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor  $C_2$  durante um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$C_{eq} = \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{12,43\mu} + \frac{1}{6,28\mu} \right)^{-1} = 4,172 \mu F \quad (70)$$

Portanto, conforme a Equação 8, é possível calcular a parte exponencial de  $I_{D1}$ :

$$i_{D1exp}(t) = 133,89 \cdot e^{\frac{-(\frac{65,5m}{160} + 1)}{65,5m \cdot 4,172\mu} t} \quad (71)$$

Como o circuito equivalente da Figura 19a possui a carga em paralelo, há uma constante sendo somada à equação da corrente, esta constante é calculada da seguinte forma com base na Equação 28:

$$I_{D1expmed} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D1exp}(t) dt = 1,828 A \quad (72)$$

Como resultado,

$$I_{D1expmed} + cte \cdot D = I_o \therefore cte = \frac{2,5 - 1,828}{0,35} = 1,92 A \quad (73)$$

Em decorrência disso, a Equação 74 resume  $i_{D1}(t)$ :

$$i_{D_1}(t) = 133,89 \cdot e^{-\frac{(65,5m+1)}{160}t} + 1,92 \quad (74)$$

Para a corrente  $i_{D_2}(t)$ , como a sua condução ocorre somente no ciclo negativo, logo a referência dessa dedução segue conforme a Equação 24:

$$i_{D_2}(t) = 58,93 \cdot e^{-\frac{t}{65,5m \cdot 12,43\mu}} \quad (75)$$

Com base nas Figuras 46 e 47 verifica-se que ao longo de um ciclo completo,  $D_1$  e  $D_2$  conduzem somente durante 35% do tempo, portanto se conclui que:

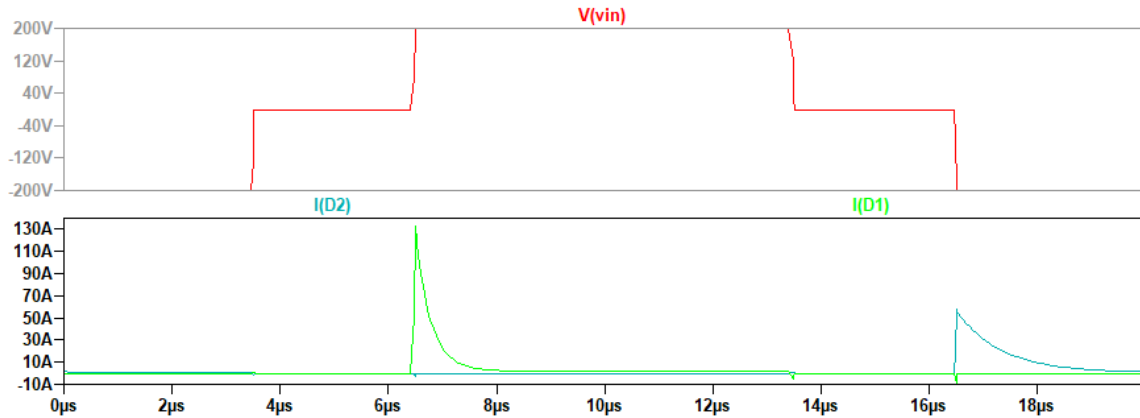
$$I_{D_1rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t)^2 dt} = 11,43 \text{ A} \quad (76)$$

$$I_{D_1med} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t) dt = 2,50 \text{ A} \quad (77)$$

$$I_{D_2rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_2}(t)^2 dt} = 8,41 \text{ A} \quad (78)$$

$$I_{D_2med} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_2}(t) dt = 2,40 \text{ A} \quad (79)$$

Figura 46 – Operação das correntes que passam pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$  em um ciclo completo.

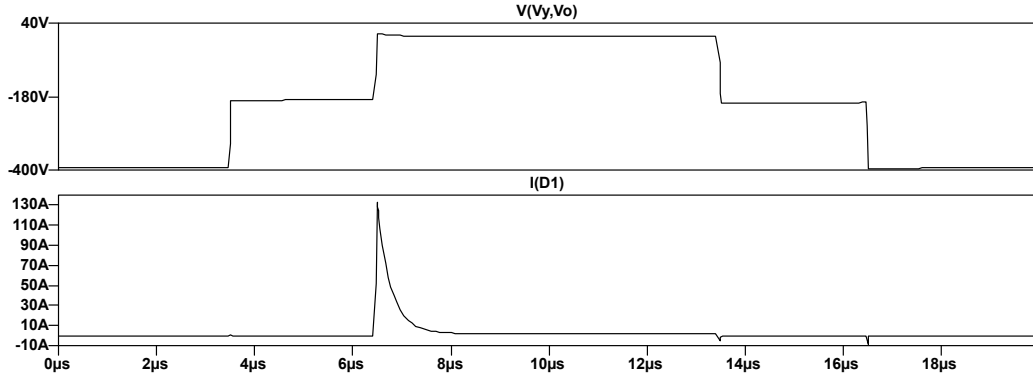


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Portanto, o valor médio de  $i_{D_1}(t)$  e de  $i_{D_2}(t)$  é igual ao valor médio da corrente na carga, ao passo que o valor médio de  $i_{C_1}(t)$  é nulo, conforme pode ser visto abaixo. Para a obtenção de  $i_{C_1}(t)$ , como o capacitor conduz somente durante os ciclos positivos e negativos, sendo igual à  $i_{D_1}(t)$  quando a tensão de entrada é positiva e igual à  $i_{D_2}(t)$  quando a tensão de entrada é negativa, portanto:

$$I_{C_1rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t)^2 dt + \int_0^{7\mu} -i_{D_2}(t)^2 dt \right]} = 14,19 \text{ A} \quad (80)$$

Figura 47 – Tensão e corrente no diodo  $D_1$  do dobrador de Villard.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

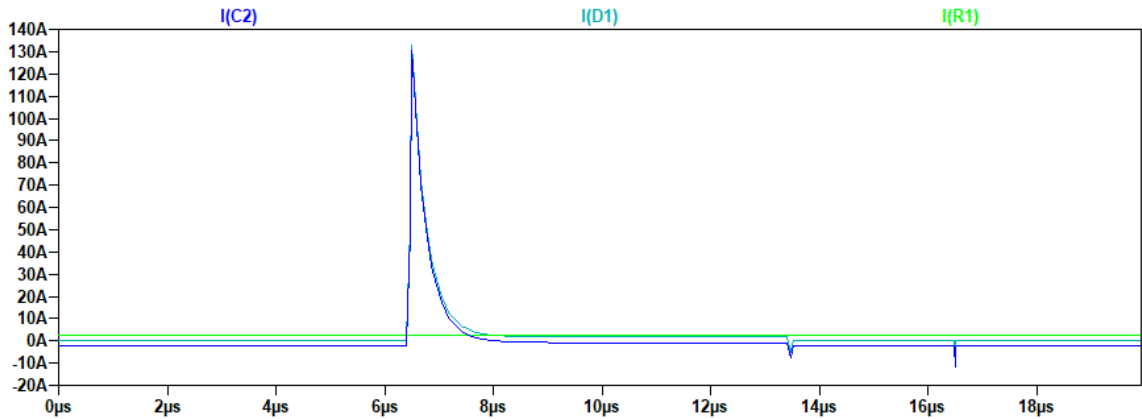
$$I_{C_{1med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t) dt + \int_0^{7\mu} -i_{D_2}(t) dt \right] = 0,00 \text{ A} \quad (81)$$

O comportamento de  $i_{C_1}(t)$  pode ser visualizado na Figura 44. Para obter  $i_{C_2}(t)$  é necessário observar que  $C_2$  conduz o tempo inteiro, mas havendo a sua carga somente no ciclo positivo, portanto conclui-se que  $i_{C_2}(t) = i_{D_1}(t) - i_o(t)$ , conforme visualiza-se na Figura 48.

$$I_{C_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t)^2 dt - \int_0^{20\mu} i_o(t)^2 dt \right]} = 11,15 \text{ A} \quad (82)$$

$$I_{C_{2med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t) dt + \int_0^{20\mu} i_o(t) dt \right] = 0,00 \text{ A} \quad (83)$$

Figura 48 – Comparação entre as correntes  $I_{D_1}$ ,  $I_{C_2}$  e  $I_o$ .

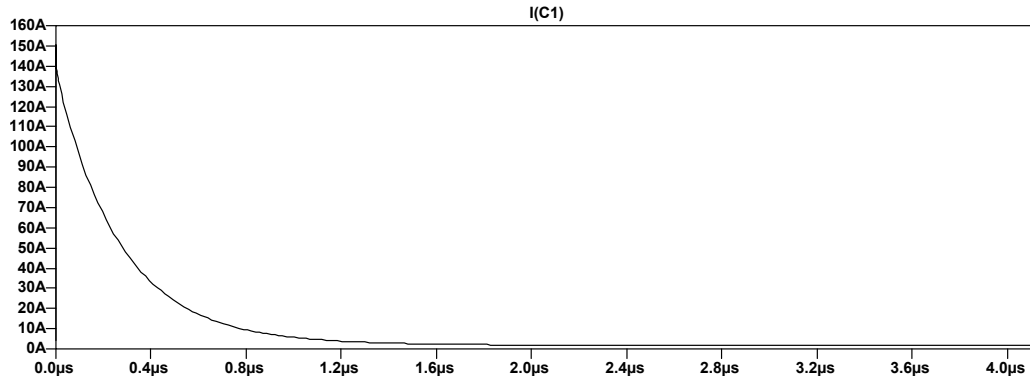


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

As Figuras 49 e 50 mostram a corrente de pico apresentada por  $C_1$  – e, por consequência, de  $D_1$  também – durante o ciclo positivo da fonte de alimentação. Com estas figuras verifica-se que a modelagem para  $i_{C_{1exp}}(t)$  está bem próxima da curva encontrada em simulação, o que valida os cálculos anteriores.

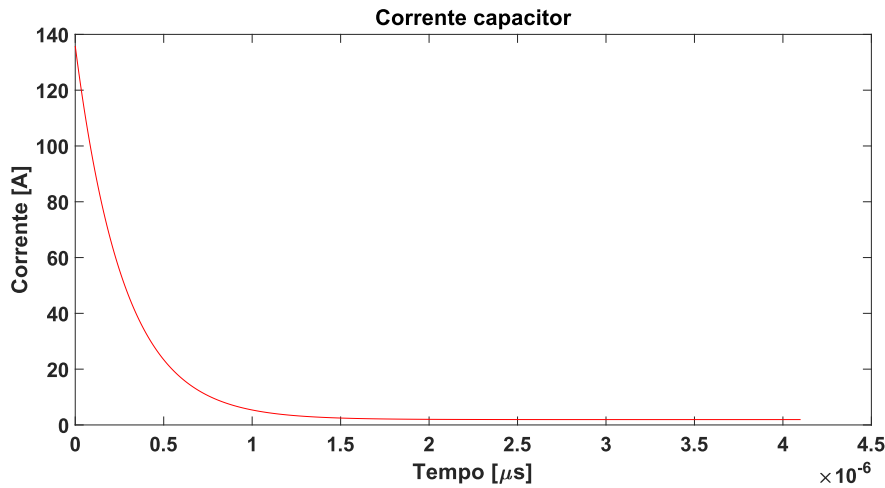
Na Figura 51 é possível verificar o comportamento da tensão e corrente na saída do dobrador. Com esta imagem percebe-se que a saída se mantém em aproximadamente  $V_o \approx 400$

Figura 49 – Corrente simulada do capacitor  $C_1$  durante semiciclo positivo do dobrador de Villard.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 50 – Corrente teórica do capacitor  $C_1$  durante semiciclo positivo do dobrador de Villard.



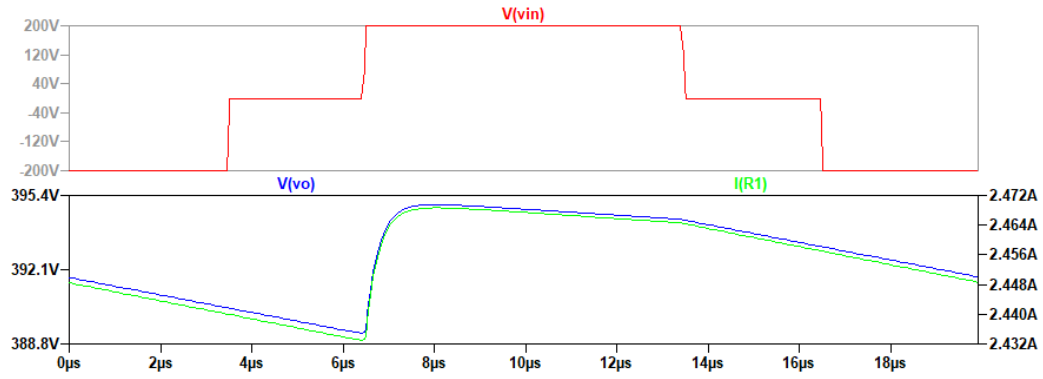
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

V com uma corrente de aproximadamente  $I_o \approx 2,5$  A. A partir dos dados obtidos compara-se a ondulação do circuito, as quais são  $\Delta V_{osimul} = 0,8\%$  e  $\Delta V_{oteorico} = 1\%$ . Vale citar também que ao contrário da topologia anterior, este circuito faz com que  $f_o = f_{in}$ , por este motivo este dobrador é conhecido como dobrador meia onda.

Com base na tensão máxima sobre o diodo, a sua corrente média, o pico repetitivo e não-repetitivo de corrente, define-se MUR1660 como sendo o diodo ideal para operar esta topologia. Com base na Figura 52, é feita a análise linear da curva de  $125^\circ C$ , chegando em uma reta igual a  $f(x) = 0,065x + 0,68$  (SMC, 2016). Seguem abaixo as informações pertinentes a respeito deste diodo:

- Tensão máxima de bloqueio:  $V_{RRM} = 600$  V
- Corrente média:  $I_F = 16$  A
- Pico de corrente:  $I_{FSM} = 250$  A

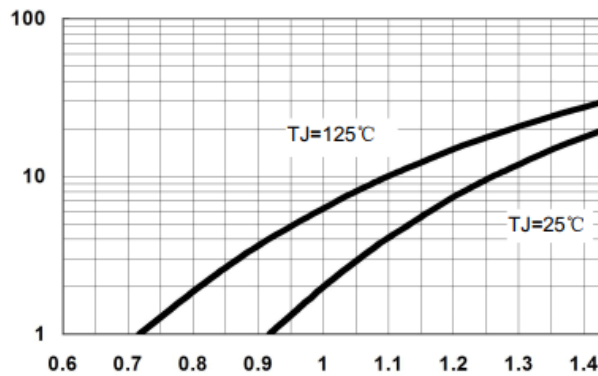
Figura 51 – Tensão e corrente na saída do dobrador de Villard.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

- Tempo de recuperação reversa:  $tr_{D1} = 50 \text{ ns}$
- Carga de recuperação reversa:  $Q_{rr} = 200 \text{ nC}$
- Temperatura máxima de junção:  $T_{Jmax} = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$
- Resistência térmica junção-encapsulamento:  $R_{JCs} = 1,5 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$
- Resistência encapsulamento-dissipador (isolante de mica, encapsulamento TO220):  $R_{CSs} = 0,35 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$
- Resistência interna do diodo:  $R_D = 65,5 \text{ m}\Omega$
- Tensão limiar:  $V_{To} = 0,68 \text{ V}$

Figura 52 – Relação corrente x tensão do diodo MUR1660.



Fonte: (SMC, 2016)

A partir das informações presentes nesta seção, efetua-se os cálculos de perdas projetadas para este dobrador conforme abaixo. Para o diodo  $D_1$ :

$$P_{D1on} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D1max} - V_{To}) \cdot I_{D1med} \cdot tr_{D1} \cdot f_s = 1,25 \text{ W} \quad (84)$$

$$P_{D1_{off}} = Q_{rr} \cdot V_{D1_{max}} \cdot f_s = 4 \text{ W} \quad (85)$$

$$P_{D1_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D1_{med}}) + (R_D \cdot I_{D1_{rms}}^2) = 10,26 \text{ W} \quad (86)$$

$$P_{D1_{tot}} = P_{D1_{cond}} + P_{D1_{off}} + P_{D1_{on}} = 15,50 \text{ W} \quad (87)$$

Para o diodo  $D_2$ :

$$P_{D2_{on}} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D2_{max}} - V_{To}) \cdot I_{D2_{med}} \cdot tr_{D2} \cdot f_s = 1,20 \text{ W} \quad (88)$$

$$P_{D2_{off}} = Q_{rr} \cdot V_{D2_{max}} \cdot f_s = 4,00 \text{ W} \quad (89)$$

$$P_{D2_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D2_{med}}) + (R_D \cdot I_{D2_{rms}}^2) = 6,26 \text{ W} \quad (90)$$

$$P_{D2_{tot}} = P_{D2_{cond}} + P_{D2_{off}} + P_{D2_{on}} = 11,46 \text{ W} \quad (91)$$

A partir das simulações e dos cálculos teóricos realizados nesta seção, é possível obter a Tabela 3, que apresenta a comparação entre os resultados obtidos para o dobrador de *Villard*.

Tabela 3 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de *Villard*.

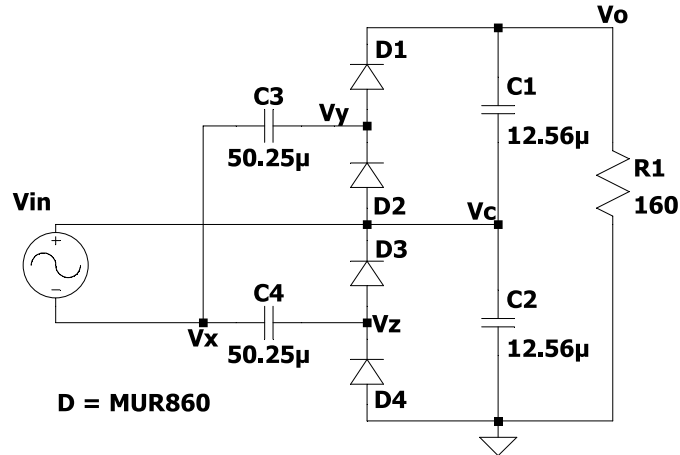
|                    | <b>Simulação</b> | <b>Teórico</b> | <b>Erro Relativo (%)</b> |
|--------------------|------------------|----------------|--------------------------|
| $V_{o_{med}} [V]$  | 392,73           | 400,00         | 0,1                      |
| $V_{C1_{min}} [V]$ | 195,28           | 195,14         | 0,1                      |
| $I_{o_{med}} [A]$  | 2,46             | 2,50           | 1,6                      |
| $I_{C2_{rms}} [A]$ | 11,35            | 11,15          | 1,8                      |
| $I_{C1_{rms}} [A]$ | 14,24            | 14,19          | 0,4                      |
| $I_{D2_{med}} [A]$ | 2,47             | 2,40           | 2,9                      |
| $I_{D2_{rms}} [A]$ | 8,17             | 8,41           | 2,9                      |
| $I_{D1_{med}} [A]$ | 2,49             | 2,50           | 0,4                      |
| $I_{D1_{rms}} [A]$ | 11,62            | 11,43          | 1,7                      |
| $I_{D2_{pk}} [A]$  | 58,32            | 58,93          | 1,0                      |
| $I_{D1_{pk}} [A]$  | 133,25           | 133,89         | 0,5                      |
| $V_{D1_{pk}} [V]$  | 397,20           | 400,00         | 0,7                      |
| $V_{C2_{med}} [V]$ | 392,73           | 393,24         | 0,1                      |
| $V_{C1_{med}} [V]$ | 197,26           | 197,11         | 0,1                      |
| $P_o [W]$          | 965,00           | 1.000,00       | 3,5                      |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3.1.3 RETIFICADOR QUADRUPLICADOR MONOFÁSICO

A partir do circuito apresentado na Figura 53, obtém-se os resultados simulados e teóricos discutidos a seguir.

Figura 53 – Circuito quadruplicador utilizado para as simulações.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Como este circuito se trata de um quadruplicador e se torna necessário igualar os parâmetros de saída a fim de comparar as topologias apresentadas neste trabalho, é preciso, portanto, alterar as especificações de entrada para se adequar às características do quadruplicador. Para tanto, a excitação da tensão de entrada obedece as mesmas configurações da Figura 34, com a única ressalva de que os picos variam de +100 V, 0 V e -100 V.

Levando em consideração estes pontos, é necessário efetuar o cálculo das capacitâncias do circuito. Para o projeto dos capacitores  $C_4$  e  $C_3$  é possível obter:

$$C_{eq1} = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{min}^2)} = \frac{1k}{50k \cdot (100^2 - 99^2)} = 100,50 \mu F \quad (92)$$

Como  $C_4$  e  $C_3$  estão em paralelo, logo:

$$C_{eq1} = C_4 + C_3 \rightarrow C_{eq1} = 2C \rightarrow C = \frac{100,50}{2} = 50,25 \mu F \quad (93)$$

Para o cálculo dos dois capacitores cc visualiza-se a análise abaixo:

$$C_{eq2} = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{min}^2)} = \frac{1k}{50k \cdot (400^2 - 396^2)} = 6,28 \mu F \quad (94)$$

Como  $C_1$  e  $C_2$  estão em série, logo:

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot C_{eq2} = 12,56 \mu F \quad (95)$$

A partir da Figura 23a nota-se que  $-V_{in} + V_{C2} + V_{D4} + V_{C4} = 0$ . Para se chegar no valor de pico de  $i_{C4}(t)$ , o qual se faz necessário para compor a fórmula de  $i_{C4exp}(t)$  é preciso efetuar algumas aproximações:

$$\tau = RC = 65,5m \cdot 50,25\mu = 3,29 \mu s \quad (96)$$

Considerando a relação abaixo:

$$\frac{T}{5 \cdot \tau} = \frac{20\mu}{5 \cdot 3,29\mu} = 1,22 \quad (97)$$

Portanto, a aproximação da corrente média para o circuito da Figura 23a durante o período de carga é:

$$I_{D4med} = 2,50 \cdot 1,22 = 3,05 A \quad (98)$$

Logo, a aproximação de  $V_D$  para este período é:

$$V_D = V_{To} + R_D \cdot I_{D4med} = 0,514 + 65,5m \cdot 3,05 \approx 0,71 V \quad (99)$$

A partir de  $V_D$  calcula-se  $V_{C3med}$  e  $V_{C4med}$  conforme abaixo:

$$V_{C3med} = V_{C4med} = \frac{V_{in} - V_D}{1,005} = \frac{100 - 0,71}{1,005} = 98,79 V \quad (100)$$

Desta forma é possível calcular  $V_{C2med}$  para o ciclo positivo:

$$V_{C2med} = \frac{V_{in} + V_{C4med} - V_D}{1,005} = \frac{100 + 98,79 - 0,71}{1,005} = 197,10 V \quad (101)$$

Considerando que durante o semiciclo positivo,  $C_4$  descarrega a partir do seu máximo, como pode ser visto na Figura 54 e que  $C_2$  carrega a partir do seu mínimo, tal qual é mostrado na Figura 55, portanto conclui-se que  $-V_{in} + V_{C4max} + V_{D4max} + V_{C2min} = 0$ , por consequência:

$$I_{D4pk} = I_{C4pk} = \frac{100 + 99,5 - 0,71 - 195,12}{65,5m} = 56,03 A \quad (102)$$

Para calcular o pico de  $i_{C3}(t)$  durante o semiciclo positivo mostrado pela Figura 23a é feito de forma bastante semelhante. Considerando que durante esta etapa,  $C_3$  começa a carregar a partir do seu ponto de mínimo e (conforme pode ser visto na Figura 56), por consequência, inicia o processo de carga:

$$I_{D2pk} = I_{C3pk} = \frac{100 - 98 - 0,71}{65,5m} = 19,69 A \quad (103)$$

Com base nas equações anteriores, é possível calcular  $i_{D2}(t)$  e  $i_{D4}(t)$ . Como na Figura 23a os capacitores  $C_2$  e  $C_4$  se encontram em série, por conseguinte:

$$C_{eq3} = \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_4}\right)^{-1} = \left(\frac{1}{12,56\mu} + \frac{1}{50,25\mu}\right)^{-1} = 10,05 \mu F \quad (104)$$

Portanto, conforme a Equação 8, obtém-se a parte exponencial de  $i_{D4}(t)$ :

$$i_{D4exp}(t) = 56,03 \cdot e^{\frac{-(\frac{65,5m}{160} + 1)}{65,5m \cdot 10,05\mu} t} \quad (105)$$

Figura 54 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor  $C_4$  durante um ciclo completo.

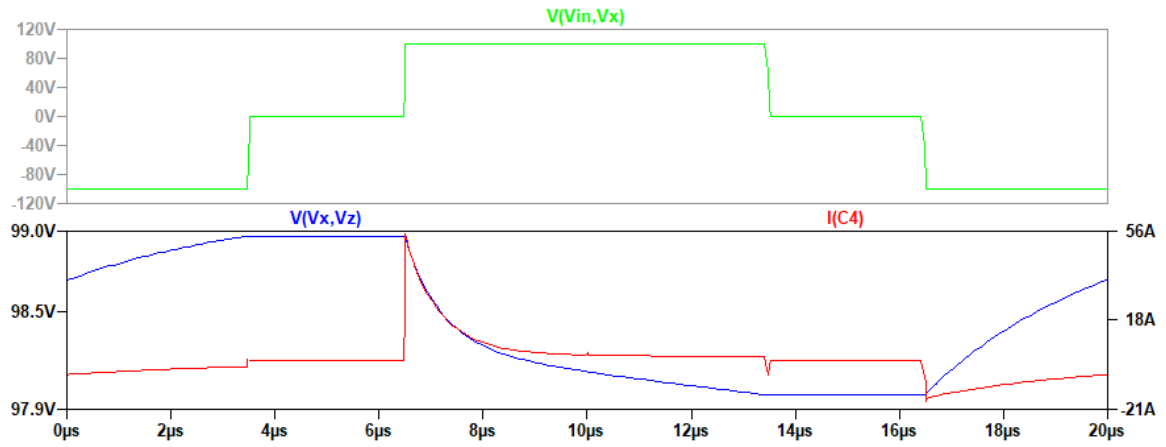


Figura 55 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor  $C_2$  durante um ciclo completo.

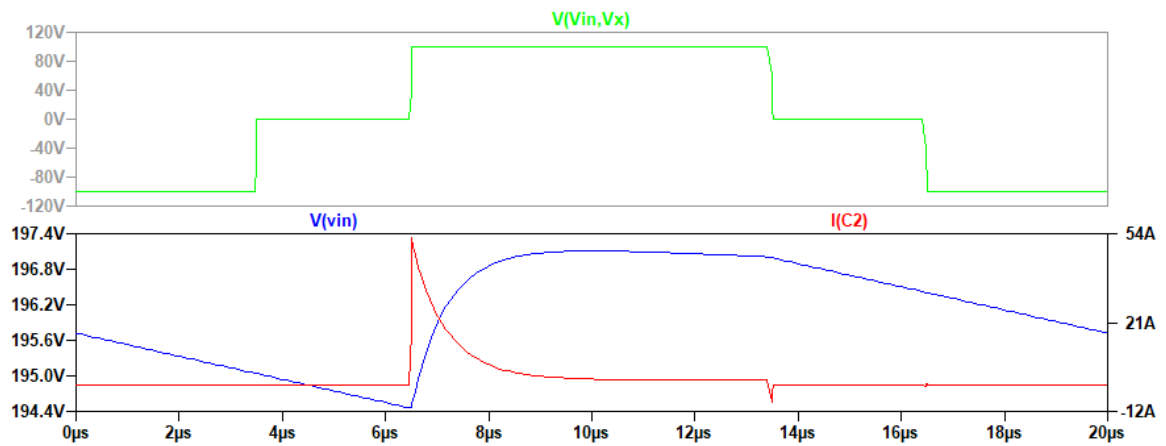
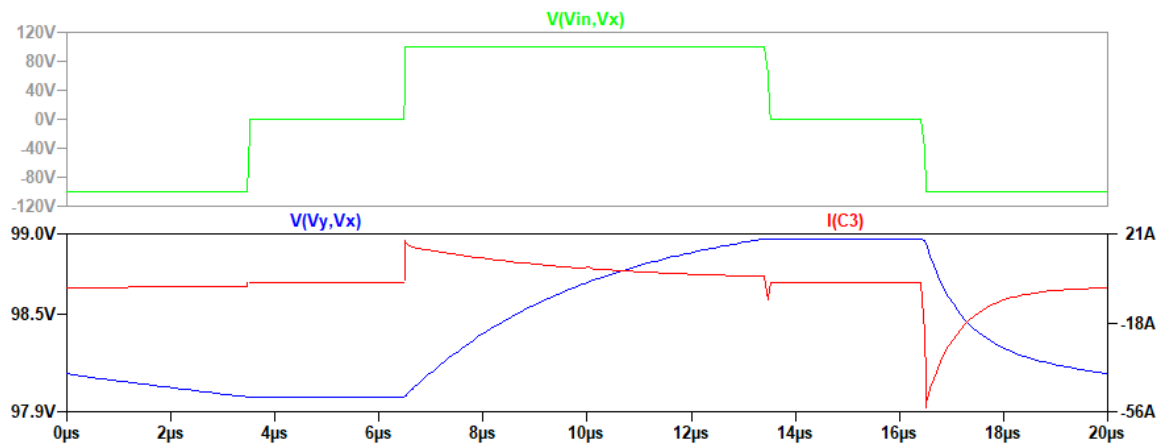


Figura 56 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor  $C_3$  durante um ciclo completo.



Como o circuito equivalente da Figura 23a possui a carga em paralelo, há uma constante sendo somada à equação da corrente, esta constante é calculada da seguinte forma a partir da Equação 28:

$$I_{D_{4expmed}} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_{4exp}}(t) dt = 1,85 A \quad (106)$$

Como resultado,

$$I_{D_{4expmed}} + cte \cdot D = I_o \therefore cte = \frac{2,50 - 1,85}{0,35} = 1,85 A \quad (107)$$

Em decorrência disso, a Equação 108 resume  $i_{D_4}(t)$ :

$$I_{D_4}(t) = 56,03 \cdot e^{-\left(\frac{65,5m}{160} + 1\right)t} + 1,85 \quad (108)$$

Para  $i_{D_2}(t)$ , como a sua condução ocorre somente no ciclo positivo em um circuito RC, logo a referência dessa dedução segue conforme a Equação 24:

$$i_{D_2}(t) = 19,69 \cdot e^{-\frac{t}{65,5m \cdot 50,25\mu}} \quad (109)$$

Com base nas Figuras 57 e 58 observa-se que ao longo de um ciclo completo,  $D_2$  e  $D_4$  conduzem somente durante 35% do tempo, portanto se conclui que:

$$I_{D_{4rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_4}(t)^2 dt} = 7,72 A \quad (110)$$

$$I_{D_{4med}} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_4}(t) dt = 2,49 A \quad (111)$$

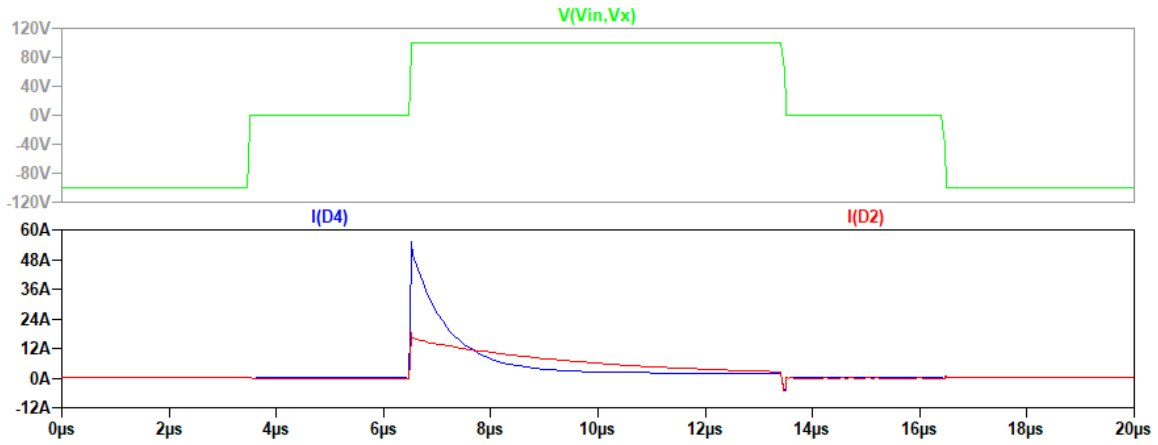
$$I_{D_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_2}(t)^2 dt} = 5,20 A \quad (112)$$

$$I_{D_{2med}} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_2}(t) dt = 2,60 A \quad (113)$$

Os cálculos para os diodos  $D_1$  e  $D_3$  se dão de forma análoga, com a única ressalva que estes diodos conduzem somente no ciclo negativo, porém obedecendo exatamente os mesmos parâmetros. Para a obtenção de  $i_{C_4}(t)$ , como este capacitor conduz durante os ciclos positivos e negativos, sendo igual à  $i_{D_4}(t)$  quando a tensão de entrada é positiva e igual à  $i_{D_3}(t)$  quando a tensão de entrada é negativa, e como a obtenção de  $i_{D_3}(t)$  se dá de forma análoga ao cálculo de  $i_{D_2}(t)$ , portanto:

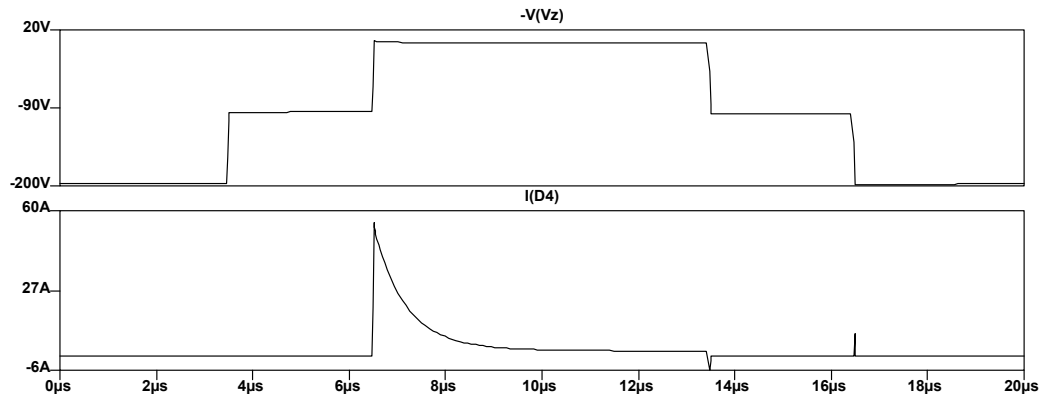
$$I_{C_{4rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_4}(t)^2 dt + \int_0^{7\mu} -i_{D_3}(t)^2 dt \right]} = 9,30 A \quad (114)$$

Figura 57 – Formas de onda das correntes que passam pelos diodos  $D_2$  e  $D_4$  em um ciclo completo do quadruplicador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 58 – Tensão e corrente no diodo  $D_4$  do circuito quadruplicador.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O comportamento de  $i_{C_4}(t)$  pode ser visualizado na Figura 54. Para obter  $i_{C_2}(t)$  é necessário observar que  $C_2$  conduz o tempo inteiro, mas havendo a sua carga somente no ciclo positivo, portanto é possível concluir que  $i_{C_2}(t) = i_{D_4}(t) - i_o(t)$ :

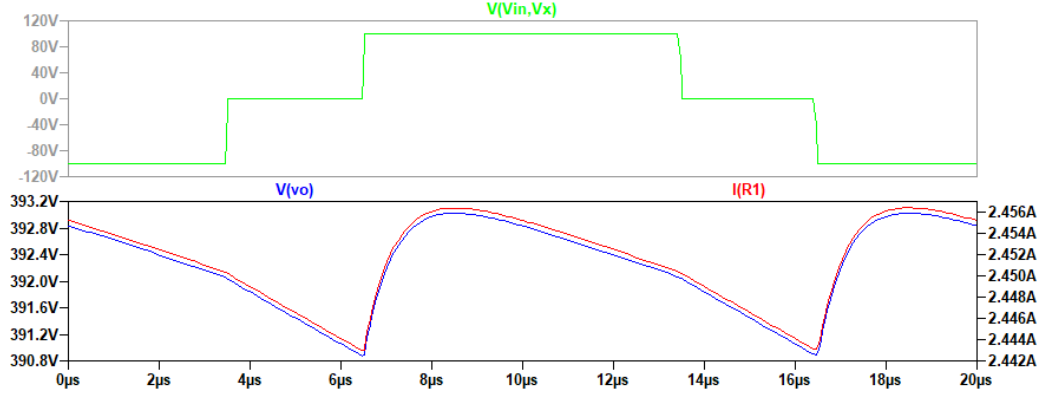
$$I_{C_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_4}(t)^2 dt - \int_0^{20\mu} i_o(t)^2 dt \right]} = 7,31 \text{ A} \quad (115)$$

Com os dados obtidos teoricamente e os comparando com as simulações, é possível verificar que a modelagem está bem próxima das curvas encontradas em simulação, o que valida os cálculos anteriores. Além disso, é viável citar que a obtenção de  $C_1$  e  $C_3$  se dá de forma similar, uma vez que são equivalentes dos capacitores aqui estudados, só que para o semiciclo negativo.

A partir destas observações verifica-se o comportamento da carga na Figura 59. Verifica-se que a tensão de saída é amplificada, atingindo um valor médio aproximado de  $V_o \approx 400 \text{ V}$  mantendo uma corrente média de aproximadamente  $I_o \approx 2,50 \text{ A}$ , exatamente como consta no projeto inicial do circuito. Além disso, observa-se que a ondulação de tensão manteve-se dentro

do previsto ( $\Delta V_{osimul} = 0,55\%$  e  $\Delta V_{oteorico} = 1\%$ ). Além disso, na Figura 59 também nota-se que, este circuito faz com que  $f_o = 2 \cdot f_{in}$ .

Figura 59 – Tensão e corrente na saída do circuito quadruplicador monofásico.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A partir dos dados obtidos, define-se o *MUR860* como sendo o diodo ideal para operar esta topologia. Com base nos valores obtidos nesta seção calcula-se as perdas conforme abaixo. Para o diodo  $D_2$ :

$$P_{D2on} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D2max} - V_{To}) \cdot I_{D2med} \cdot tr_{D2} \cdot f_s = 0,62 \text{ W} \quad (116)$$

$$P_{D2off} = Q_{rr} \cdot V_{D2max} \cdot f_s = 2,00 \text{ W} \quad (117)$$

$$P_{D2cond} = (V_{To} \cdot I_{D2med}) + (R_D \cdot I_{D2rms}^2) = 4,27 \text{ W} \quad (118)$$

$$P_{D2tot} = P_{D2cond} + P_{D2off} + P_{D2on} = 6,89 \text{ W} \quad (119)$$

Para o diodo  $D_4$ :

$$P_{D4on} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D4max} - V_{To}) \cdot I_{D4med} \cdot tr_{D4} \cdot f_s = 0,62 \text{ W} \quad (120)$$

$$P_{D4off} = Q_{rr} \cdot V_{D4max} \cdot f_s = 2,00 \text{ W} \quad (121)$$

$$P_{D4cond} = (V_{To} \cdot I_{D4med}) + (R_D \cdot I_{D4rms}^2) = 6,40 \text{ W} \quad (122)$$

$$P_{D4tot} = P_{D4cond} + P_{D4off} + P_{D4on} = 9,01 \text{ W} \quad (123)$$

Com base nas simulações e nos cálculos teóricos desenvolvidos nesta seção, apresenta-se a Tabela 4 comparando os resultados para este circuito.

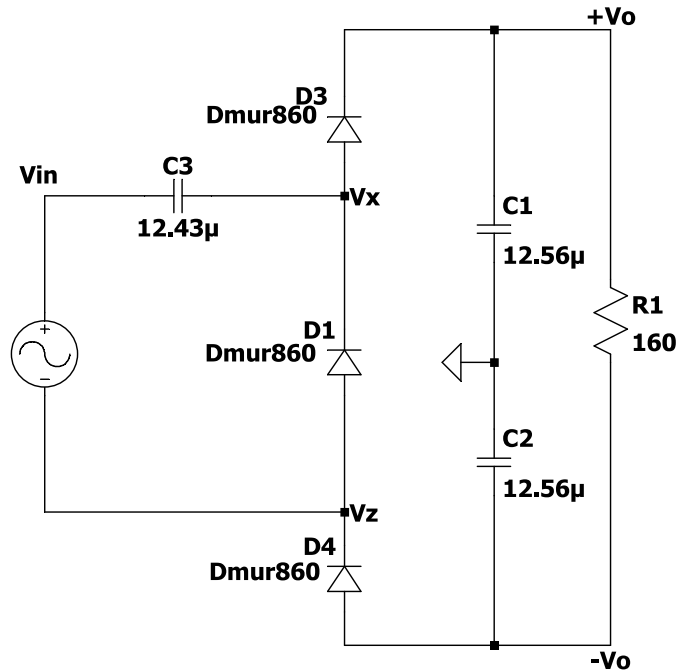
Tabela 4 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito quadruplicador.

|                 | Simulação | Teórico  | Erro Relativo (%) |
|-----------------|-----------|----------|-------------------|
| $V_{omed}$ [V]  | 392,30    | 400,00   | 1,9               |
| $V_{C2med}$ [V] | 196,12    | 197,10   | 0,5               |
| $V_{C4med}$ [V] | 98,50     | 98,79    | 0,3               |
| $V_{D4pk}$ [V]  | 197,02    | 200      | 1,5               |
| $I_{D4pk}$ [A]  | 55,25     | 56,03    | 1,4               |
| $I_{D2pk}$ [A]  | 18,40     | 19,69    | 6,6               |
| $I_{omed}$ [A]  | 2,45      | 2,50     | 1,9               |
| $I_{C2rms}$ [A] | 6,90      | 7,31     | 5,6               |
| $I_{C4rms}$ [A] | 8,75      | 9,30     | 5,9               |
| $I_{D2med}$ [A] | 2,50      | 2,60     | 3,8               |
| $I_{D2rms}$ [A] | 4,82      | 5,20     | 7,3               |
| $I_{D4med}$ [A] | 2,48      | 2,49     | 0,4               |
| $I_{D4rms}$ [A] | 7,35      | 7,72     | 4,8               |
| $P_o$ [W]       | 965       | 1.000,00 | 3,5               |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3.1.4 RETIFICADOR DOBRADOR DE *GREINACHER*

Com base no circuito apresentado na Figura 60, obtém-se os resultados discutidos a seguir.

Figura 60 – Dobrador de *Greinacher* projetado para as simulações.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para o projeto deste dobrador é importante ressaltar que as mesmas deduções feitas anteriormente para a corrente, potência e tensão de saída permanecem as mesmas. Para projetar

a topologia, inicialmente calcula-se as capacitâncias do circuito, portanto:

$$C_{eq4} = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{min}^2)} = \frac{1k}{50k \cdot (400^2 - 396^2)} = 6,28 \mu F \quad (124)$$

Como  $C_1$  e  $C_2$  estão em série, logo:

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot C_{eq4} \rightarrow C_1 = C_2 = 12,56 \mu F \quad (125)$$

Como deseja-se ondulação  $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 1\%$  na saída, portanto segue abaixo a análise necessária para o cálculo de  $C_3$ :

$$\begin{aligned} t = 0 &\rightarrow V_{C1} = V_{pk} \\ t = 20\mu s &\rightarrow V_{C1} = 0,99V_{pk} \end{aligned} \quad (126)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} 0,99 \cdot V_{pk} &= V_{pk} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \\ 0,99 \cdot V_{pk} &= V_{pk} \cdot e^{-\frac{20\mu}{RC}} \end{aligned} \quad (127)$$

$$\ln(0,99) = \frac{-20\mu}{RC} \rightarrow RC = \frac{-20\mu}{\ln(0,99)} = 1,99ms \therefore C_3 = 12,43 \mu F \quad (128)$$

A partir da Figura 26a é possível notar que  $V_{D3} + V_{C1} + V_{C2} + V_{D4} - V_{in} + V_{C3} = 0$ . Para se chegar no valor de pico de  $i_{C3}(t)$ , é preciso efetuar os seguintes cálculos abaixo:

$$\tau = RC = 65,5m \cdot 12,43\mu = 814,16 ns \quad (129)$$

Considerando que a carga total ocorre em  $5\tau$ :

$$\frac{T}{5 \cdot \tau} = \frac{20\mu}{5 \cdot 814,16n} = 4,91 \quad (130)$$

Portanto, a aproximação da corrente média de  $D_3$  para o circuito da Figura 23a durante o período de  $5\tau$  é:

$$I_{D_{3med}} = 2,5 \cdot 4,91 = 12,28 A \quad (131)$$

Ao comparar o resultado da equação acima, conclui-se que a aproximação é válida uma vez que o valor simulado obtido é de  $I_{D_{3med}} = 10,68 A$ . Com estes dados, torna-se possível efetuar a aproximação de  $V_D$  para este período:

$$V_D = V_{To} + R_D \cdot I_{D_{3med}} = 0,514 + 65,5m \cdot 12,28 \approx 1,31 V \quad (132)$$

A aproximação mostrada pela Equação 132 é válida, uma vez que, por simulação para o mesmo período,  $V_D = 1,63 V$ . A partir de  $V_D$  e da Equação 65, é possível calcular  $V_{C_{3med}}$  conforme abaixo:

$$V_{C3med} = \frac{V_{in} - V_D}{1,005} = \frac{200 - 1,31}{1,005} = 197,70 \text{ V} \quad (133)$$

Desta forma calcula-se o valor médio de  $v_{C1}(t)$  e  $v_{C2}(t)$ :

$$V_{C1med} = V_{C2med} = \frac{V_{in} + V_{C3med} - V_{D3} - V_{D4}}{2 \cdot 1,005} = 196,55 \text{ V} \quad (134)$$

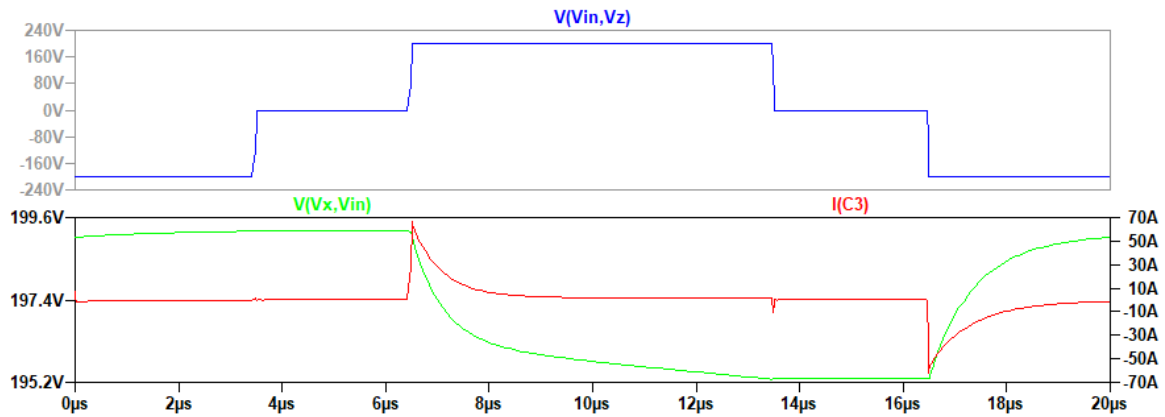
Considerando que durante o semiciclo positivo  $C_3$  descarrega a partir do seu máximo, como pode ser visto na Figura 61 e que  $C_1$  e  $C_2$  carregam a partir do seu mínimo, tal qual é mostrado na Figura 62, portanto é possível concluir que  $V_{D3} + V_{C1min} + V_{C2min} + V_{D4} - V_{in} + V_{C3max} = 0$ , por consequência:

$$I_{D3pk} = I_{D4pk} = \frac{200 - 194,58 - 194,58 + 199,67 - 0,514 - 0,514}{2 \cdot 65,5m} = 72,38 \text{ A} \quad (135)$$

Para calcular o pico de  $i_{D1}(t)$  durante o semiciclo negativo mostrado pela Figura 26c é feito de forma bastante semelhante. Considerando que durante esta etapa  $C3$  atinge o seu momento de vale e (conforme pode ser visto na Figura 61), por consequência, inicia o processo de carga:

$$I_{D1pk} = \frac{V_{in} + V_{C3min} - V_{To}}{R_D} = 57,80 \text{ A} \quad (136)$$

Figura 61 – Comportamento da corrente e tensão do capacitor  $C_3$  durante um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com base nas equações anteriores, se possibilita obter as fórmulas de  $i_{D4}(t)$  e  $i_{D1}(t)$ . Como na Figura 26a, os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  se encontram em série, por consequente:

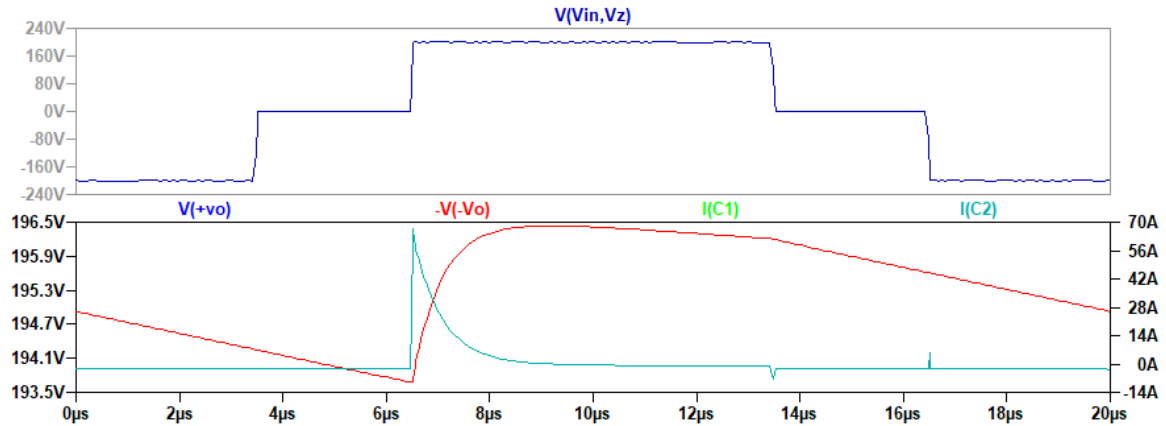
$$C_{eq5} = \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{12,56\mu} + \frac{1}{12,56\mu} + \frac{1}{12,43\mu} \right)^{-1} = 4,17 \mu F \quad (137)$$

Como as resistências de  $D_3$  e  $D_4$  estão em série, desta forma:

$$R_{eq} = R_{D3} + R_{D4} = 0,131 \Omega \quad (138)$$

Portanto, conforme a Equação 8, é possível calcular a parte exponencial de  $i_{D4}(t)$ :

Figura 62 – Comportamento da corrente e tensão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  durante um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$i_{D4exp}(t) = 72,38 \cdot e^{\frac{-(\frac{0,131}{160} + 1)}{0,131 \cdot 4,17\mu} t} \quad (139)$$

Como o circuito equivalente da Figura 26a possui a carga em paralelo, há uma constante sendo somada à equação da corrente, portanto, a partir da Equação 28 observa-se que:

$$I_{D4expmed} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D4exp}(t) dt = 1,97 \text{ A} \quad (140)$$

Como resultado,

$$I_{D4expmed} + cte \cdot D = I_o \therefore cte = \frac{2,5 - 1,97}{0,35} = 1,514 \text{ A} \quad (141)$$

Em decorrência disso, a Equação 142 resume  $i_{D4}(t)$ :

$$i_{D4}(t) = 72,38 \cdot e^{\frac{-(\frac{0,131}{160} + 1)}{0,131 \cdot 4,17\mu} t} + 1,514 \quad (142)$$

Para  $i_{D1}(t)$ , como a sua condução ocorre somente no ciclo negativo, sendo um circuito RC, logo a referência dessa dedução é a Equação 24:

$$i_{D1}(t) = 57,80 \cdot e^{-\frac{t}{0,0655 \cdot 12,43\mu}} \quad (143)$$

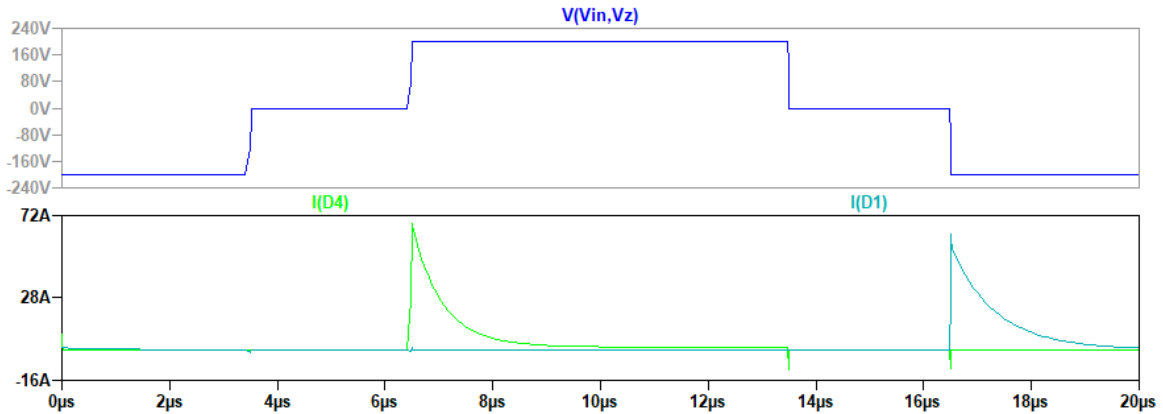
Com base nas Figuras 63 e 64 visualiza-se que ao longo de um ciclo completo,  $D_1$  e  $D_4$  conduzem somente durante  $t_c = 7 \mu s$ . É importante frisar que  $I_{D3} = I_{D4}$ :

$$I_{D4rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D4}(t)^2 dt} = 8,84 \text{ A} \quad (144)$$

$$I_{D4med} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D4}(t) dt = 2,50 \text{ A} \quad (145)$$

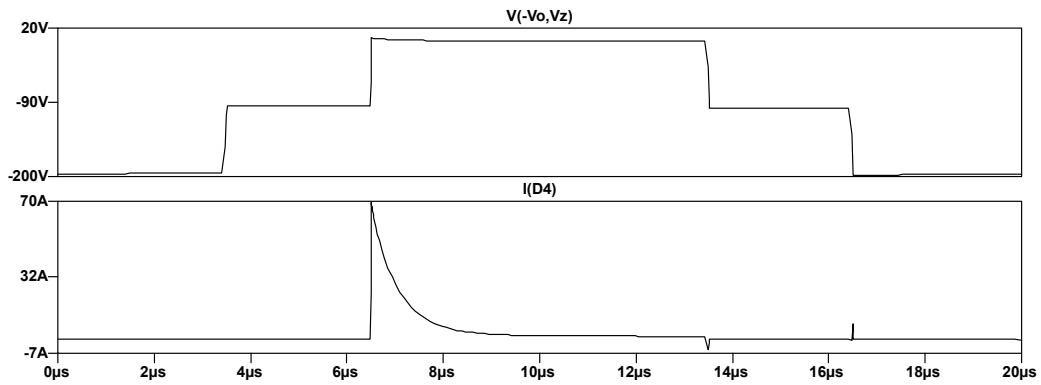
$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D1}(t)^2 dt} = 8,25 \text{ A} \quad (146)$$

Figura 63 – Operação das correntes que passam pelos diodos  $D_1$  e  $D_4$  em um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 64 – Formas de onda da tensão e corrente no diodo  $D_4$  do dobrador de *Greinacher*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$I_{D_{1med}} = \frac{1}{20\mu} \int_0^{7\mu} i_{D_1}(t) dt = 2,35 \text{ A} \quad (147)$$

Para a obtenção de  $i_{C_3}(t)$ , como este capacitor conduz durante os ciclos positivos e negativos, sendo igual à  $i_{D_4}(t)$  quando a tensão de entrada é positiva e igual à  $i_{D_1}(t)$  quando a tensão de entrada é negativa, portanto:

$$I_{C_{3rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_4}(t)^2 dt + \int_0^{7\mu} -i_{D_1}(t)^2 dt \right]} = 12,09 \text{ A} \quad (148)$$

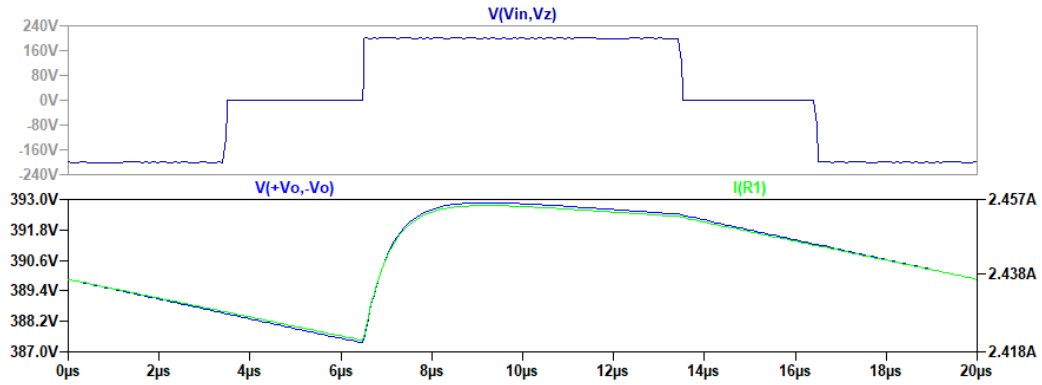
O comportamento de  $i_{C_3}(t)$  pode ser visualizado na Figura 61. Para obter  $i_{C_2}(t)$  é necessário observar que  $C_2$  conduz o tempo inteiro, mas havendo a sua carga somente no ciclo positivo, portanto é viável concluir que  $i_{C_2}(t) = i_{D_4}(t) - i_o(t)$ . É viável citar que a obtenção de  $C_1$  se dá de forma similar.

$$I_{C_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{7\mu} i_{D_4}(t)^2 dt - \int_0^{20\mu} i_o(t)^2 dt \right]} = 8,48 \text{ A} \quad (149)$$

Com os dados obtidos teoricamente e os comparando com as simulações, é possível verificar que a modelagem feita está bem próxima das curvas encontradas em simulação, o que valida os cálculos anteriores.

Na Figura 65 é viável visualizar o comportamento da tensão e corrente na saída do circuito dobrador desta seção. Verifica-se que a ondulação de tensão está de acordo com o projetado ( $\Delta V_{osimul} = 0,8\%$  e  $\Delta V_{oteorico} = 1\%$ ). Além disso, vale citar que para esta topologia os esforços de tensão sobre os diodos são duas vezes menores, uma vez que a tensão máxima dos mesmos é de 200V e não de 400V, como apresentado nos dobradores convencional e de *Villard*. É válido observar que a frequência da saída desse circuito obedece a relação  $f_o = f_{in}$ .

Figura 65 – Formas dos sinais de tensão e corrente nos terminais de saída do dobrador de *Greinacher*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A partir da tensão máxima sobre o diodo, a sua corrente média, o pico repetitivo e não-repetitivo de corrente, define-se o *MUR860* como sendo o diodo ideal, uma vez que as especificações anteriormente mencionadas na seção referente ao dobrador convencional atendem também aos esforços de tensão e corrente apresentados pelo dobrador de *Greinacher*. Com base nos dados finais para este dobrador efetua-se o cálculo das perdas conforme abaixo. Para o diodo  $D_1$ :

$$P_{D1_{on}} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D1_{max}} - V_{To}) \cdot I_{D1_{med}} \cdot tr_{D1} \cdot f_s = 0,58 \text{ W} \quad (150)$$

$$P_{D1_{off}} = Q_{rr} \cdot V_{D1_{max}} \cdot f_s = 2,00 \text{ W} \quad (151)$$

$$P_{D1_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D1_{med}}) + (R_D \cdot I_{D1_{rms}}^2) = 6,80 \text{ W} \quad (152)$$

$$P_{D1_{tot}} = P_{D1_{cond}} + P_{D1_{off}} + P_{D1_{on}} = 9,39 \text{ W} \quad (153)$$

Para o diodo  $D_4$ :

$$P_{D4_{on}} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D4_{max}} - V_{To}) \cdot I_{D4_{med}} \cdot tr_{D4} \cdot f_s = 0,62 \text{ W} \quad (154)$$

$$P_{D4_{off}} = Q_{rr} \cdot V_{D4_{max}} \cdot f_s = 2,00 \text{ W} \quad (155)$$

$$P_{D4_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D4_{med}}) + (R_D \cdot I_{D4_{rms}}^2) = 7,62 \text{ W} \quad (156)$$

$$P_{D4_{tot}} = P_{D4_{cond}} + P_{D4_{off}} + P_{D4_{on}} = 10,24 \text{ W} \quad (157)$$

A partir das simulações e dos cálculos teóricos obtidos, gera-se a Tabela 5 comparando todos os resultados simulados e teóricos.

Tabela 5 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de *Greinacher*.

|                    | Simulação | Teórico  | Erro Relativo (%) |
|--------------------|-----------|----------|-------------------|
| $V_{o_{med}} [V]$  | 390,73    | 400,00   | 2,3               |
| $V_{D_{4pk}} [V]$  | 195,87    | 200,00   | 2,1               |
| $V_{C_{2med}} [V]$ | 195,36    | 196,55   | 0,6               |
| $V_{C_{3med}} [V]$ | 196,20    | 197,70   | 0,8               |
| $V_{C_{1min}} [V]$ | 193,67    | 194,58   | 0,5               |
| $I_{D_{4pk}} [A]$  | 69,50     | 72,38    | 4,0               |
| $I_{D_{1pk}} [A]$  | 59,97     | 57,80    | 3,8               |
| $I_{o_{med}} [A]$  | 2,44      | 2,50     | 2,4               |
| $I_{C_{2rms}} [A]$ | 7,90      | 8,48     | 6,8               |
| $I_{C_{3rms}} [A]$ | 11,66     | 12,09    | 3,6               |
| $I_{D_{1med}} [A]$ | 2,45      | 2,35     | 4,3               |
| $I_{D_{1rms}} [A]$ | 8,15      | 8,25     | 1,2               |
| $I_{D_{4med}} [A]$ | 2,46      | 2,50     | 1,6               |
| $I_{D_{4rms}} [A]$ | 8,27      | 8,84     | 6,4               |
| $P_o [W]$          | 955,00    | 1.000,00 | 4,5               |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3.2 RETIFICADORES MONOFÁSICOS DOBRADORES DE CORRENTE

Nesta seção estão presentes os cálculos teóricos e as simulações referentes às topologias retificadoras e dobradoras de corrente.

#### 3.2.1 RETIFICADOR COM FILTRO INDUTIVO NA SAÍDA

Antes de seguir com o projeto da topologia dobradora de corrente, é interessante abordar o retificador com filtro indutivo. Para a obtenção dos resultados simulados é utilizado o circuito da Figura 66. Para este circuito deseja-se retificar a tensão de saída mantendo a mesma razão cíclica da onda de entrada mostrada na Figura 34, no entanto, para circuitos com saída em corrente é necessário pontuar uma especificação diferente dos conversores de tensão, isso se deve ao fato de que os dobradores de corrente geralmente são aplicados às cargas com correntes elevadas e baixa tensão, ao contrário dos dobradores de tensão, que visam tensão elevada e baixa corrente. Ao manter a mesma potência de saída dos circuitos anteriores ( $P_o = 1 \text{ kW}$ ) e estabelecendo  $V_o = 12 \text{ V}$  (a fim de possibilitar a comparação com o dobrador projetado na sequência), é possível obter:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{12} = 83,33 \text{ A} \rightarrow R_o = \frac{12^2}{1000} = 144 \text{ m}\Omega \quad (158)$$

Com isso calcula-se a ondulação esperada:

$$I_{o_{ond}} = 0,2 \cdot I_o = 16,66 \text{ A} \quad (159)$$

Como pode ser visto na Figura 67, o comportamento da saída é triangular, portanto:

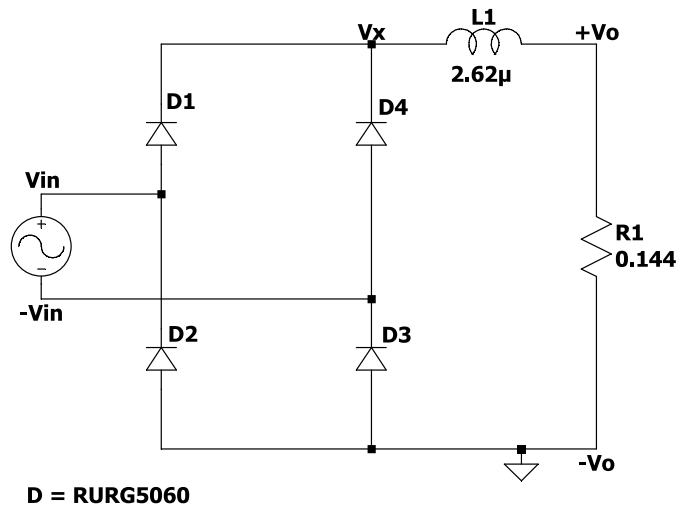
$$I_{omed} = I_o - \frac{I_{ond}}{2} = 83,33 - \frac{16,66}{2} = 75,00 \text{ A} \quad (160)$$

$$I_{omin} = I_{omed} - \frac{I_{ond}}{2} = 75,00 - \frac{16,66}{2} = 66,67 \text{ A} \quad (161)$$

$$I_{orms} = \sqrt{\frac{I_o^2 + I_o \cdot I_{omin} + I_{omin}^2}{3}} = 75,15 \text{ A} \quad (162)$$

Uma vez que o indutor se encontra em série com a carga resistiva – conforme é possível visualizar nas Figuras 28 e 29 –, portanto os limites mínimos e máximos de oscilação se comportam de acordo com os calculados acima para  $i_o(t)$ , portanto,  $i_o(t) = i_{L_1}(t)$ . Na Figura 67 verifica-se como o indutor  $L_1$  se comporta ao longo de um período.

Figura 66 – Circuito retificador com filtro indutivo na saída simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Levando em conta que os diodos não são ideais, portanto torna-se necessário considerar a queda de tensão dos mesmos, logo:

$$V_D = V_{T_o} + R_S \cdot I_o = 0,608 + 0,0271 \cdot 83,33 = 2,50 \text{ V} \quad (163)$$

Desta forma, seguindo a partir da fórmula do ganho estático do circuito, calcula-se  $V_{in}$ :

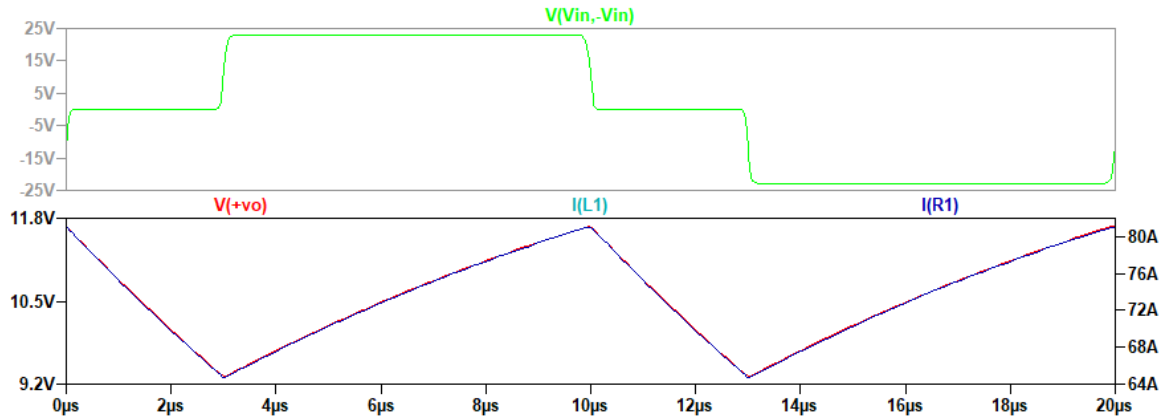
$$\frac{V_o}{V_{in} - n \cdot V_D} = 2 \cdot D \rightarrow V_{in} = \frac{V_o}{2 \cdot D} + n \cdot V_D = \frac{12}{2 \cdot 0,35} + 2 \cdot 2,50 = 22,86 \text{ V} \quad (164)$$

A partir da Equação 31 é possível obter a indutância  $L_1$  do circuito:

$$L_1 = -\frac{0,144 \cdot (10\mu - 3\mu)}{\ln\left(\frac{83,33 - \frac{22,86 - (2 \cdot 2,50)}{0,144}}{66,67 - \frac{22,86 - (2 \cdot 2,50)}{0,144}}\right)} = 2,63 \mu\text{H} \quad (165)$$

Para calcular  $i_{D_1}(t)$  é preciso levar em conta algumas especificações relativas ao comportamento deste diodo em um ciclo completo. Para o semiciclo positivo, conforme pode ser visto

Figura 67 – Formas de onda da corrente no indutor  $L_1$  e da corrente e tensão de saída do retificador com filtro indutivo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

na Figura 29a, o diodo  $D_1$  entra em condução seguindo exatamente a mesma corrente da carga e do indutor. Durante a etapa em que  $V_{in} = 0$  V, percebe-se, a partir da Figura 29b, que os ramos em que ficam os diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  passam por um divisor de corrente, fazendo com que a corrente oscile entre  $\frac{I_{omax}}{2}$  a  $\frac{I_{omin}}{2}$ . Finalmente, para o semiciclo negativo – conforme a Figura 29c –, o diodo  $D_1$  bloqueia e sua corrente é nula. Esta mesma relação vale para o diodo  $D_3$ , o qual conduz seguindo exatamente os mesmos princípios de  $D_1$ . Para  $D_2$  e  $D_4$  o cálculo segue de forma similar. Na Figura 68 é possível visualizar o comportamento de  $i_{D_1}(t)$ .

Como apontado acima, para a primeira etapa de  $V_{in} = 0$  V vista na Figura 68, verifica-se um divisor da corrente de saída, desta forma, ao longo de 0 a  $3 \mu s$ , é viável obter a reta a seguir, onde  $m_3$  trata-se do coeficiente angular da reta  $f_3(t)$  para esta primeira etapa:

$$m_3 = \frac{\frac{66,67}{2} - \frac{83,33}{2}}{3\mu - 0} = -2,77 \cdot 10^6 \quad (166)$$

$$f_3(t) = -2,77 \cdot 10^6 t + b \rightarrow 33,34 = -2,77 \cdot 10^6 \cdot 3\mu + b \quad (167)$$

Logo,

$$f_3(t) = -2,77 \cdot 10^6 t + 41,65 \quad (168)$$

De forma análoga, durante o ciclo positivo visto na Figura 68,  $D_1$  também se comporta de forma linear, desta vez, seguindo a mesma corrente da saída durante o período de  $3 \mu s$  a  $10 \mu s$ , onde  $m_4$  trata-se do coeficiente angular da reta  $f_4(t)$  para esta etapa:

$$m_4 = \frac{83,33 - 66,67}{10\mu - 3\mu} = 2,38 \cdot 10^6 \quad (169)$$

$$f_4(t) = 2,38 \cdot 10^6 t + b \rightarrow 83,33 = 2,38 \cdot 10^6 \cdot 10\mu + b \quad (170)$$

Portanto,

$$f_4(t) = 2,38 \cdot 10^6 t + 59,53 \quad (171)$$

Para a segunda etapa em que  $V_{in} = 0$  V – conforme pode ser visto na Figura 68, isto é, durante  $10 \mu s$  a  $13 \mu s$ , obtém-se a reta abaixo, onde  $m_5$  trata-se do coeficiente angular da reta  $f_5(t)$  para esta etapa:

$$m_5 = \frac{\frac{66,67}{2} - \frac{83,33}{2}}{13\mu - 10\mu} = -2,77 \cdot 10^6 \quad (172)$$

$$f_5(t) = -2,77 \cdot 10^6 t + b \rightarrow 33,34 = -2,77 \cdot 10^6 \cdot 13\mu + b \quad (173)$$

Deste modo,

$$f_5(t) = -2,77 \cdot 10^6 t + 69,35 \quad (174)$$

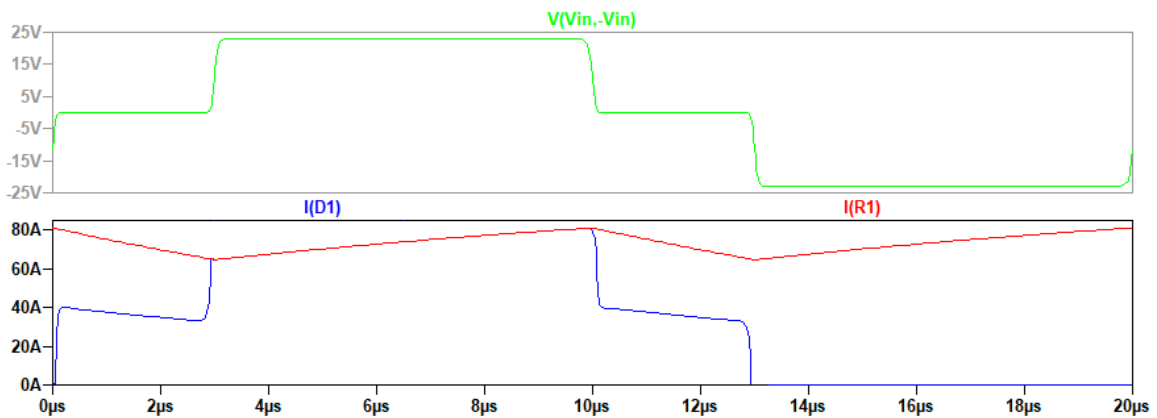
A partir desta aproximação calcula-se os valores médio e eficaz de  $i_{D1}(t)$ :

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{3\mu} f_3(t)^2 dt + \int_{3\mu}^{10\mu} f_4(t)^2 dt + \int_{10\mu}^{13\mu} f_5(t)^2 dt \right]} = 48,99 \text{ A} \quad (175)$$

$$I_{D1med} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{3\mu} f_3(t) dt + \int_{3\mu}^{10\mu} f_4(t) dt + \int_{10\mu}^{13\mu} f_5(t) dt \right] = 36,86 \text{ A} \quad (176)$$

Na Figura 68 é possível verificar o comportamento do diodo  $D_1$ , seguindo exatamente o modelo matemático calculado acima.

Figura 68 – Corrente no diodo  $D_1$  para o circuito retificador com indutância na saída.



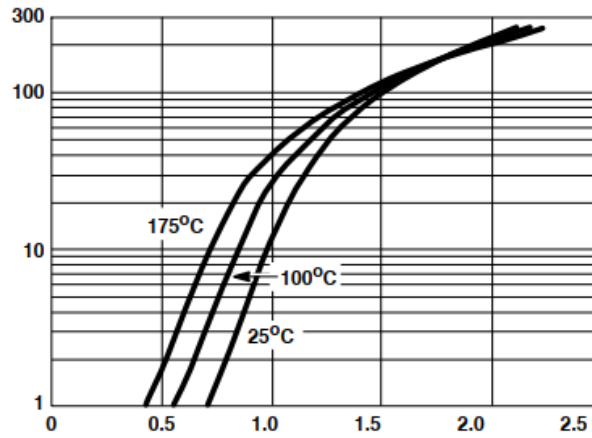
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com base nos cálculos teóricos e simulados feitos para o circuito, opta-se pelo diodo *RURG5060* para este retificador, uma vez que os valores do circuito se encontram dentro das especificações deste diodo. Seguem abaixo as informações pertinentes ao *RURG5060*:

- Tensão máxima de bloqueio:  $V_{RRM} = 600$  V
- Corrente média:  $I_F = 50$  A

- Pico de corrente:  $I_{FSM} = 500 \text{ A}$
- Tempo de recuperação reversa:  $tr_{D1} = 47 \text{ ns}$
- Carga de recuperação reversa:  $Q_{rr} = 200 \text{ nC}$
- Temperatura máxima de junção:  $T_{Jmax} = 175 \text{ }^{\circ}\text{C}$
- Resistência térmica junção-encapsulamento:  $R_{JCs} = 0,4 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$

Figura 69 – Relação corrente x tensão do diodo RURG5060.



Fonte: (ONSEMI, 2020)

Deste modo, a partir das informações acima efetua-se o cálculo das perdas conforme abaixo.

$$P_{D1_{on}} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D1_{max}} - V_{To}) \cdot I_{D1_{med}} \cdot tr_{D1} \cdot f_s = 0,85 \text{ W} \quad (177)$$

$$P_{D1_{off}} = Q_{rr} \cdot V_{D1_{max}} \cdot f_s = 0,20 \text{ W} \quad (178)$$

$$P_{D1_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D1_{med}}) + (R_D \cdot I_{D1_{rms}}^2) = 87,45 \text{ W} \quad (179)$$

$$P_{D1_{tot}} = P_{D1_{cond}} + P_{D1_{off}} + P_{D1_{on}} = 88,51 \text{ W} \quad (180)$$

A partir dos resultados obtidos é possível gerar a Tabela 6 a seguir.

Tabela 6 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito retificador com filtro indutivo na saída.

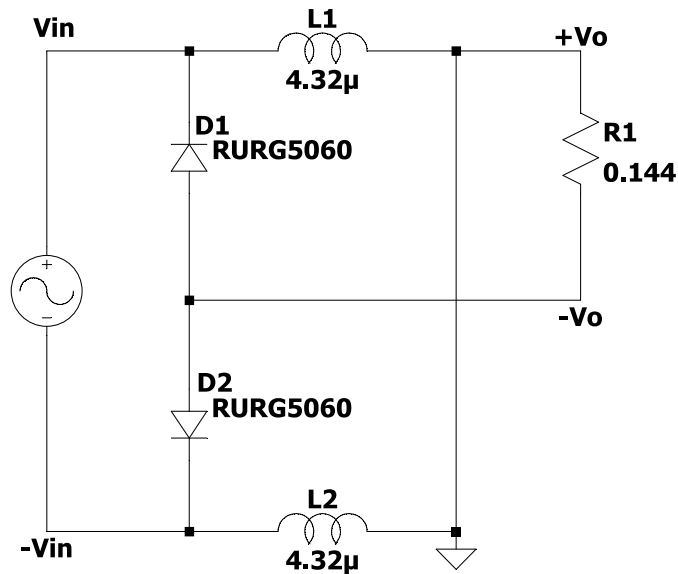
|                 | Simulação | Teórico  | Erro Relativo (%) |
|-----------------|-----------|----------|-------------------|
| $V_o [V]$       | 11,66     | 12,00    | 2,8               |
| $V_{D1pk} [V]$  | 20,11     | 20,36    | 1,2               |
| $I_{Orms} [A]$  | 73,48     | 75,15    | 2,2               |
| $I_{Omax} [A]$  | 80,97     | 83,33    | 2,8               |
| $I_{Omin} [A]$  | 64,80     | 66,67    | 2,8               |
| $I_{Omed} [A]$  | 73,33     | 75,00    | 2,2               |
| $I_{L1rms} [A]$ | 73,48     | 75,15    | 2,2               |
| $I_{L1med} [A]$ | 73,33     | 75,00    | 2,2               |
| $I_{D1pk} [A]$  | 80,97     | 83,33    | 2,8               |
| $I_{D1med} [A]$ | 36,68     | 36,86    | 0,5               |
| $I_{D1rms} [A]$ | 48,35     | 48,99    | 1,3               |
| $P_o [W]$       | 944,00    | 1.000,00 | 5,6               |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3.2.2 RETIFICADOR DOBRADOR DE CORRENTE CONVENCIONAL

Com base nas Equações 158 e 163 já calculadas para o retificador, é possível obter alguns parâmetros do circuito da Figura 70, o qual é utilizado para as simulações descritas abaixo.

Figura 70 – Circuito retificador dobrador de corrente convencional simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Como para este circuito deseja-se amplificar a corrente de saída com a diminuição da tensão de saída, portanto, para calcular a tensão de entrada, primeiramente é necessário apontar uma tensão de saída (neste caso  $V_o = 12 \text{ V}$ ). Portanto, a partir da Equação 36, calcula-se a tensão considerando, porém, a queda de tensão nos diodos a partir do ganho estático do circuito:

$$V_o = D \cdot (V_{in} - n \cdot V_D) \rightarrow 12 = 0,35(V_{in} - 2 \cdot 2,50) \therefore V_{in} = 40,00 \text{ V} \quad (181)$$

Como, ao comparar o dobrador com o retificador, é mantida a mesma carga, tensão, corrente e potência de saída e a ondulação se mantém em  $\Delta I_o = 20\%$ , portanto as correntes  $I_{omed}$ ,  $I_{omax}$ ,  $I_{omin}$  e  $I_{orms}$  se mantêm as mesmas calculadas anteriormente.

Levando em consideração que  $L = L_1 = L_2$ , portanto:

$$I_{ond} = \frac{(1-2D)V_o}{Lf} \rightarrow L = \frac{(1-2 \cdot 0,35) \cdot 12}{16,66 \cdot 50k} = 4,32 \mu H \quad (182)$$

Com estes dados já se torna possível calcular os limites inferior e superior da corrente  $i_{in}(t)$ :

$$I_{in,pk} = \frac{I_{omax}}{2} + \frac{(V_{in} - V_D) - V_o}{2L} DT = 59,71 A \quad (183)$$

$$I_{in,min} = \frac{I_{omin}}{2} - \frac{(V_{in} - V_D) - V_o}{2L} DT = 15,28 A \quad (184)$$

A partir das Figuras 32c e 33, nota-se que  $I_{in,max} = I_{L2max}$  e  $I_{in,min} = I_{L2min}$ , portanto estes são os limites de oscilação da curva de  $i_{L2}(t)$ . Como  $L_2$  carrega no ciclo negativo e descarrega no restante do tempo:

O ciclo negativo de carga de  $L_2$  forma uma reta que vai de  $13 \mu s$  até  $20 \mu s$ , conforme pode ser visto na Figura 71, logo, abaixo é possível visualizar a reta  $f_6(t)$  com o seu coeficiente angular  $m_6$  para esta etapa:

$$m_6 = \frac{59,71 - 15,28}{20\mu - 13\mu} = 6,34 \cdot 10^6 \quad (185)$$

$$f_6(t) = 6,34 \cdot 10^6 t + b \rightarrow 59,71 = 6,34 \cdot 10^6 \cdot 20\mu + b \quad (186)$$

Portanto,

$$f_6(t) = 6,34 \cdot 10^6 t - 67,09 \quad (187)$$

Para o ciclo de descarga de  $L_2$ , o qual vai de 0 a  $13 \mu s$ , visualiza-se a reta  $f_7(t)$  com o seu coeficiente angular  $m_7$  para esta etapa:

$$m_7 = \frac{15,28 - 59,71}{13\mu - 0} = -3,41 \cdot 10^6 \quad (188)$$

$$f_7(t) = -3,41 \cdot 10^6 t + b \rightarrow 15,28 = -3,41 \cdot 10^6 \cdot 13\mu + b \quad (189)$$

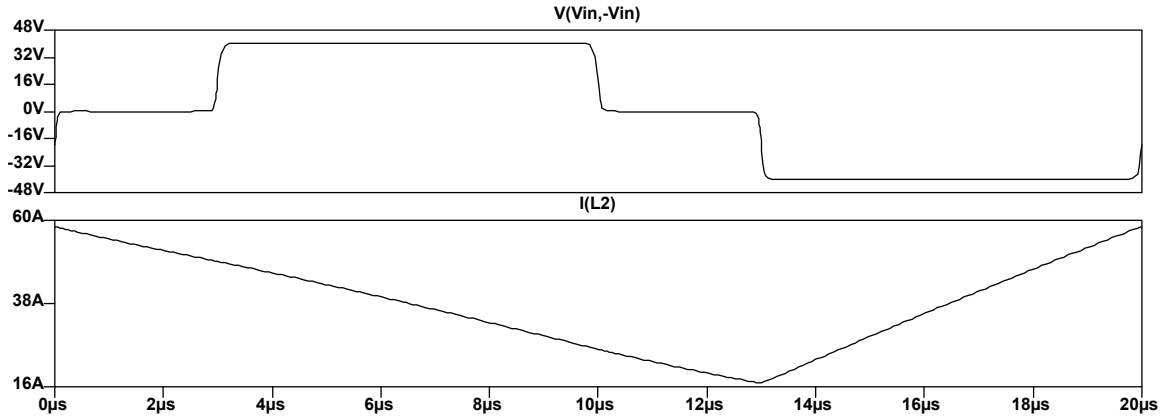
Desta forma,

$$f_7(t) = -3,41 \cdot 10^6 t + 59,61 \quad (190)$$

A partir desta aproximação obtém-se o valor médio e eficaz de  $i_{L2}(t)$ :

$$I_{L2rms} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{13\mu} f_7(t)^2 dt + \int_{13\mu}^{20\mu} f_6(t)^2 dt \right]} = 39,60 A \quad (191)$$

Figura 71 – Comportamento da corrente  $i_{L_2}(t)$  durante um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$I_{L_{2med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{13\mu} f_6(t) dt + \int_{13\mu}^{20\mu} f_7(t) dt \right] = 37,47 \text{ A} \quad (192)$$

Na Figura 71 é possível verificar como o indutor  $L_2$  se comporta ao longo do ciclo completo.

Para calcular  $i_{D_2}(t)$  (a qual pode ser vista na Figura 72) é preciso levar em consideração alguns pontos bastante pertinentes. Enquanto  $V_{in} = 0 \text{ V}$ , há um divisor de corrente de  $i_o(t)$  entre os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , fazendo com que a corrente oscile de  $\frac{I_{o_{max}}}{2}$  a  $\frac{I_{o_{min}}}{2}$ , exatamente como pode ser visto na Figura 32b. Durante o ciclo positivo da rede,  $D_2$  tem a corrente exatamente igual à  $i_o(t)$ , oscilando de  $I_{o_{max}}$  a  $I_{o_{min}}$  enquanto  $D_1$  não conduz, algo que pode ser visto na Figura 32a. Para o ciclo negativo da rede ocorre o contrário, ou seja,  $D_2$  não conduz ao passo que  $D_1$  assume o valor de  $i_o(t)$ , exatamente como mostrado na Figura 32c. Portanto, a dedução de  $i_{D_2}(t)$  para o dobrador obedece às mesmas deduções feitas para o circuito retificador mostrado anteriormente, seguindo de acordo com as Equações 168, 171 e 174.

Com isso calcula-se os valores médio e eficaz de  $i_{D_2}(t)$ :

$$I_{D_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{3\mu} f_3(t)^2 dt + \int_{3\mu}^{10\mu} f_4(t)^2 dt + \int_{10\mu}^{13\mu} f_5(t)^2 dt \right]} = 48,99 \text{ A} \quad (193)$$

$$I_{D_{2med}} = \frac{1}{20\mu} \left[ \int_0^{3\mu} f_3(t) dt + \int_{3\mu}^{10\mu} f_4(t) dt + \int_{10\mu}^{13\mu} f_5(t) dt \right] = 36,86 \text{ A} \quad (194)$$

A partir dos cálculos de  $i_{L_2}(t)$  é factível expressar  $v_{L_2}(t)$ . Assumindo que:

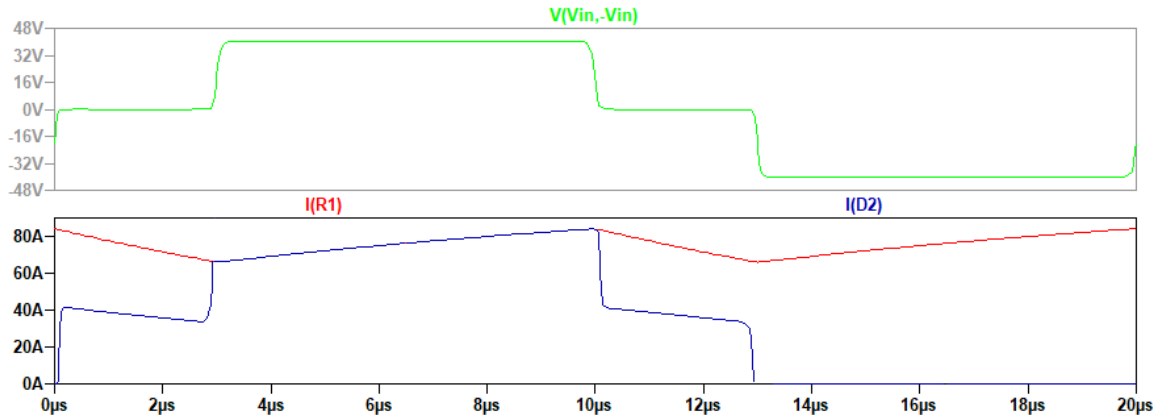
$$v_{L_2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L_2}(t)}{dt} \quad (195)$$

Deste modo, para o ciclo negativo:

$$V_{L_2} = 4,32\mu \cdot \frac{6,34 \cdot 10^6 t - 67,09}{dt} = 27,38 \text{ V} \quad (196)$$

Para as demais etapas:

Figura 72 – Comportamento da corrente  $i_{D_2}(t)$  durante um ciclo completo.

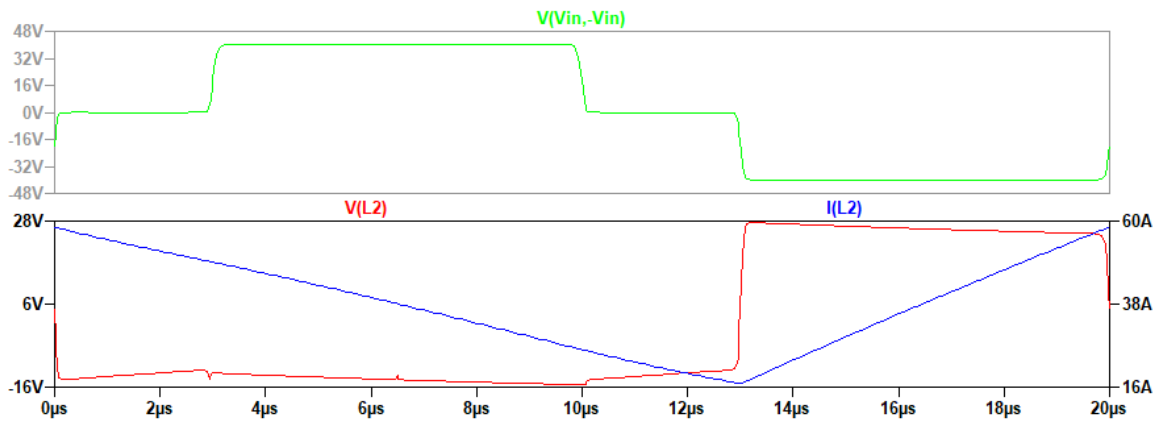


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

$$V_{L_2} = 4,32\mu \cdot \frac{-3,41 \cdot 10^6 t + 59,61}{dt} = -14,73 \text{ V} \quad (197)$$

Na Figura 73 verifica-se o comportamento da tensão de  $L_2$  juntamente com a sua corrente, mostrando que de fato  $L_2$  carrega durante o ciclo negativo e descarrega nos demais ciclos, fazendo com que a sua tensão aumente significativamente enquanto  $V_{in}$  está no seu semiciclo negativo. Para os cálculos de  $D_1$  e  $L_1$  é necessário dar sequência de forma similar, seguindo, no entanto, os mesmos preceitos adotados.

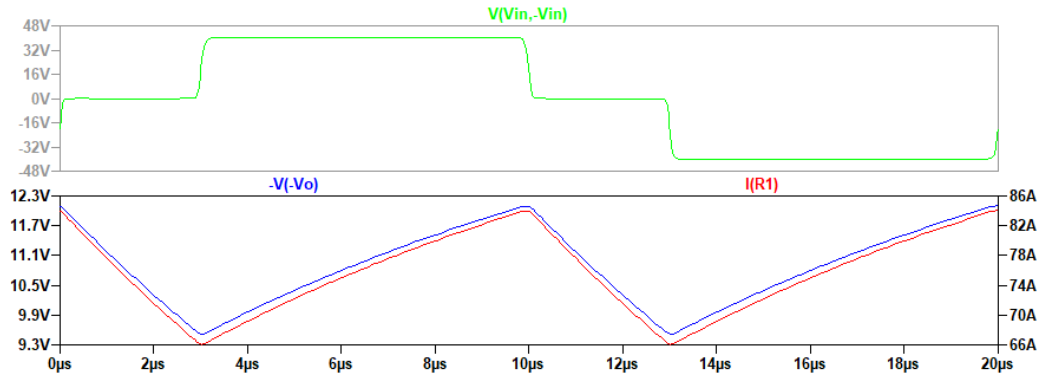
Figura 73 – Comportamento da tensão e da corrente de  $I_{L_2}(t)$  durante um ciclo completo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

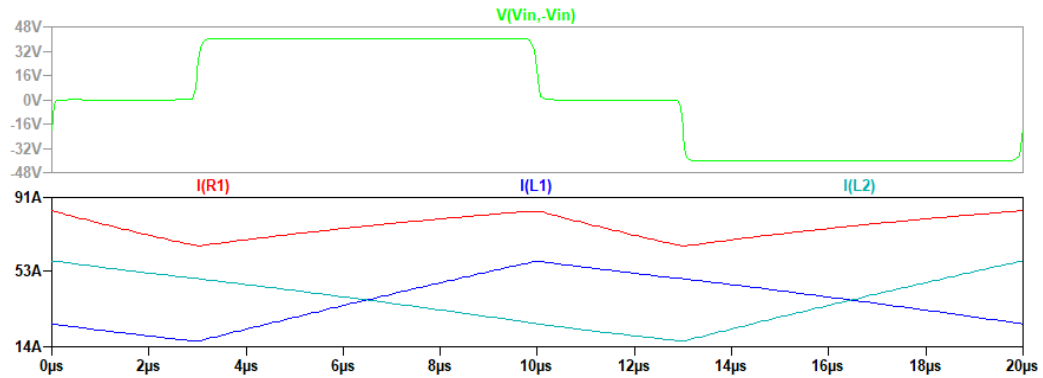
A partir destes pontos, é possível visualizar o comportamento da tensão e corrente de carga na Figura 74. Com esta imagem observa-se que há redução da tensão média da saída quando comparada com a entrada e, com isso, ocorre um aumento na corrente de carga. Com este circuito afirma-se que de fato a corrente de saída é uma soma das correntes fornecidas por cada um dos indutores, isso para qualquer etapa de operação (conforme Figura 75). Além disso, com esta topologia verifica-se uma ondulação de corrente bastante próxima do projetado teoricamente ( $\Delta I_{osimul} = 23,64\%$  e  $\Delta I_{oteorico} = 20\%$ ). É válido observar que a frequência da saída desse circuito obedece a relação  $f_o = 2 \cdot f_{in}$ .

Figura 74 – Sinais de tensão e de corrente na saída do dobrador de corrente convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 75 – Relação entre a corrente de saída com as correntes dos indutores obedecendo  $i_o(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A partir dos dados obtidos de tensão e corrente, escolhe-se o *RURG5060* como sendo o diodo ideal para esta topologia, uma vez que o corrente média desse diodo atende à corrente média calculada e simulada nesta seção. A partir dos valores acima é possível efetuar o cálculo das perdas, o qual é visto a seguir:

$$P_{D2_{on}} = \frac{1}{2} \cdot (V_{D2_{max}} - V_{To}) \cdot I_{D2_{med}} \cdot tr_{D2} \cdot f_s = 1,60 \text{ W} \quad (198)$$

$$P_{D2_{off}} = Q_{rr} \cdot V_{D2_{max}} \cdot f_s = 0,38 \text{ W} \quad (199)$$

$$P_{D2_{cond}} = (V_{To} \cdot I_{D2_{med}}) + (R_D \cdot I_{D2_{rms}}^2) = 87,45 \text{ W} \quad (200)$$

$$P_{D2_{tot}} = P_{D2_{cond}} + P_{D2_{off}} + P_{D2_{on}} = 89,42 \text{ W} \quad (201)$$

Com base nas simulações e nos cálculos teóricos desenvolvidos nesta seção, gera-se a Tabela 7 comparando todos os resultados simulados e teóricos para esta topologia.

Tabela 7 – Comparação entre dados simulados e teóricos do circuito dobrador de corrente.

|                   | <b>Simulação</b> | <b>Teórico</b> | <b>Erro Relativo (%)</b> |
|-------------------|------------------|----------------|--------------------------|
| $V_o[V]$          | 12,08            | 12,00          | 0,7                      |
| $V_{D_{2pk}}[V]$  | 37,20            | 37,50          | 0,8                      |
| $I_{O_{rms}}[A]$  | 75,71            | 75,15          | 0,7                      |
| $I_{O_{max}}[A]$  | 83,92            | 83,33          | 0,7                      |
| $I_{O_{min}}[A]$  | 66,05            | 66,67          | 0,9                      |
| $I_{O_{med}}[A]$  | 75,53            | 75,00          | 0,7                      |
| $I_{L_{2rms}}[A]$ | 39,71            | 39,60          | 0,3                      |
| $I_{L_{2med}}[A]$ | 37,82            | 37,47          | 0,9                      |
| $I_{D_{2pk}}[A]$  | 83,92            | 83,33          | 0,7                      |
| $I_{D_{2med}}[A]$ | 37,74            | 36,86          | 2,4                      |
| $I_{D_{2rms}}[A]$ | 49,83            | 48,99          | 1,7                      |
| $P_o[W]$          | 1.013,00         | 1.000,00       | 1,3                      |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

### 3.3 COMPARAÇÃO DOS RETIFICADORES E ANÁLISE DO RESULTADO

A partir dos resultados simulados e teóricos desenvolvidos neste trabalho, elabora-se as Tabelas 8 e 9. Com base no resumo dos resultados apontados nas referidas tabelas, destaca-se algumas características relevantes. É importante ressaltar que o circuito quadruplicador de tensão é o único, dentre todas as topologias multiplicadoras de tensão abordadas neste trabalho, que possui alteração nos parâmetros de entrada – para o quadruplicador é adotada uma  $V_{in} = 100$  V a fim de manter os mesmos parâmetros de saída, permitindo, assim, a comparação com os demais dobradores.

A Tabela 8 apresenta um comparativo entre quatro topologias multiplicadoras de tensão – dobrador em ponte completa, *Villard*, *Greinacher* e quadruplicador de tensão –, todas operando sob condições equivalentes de carga, frequência, nível de tensão e corrente na saída. Embora todas as topologias são projetadas para fornecer aproximadamente 400 V de tensão na saída, os esforços impostos aos componentes variam entre elas, refletindo em seus princípios de operação.

O dobrador de tensão em ponte completa destaca-se por apresentar as menores correntes de pico nos diodos, fato este que facilita na escolha de diodos com menor pico de corrente não-repetitiva. A arquitetura baseada em ponte permite dividir os esforços durante cada semiciclo, o que resulta em valores reduzidos nos componentes quando comparado às demais topologias, além de apresentar menor corrente nos capacitores. No entanto, esta topologia possui uma tensão de pico nos diodos igual a 400 V, esforço este que acaba penalizando esta topologia.

Por sua vez, o multiplicador de *Villard*, possui correntes de pico superiores. Isso ocorre devido ao circuito equivalente do semiciclo positivo, tendo um capacitor com praticamente 400 V e outro com praticamente 200 V, aumentando significativamente as parcelas da malha de tensão, o que resulta em valores mais elevados, além de aumentar significativamente as correntes nos capacitores. Apesar disso, este dobrador se destaca pela simplicidade – utiliza apenas dois

capacitores e dois diodos – sendo comumente empregado em aplicações de baixa potência onde o esforço sobre os componentes é tolerável.

A topologia de *Greinacher*, apresenta um comportamento intermediário. Embora utilize três diodos e três capacitores, os circuitos equivalentes de cada etapa permite melhor distribuição dos esforços, reduzindo ligeiramente os picos de corrente em relação ao *Villard*. Entretanto, seus valores de pico ainda permanecem mais elevados que os observados no dobrador em ponte completa, indicando maiores esforços. Importante citar que para esta topologia um de seus diodos possui uma tensão de pico igual a 400 V, enquanto os demais chegam até 200 V.

O quadruplicador de tensão apresenta-se como uma boa opção ao não exigir grandes esforços de tensão em seus diodos, sendo o menor entre todos as topologias, fato este explicado pelo menor parâmetro de entrada. Além disso, tanto as correntes eficazes quanto as de pico permanecem em níveis intermediários no comparativo entre os multiplicadores de tensão, sendo inferiores até mesmo que as topologias de *Villard* e *Greinacher*. Observa-se também que o quadruplicador exige quatro diodos e quatro capacitores, tornando-o a topologia de menor robustez dentre todas as presentes neste trabalho, além de possuir as maiores perdas devido à quantidade de diodos no circuito, impactando diretamente na eficiência da topologia.

A Tabela 9 compara o dobrador de corrente e o retificador com filtro indutivo, analisando ambos sob as mesmas condições de operação. Diferentemente dos multiplicadores de tensão, onde o foco está no empilhamento de capacitores, aqui a operação depende da interação entre indutores e diodos, com o objetivo de aumentar a corrente média na carga, mantendo os níveis de tensão relativamente baixos. É importante ressaltar que, para manter as mesmas condições de saída, é necessário alterar os parâmetros de entrada destes circuitos, não sendo, portanto, iguais devido às equações que são utilizadas para projetar cada topologia.

O dobrador de corrente apresenta correntes eficaz e média menores nos indutores do que as observadas no retificador com filtro indutivo. Os valores médio e eficaz nos indutores são aproximadamente metade daqueles do retificador, indicando que o dobrador distribui melhor a corrente entre os dois indutores utilizados. Esse comportamento diminui significativamente as perdas nos indutores ao comparar com o retificador. Além disso, é importante pontuar que para a escolha do diodo neste tipo de topologia, o fator que mais interfere é a corrente média exigida, sendo que para topologias dobradoras de corrente no geral esta corrente média é bastante elevada, o que encarece os projetos, além de fazer com que sejam exigidos dissipadores maiores.

O retificador com indutância na saída, em contrapartida, utiliza apenas um indutor, o que naturalmente concentra toda a corrente em um único componente, fazendo com que a corrente de saída seja igual à corrente do indutor. Assim, observa-se aumento considerável nas correntes dos indutores. Apesar disso, a topologia apresenta uma vantagem importante de utilizar somente um indutor, o que se torna um ganho para projetos que carecem de muito espaço.

Ao analisar quantitativamente as perdas e o rendimento das topologias, observa-se que os multiplicadores apresentam variações diretamente associadas ao nível de corrente nos diodos e pela quantidade dos mesmos nos circuitos. No dobrador de tensão em ponte, as baixas

quantidades de diodos e corrente eficaz, resultam na menor potência dissipada e no maior rendimento entre as topologias. No multiplicador de *Villard*, os diodos conduzem correntes consideravelmente maiores, o que eleva as perdas e reduz a eficiência ainda que haja uma baixa quantidade de diodos. De forma similar, no *Greinacher*, correntes de pico ainda expressivas em proporção aos três diodos, mantêm as perdas em 29,87 W. Já no quadruplicador, apesar de alcançar baixas correntes eficazes, a grande quantidade de diodos explica o menor rendimento dentre os multiplicadores de tensão. Nos multiplicadores de corrente, a influência das correntes nos diodos também é clara: no dobrador de corrente, cada diodo conduz corrente bastante alta, resultando em grandes perdas. Já no retificador com filtro indutivo na saída, embora as correntes nos diodos sejam as mesmas, a maior quantidade de diodos reduz substancialmente o rendimento.

Além disso, nota-se também que dentre as seis topologias estudadas, quatro delas possuem uma saída de onda completa, isto é, estas topologias além de duplicar e retificar corrente ou tensão, também são responsáveis por duplicar a frequência de saída quando comparada à frequência de entrada.

Tabela 8 – Comparação entre dados teóricos das topologias multiplicadoras de tensão.

|                       | <b>Dob. Ponte Comp.</b> | <b><i>Villard</i></b> | <b><i>Greinacher</i></b> | <b>Quadrup.</b>  |
|-----------------------|-------------------------|-----------------------|--------------------------|------------------|
| $V_{o_{med}} [V]$     | 400,00                  | 400,00                | 400,00                   | 400,00           |
| $I_{o_{med}} [A]$     | 2,50                    | 2,50                  | 2,50                     | 2,50             |
| $I_{C_{2rms}} [A]$    | 5,50                    | 11,15                 | 8,48                     | 7,31             |
| $I_{C_{1rms}} [A]$    | 5,50                    | 14,19                 | 12,09                    | 9,30             |
| $I_{D_{1pk}} [A]$     | 33,40                   | 133,89                | 57,80                    | 56,03            |
| $I_{D_{2pk}} [A]$     | 33,40                   | 58,93                 | 72,38                    | 19,69            |
| $I_{D_{1med}} [A]$    | 2,45                    | 2,50                  | 2,35                     | 2,49             |
| $I_{D_{2med}} [A]$    | 2,45                    | 2,40                  | 2,50                     | 2,60             |
| $I_{D_{1rms}} [A]$    | 6,02                    | 11,43                 | 8,25                     | 7,72             |
| $I_{D_{2rms}} [A]$    | 6,02                    | 8,41                  | 8,84                     | 5,20             |
| $V_{C_{1rms}} [V]$    | 191,85                  | 197,11                | 197,70                   | 98,79            |
| $V_{C_{2rms}} [V]$    | 191,85                  | 393,24                | 196,55                   | 197,10           |
| $V_{D_{1pk}} [V]$     | 400,00                  | 400,00                | 400,00                   | 200,00           |
| $V_{D_{2pk}} [V]$     | 400,00                  | 400,00                | 200,00                   | 200,00           |
| $f_o [Hz]$            | $2 \cdot f_{in}$        | $f_{in}$              | $f_{in}$                 | $2 \cdot f_{in}$ |
| $P_{dDiod_{tot}} [W]$ | 18,96                   | 26,96                 | 29,87                    | 31,80            |
| $\eta [\%]$           | 98,10                   | 97,30                 | 97,01                    | 96,82            |
| <i>Qtde.diodos</i>    | 2                       | 2                     | 3                        | 4                |
| <i>Qtde.Cap.</i>      | 2                       | 2                     | 3                        | 4                |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Tabela 9 – Comparação entre dados teóricos das topologias multiplicadoras de corrente.

|                       | <b>Dob. Corrente</b> | <b>Ret. RL</b>   |
|-----------------------|----------------------|------------------|
| $V_{omed} [V]$        | 12,00                | 12,00            |
| $I_o [A]$             | 83,33                | 83,33            |
| $I_{L_{rms}} [A]$     | 39,60                | 75,15            |
| $I_{L_{med}} [A]$     | 37,47                | 75,00            |
| $I_{D_{pk}} [A]$      | 83,33                | 83,33            |
| $I_{D_{med}} [A]$     | 36,86                | 36,86            |
| $I_{D_{rms}} [A]$     | 48,99                | 48,99            |
| $V_{D_{pk}} [V]$      | 37,50                | 20,36            |
| $f_o [Hz]$            | $2 \cdot f_{in}$     | $2 \cdot f_{in}$ |
| $P_{d_{Diodtot}} [W]$ | 178,84               | 354,04           |
| $\eta [\%]$           | 82,12                | 64,60            |
| <i>Qtde.diodos</i>    | 2                    | 4                |
| <i>Qtde.Ind.</i>      | 2                    | 1                |

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

## 4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho são analisadas algumas topologias passivas retificadoras multiplicadoras monofásicas de tensão e corrente a fim de desenvolver a modelagem teórica destes circuitos para posterior validação através do *software LTSpice* e *Matlab*. Com base nos resultados teóricos obtidos e com o comparativo frente às simulações, é possível alcançar um erro relativo bastante baixo para praticamente todos os resultados calculados, o que valida a metodologia empregada para cada uma das topologias propostas inicialmente.

A partir deste trabalho, deseja-se conciliar diversas metodologias pertinentes ao tema a fim de executar uma comparação coerente e concisa entre diferentes multiplicadores passivos encontrados nas bibliografias atuais, a fim de auxiliar e balizar a tomada de decisão ao indicar alguma destas topologias para, por exemplo, compor o projeto do secundário de um conversor cc-cc isolado. A partir deste trabalho é viável não somente obter respaldo ao confrontar os dados teóricos com simulação, mas também efetuar comparativos – quantitativos e qualitativos – de diferentes grandezas elétricas entre as topologias aqui apresentadas. Por exemplo, caso haja a necessidade de compor um projeto com um dobrador que tenha a frequência de saída exatamente igual à frequência de entrada, ao optar por *Villard* há de fato um ganho em robustez e custo – devido à menor quantidade de componentes –, no entanto, ao escolhê-lo em detrimento ao dobrador de *Greinacher* – que também possui a relação  $f_o = f_{in}$  –, deve-se levar em consideração que torna-se necessária a utilização de diodos com maior tolerância de corrente, haja vista que os picos não-repetitivos maiores juntamente com esforços de tensão nos diodos na ordem de duas vezes mais elevados, faz com que seja necessário projetar um circuito com diodos mais complexos na topologia de *Villard* quando comparada à de *Greinacher*.

Ao comparar os esforços de corrente e tensão nos diodos, percebe-se que o dobrador de tensão de *Greinacher* e o quadruplicador possuem a menor tensão de pico nos diodos, ao passo que o circuito de *Villard* possui as maiores correntes de picos não-repetitivos dentre os dobradores, fato este que faz aumentar a sua corrente eficaz. Apesar da baixa tensão nos diodos, o circuito quadruplicador possui uma quantidade elevada de diodos quando comparado ao dobrador de ponte completa, sendo este circuito uma boa alternativa que equilibra robustez (devido à baixa quantidade de componentes) e menores perdas quando comparado àquele.

Para os circuitos de corrente, a análise indica que o dobrador de corrente convencional é mais eficiente do ponto de vista de divisão de corrente e redução dos esforços sobre os componentes, sendo ideal para aplicações onde as perdas nos indutores é crítica. Já o retificador com filtro indutivo apresenta maior simplicidade e menor esforço de tensão nos diodos, tornando-se atraente dependendo da aplicação.

Nota-se que multiplicadores – tanto de tensão quanto de corrente – oscilam entre simplicidade, esforço sobre componentes, quantidade de dispositivos necessários e qualidade da forma de onda resultante. Essa comparação evidencia a importância de escolher a topologia adequada conforme os requisitos da aplicação, seja priorizando eficiência, robustez ou simplici-

dade construtiva. Assim, com base nos resultados alcançados, é possível afirmar que o escopo inicial desejado pelo trabalho é alcançado, permitindo não somente validar todos os resultados obtidos como também estabelecer parâmetros coesos de escolha entre diferentes topologias aqui apresentadas.

Para trabalhos futuros, pode-se citar: a possibilidade de análise experimental completa para as topologias aqui apresentadas somente por simulação e teoria, observando também o cálculo térmico e dimensionamento de dissipadores; um estudo do impacto das não-idealidades dos componentes nos resultados teóricos obtidos; desdobramento em projetos focados em aplicações específicas; estudo similar e detalhado para multiplicadores com componentes ativos.

## REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Sexta edição. [S.l.: s.n.], 2005. Citado 4 vezes nas páginas 18, 19, 20 e 23.
- BARBI, Ivo. **Conversores a Capacitor Chaveado**. [S.l.]: Ed. do Autor, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 21, 24 e 28.
- BOYLESTAD ROBERT L.;NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria dos Circuitos**. [S.l.]: Pearson Education, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 14, 15, 17 e 18.
- BRAGA, Newton C. **Fontes de Alimentação**. Primeira edição. [S.l.]: NCB, 2013. v. 1. Citado 5 vezes nas páginas 15, 25, 26, 29 e 31.
- BUECHERL, Dominik; HERZOG, Hans-Georg. Fuel economy simulation of a reformer-linked vehicular fuel cell system. **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**, 2009. Citado na página 13.
- CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed; KANOUN, Olfa. Enhanced passive rf-dc converter circuit efficiency for low rf energy harvesting. **Sensors MDPI**, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- HASSAN, Qusay; AZZAWI, Itimad. Hydrogen fuel cell vehicles: Opportunities and challenges. 2023. Citado na página 12.
- HAWKE, J et al. A modular hybrid fuel cell system with energy storage. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, 2011. Citado na página 13.
- HSIEH, Hung-I; HUANG, Kuan-Pin; HSIEH, Guan-Chyun. Analysis and realization study of a 1-kw phase-shift full-bridge converter with current-doubler rectifier for battery charging. **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**, p. 439–444, 2016. Citado na página 15.
- JANG, Su-Jin et al. Fuel cell generation system with a new active clamping current-fed half-bridge converter. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 22, n. 2, 2007. Citado na página 12.
- LEU, Ching-Shan; HUANG, Pin-Yu. A novel voltage doubler rectifier for high output voltage applications. p. 2082–2086, 2010. Citado na página 12.
- MALVINO, Albert; BATES, David. **Eletrônica**. 8. ed. [S.l.]: AMGH Editora, 2016. v. 1. Citado 4 vezes nas páginas 12, 17, 21 e 24.
- MAO, Hong et al. Inductor current sharing of current doubler rectifier in isolated dc-dc converters. **Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.**, p. 6 pp.–, 2006. Citado na página 17.
- MARTINS, Renan. **Projeto e análise de circuitos de coleta de energia de rádio frequência para aplicações iot**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Vale do Rio dos Sinos, 2021. Citado na página 25.
- ONSEMI. Datasheet mur 860. 2014. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 46.
- ONSEMI. Datasheet rurg5060. 2020. Citado na página 71.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [S.l.]: Makron Books, 1999. Citado na página 34.

SHEN, Chih-Lung; TSAI, Cheng-Tao; WU, Yu-En. High efficiency current-doubler rectifier with low output current ripple and high step-down voltage ratio. **2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies**, p. 872–876, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 37.

SILVA, Raphaella da. **OTIMIZAÇÃO, ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE UM RETIFICADOR DE BAIXÍSSIMA POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO E COLHEITA DE ENERGIA**. Dissertação (Mestrado) — CEFET - MG, 2017. Citado na página 31.

SMC. Datasheet mur 1660. 2016. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 53.

TOGUN, Hussein; ALJIBORI, Hakim. A review on recent advances on improving fuel economy and performance of a fuel cell hybrid electric vehicle. 2024. Citado na página 12.

TSAI, Cheng-Tao; SU, Jye-Chau; TSENG, Sheng-Yu. Comparison between phase-shift full-bridge converters with noncoupled and coupled current-doubler rectifier. **The Scientific World Journal**, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 36.

WU, Tsai-Fu et al. Analysis and implementation of an improved current-doubler rectifier with coupled inductors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 6, p. 2681–2693, 2008. Citado na página 16.

## A ANEXO - *SKETCH* DO *MATLAB* PARA AUXÍLIO NO CÁLCULO TÉRMICO

```
clear all
close all
clc
```

```
Vd1max=400
Vto=1.00
Id1med=2.45
trD1=50e-9
fs=50e3
Qrr=200e-9
rt=0.050
Id1ef=6.02
TJmax=175
```

```
%comutacao
```

```
%Pd1on=(1/2)*(Vd1max-Vto)*Id1med*trD1*fs %foi desconsiderado aqui
Pd1off=Qrr*Vd1max*fs
```

```
%conducao
```

```
Pd1cond = (Vto*Id1med)+(rt*(Id1ef)^2)
```

```
%Pd1tot = Pd1cond+Pd1off+Pd1on
```

```
Pd1tot = Pd1cond+Pd1off
```

```
%calculo termico
```

```
RJAs=73
```

```
TJAs=Pd1tot*RJAs
```

```
Tamb=50
```

```
Tjs=Tamb+TJAs
```

```
%calculo do dissipador
```

```
RJAD1=((TJmax*0.8)-Tamb)/(Pd1tot)
```

```
RJCD1=2
```

$RCSD1=0.35$  *%isolador mica no TO220*

$RDAD1 = RJAD1-RJCD1-RCSD1$