



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Faculdade de Engenharia - Câmpus de Bauru

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE CONVERSORES CC- CC BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA DO TIPO FONTE-Y POR MEIO DO MÉTODO DE PONTOS INTERIORES COM BARREIRA LOGARÍTMICA

Felipe Augusto Ferreira de Almeida

Bauru – SP

2022

Felipe Augusto Ferreira de Almeida

**OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE CONVERSORES CC-
CC BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA DO
TIPO FONTE-Y POR MEIO DO MÉTODO DE
PONTOS INTERIORES COM BARREIRA
LOGARÍTMICA**

Tese apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru – UNESP como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Doutorado em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação

Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Coorientador: Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão

Bauru - SP

2022

A447o

Almeida, Felipe Augusto Ferreira de

Otimização de projeto de conversores cc-cc baseados em redes de impedância do tipo fonte-y por meio do método de pontos interiores com barreira logarítmica/ Felipe Augusto Ferreira de Almeida. -- Bauru, 2022

147 p.: il., tabs., fotos

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, Bauru

Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Coorientador: Fernando Pinhabel Marafão

1. Eletrônica de potência. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Otimização matemática. 4. Energia Fontes alternativas. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, Bauru. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA TESE DE DOUTORADO DE FELIPE AUGUSTO FERREIRA DE ALMEIDA, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 01 dias do mês de setembro do ano de 2022, às 09:00 horas, por meio de Videoconferência, realizou-se a defesa de TESE DE DOUTORADO de FELIPE AUGUSTO FERREIRA DE ALMEIDA, intitulada **CONTRIBUIÇÕES EM CONVERSORES CC-CC BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA DO TIPO FONTE-Y CONSIDERANDO OTIMIZAÇÃO DE PROJETO POR MEIO DO MÉTODO DE PONTOS INTERIORES COM BARREIRA LOGARÍTMICA**. A Comissão Examinadora foi constituída pelos seguintes membros: Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES (Orientador(a) - Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia UNESP Campus de Sorocaba, Prof. Dr. EDUARDO VERRI LIBERADO (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba, Prof. Dr. JUAN CARLOS CEBRIAN AMASIFEN (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia de Produção / UNESP - Câmpus de Itapeva, Prof. Dr. ALEXANDRE ATAÍDE CARNIATO (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP, Prof. Dr. MARIO SERGIO CAMBRAIA (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / IFSP - Instituto de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo. Após a exposição pelo doutorando e arguição pelos membros da Comissão Examinadora que participaram do ato, de forma presencial e/ou virtual, o discente recebeu o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelo(a) Presidente(a) da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES





UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Campus de Bauru

PROPOSTA DE ALTERAÇÃO DO TÍTULO

A COMISSÃO EXAMINADORA PROPÕE A ALTERAÇÃO DO TÍTULO DO TRABALHO DO ALUNO: **FELIPE AUGUSTO FERREIRA DE ALMEIDA**

DE: "CONTRIBUIÇÕES EM CONVERSORES CC-CC BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA DO TIPO FONTE-Y CONSIDERANDO OTIMIZAÇÃO DE PROJETO POR MEIO DO MÉTODO DE PONTOS INTERIORES COM BARREIRA LOGARÍTMICA"

PARA:

"OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE CONVERSORES CC-CC BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA DO TIPO FONTE-Y POR MEIO DO MÉTODO DE PONTOS INTERIORES COM BARREIRA LOGARÍTMICA"

Bauru, 01 de setembro de 2022.

Prof. Dr. Flávio Alexandre Serrão Gonçalves
Orientador(a)



Faculdade de Engenharia de Bauru – Pós-graduação
Av. Eng. Luiz Edmundo Carrijo Coube, 14-01 17033-360 Bauru - SP
tel. (14) 3103-6108 spg@feb.unesp.br www.feb.unesp.br

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que contribuíram, direta ou indiretamente, para que este trabalho fosse realizado, em especial....

- À **Deus** por nos possibilitar que o caminho fosse trilhado até aqui.
- Ao meu orientador, professor **Flávio Alessandro Serrão Gonçalves**, por todo apoio, orientação, disponibilidade, companheirismo e paciência por todos estes anos, desde o mestrado até a conclusão do doutorado, meu muito obrigado.
- Ao meu coorientador, professor **Fernando Marafão**, por todo apoio e orientação nesta caminhada.
- À todos os docentes do programa de pós-graduação pelos ensinamentos.
- À minha família, pelo constante apoio.
- À minha esposa e companheira **Grace**, por toda a paciência, apoio e por cuidar da família em meus momentos de ausência.
- Aos meus filhos, **Gustavo e Caio**, por estarem sempre presentes e por suportarem minhas ausências.
- Aos colegas do **GASI UNESP**, **Marcus Rodrigues, Rafael, Eduardo Liberado, Augusto**, pelo apoio e parceria fundamentais para que este trabalho fosse realizado com êxito.
- À minha mãe (*in memorian*), **Ana Maria**, que sempre esteve presente em meus pensamentos, por ter me dado o incentivo aos estudos desde a primeira infância.
- À minha avó (*in memorian*), **Theresa Zacchia**, pelo apoio durante minha vida e por sempre ser uma inspiração e exemplo de que nunca se deve desistir.
- Aos amigos do **Instituto Federal de São Paulo – Campus Boituva**, pelo companheirismo.
- Ao **Instituto Federal de São Paulo** pelo apoio à capacitação.
- Aos membros da banca de defesa por todas contribuições e ensinamentos para a melhoria deste trabalho.
- Aos servidores da seção de pós-graduação da **UNESP de Bauru** e da **UNESP de Sorocaba** por serem sempre solícitos e pelo excelente trabalho.

ALMEIDA, FELIPE AUGUSTO FERREIRA DE. OTIMIZAÇÃO DE PROJETO DE CONVERSORES CC-CC BASEADOS EM REDES DE IMPEDÂNCIA DO TIPO FONTE-Y POR MEIO DO MÉTODO DE PONTOS INTERIORES COM BARREIRA LOGARÍTMICA. 2022. 147p. Tese (doutorado). Faculdade de Engenharia - FEB, UNESP, Bauru, 2022.

RESUMO

A crescente utilização de cargas que operam em corrente contínua aliada aos avanços nas tecnologias de eletrônica de potência, possibilitaram o interfaceamento com sistemas de armazenamento de energia e fontes de energia renováveis impulsionando a utilização de conversores CC-CC de elevado ganho e rendimento em microrredes CC. Neste cenário, os conversores empregando redes de impedância vêm chamando a atenção devido a sua flexibilidade operacional e capacidade de obtenção de ganhos elevados. Assim, este trabalho apresenta contribuições no estudo de conversores CC-CC baseados em redes de impedância do tipo fonte-Y considerando a otimização de seu projeto por meio do método de pontos interiores com barreira logarítmica, ainda não explorada na literatura. Foram exploradas diferentes combinações de configurações de projeto do conversor relacionadas com a razão cíclica, fator de acoplamento K , tensão de entrada e potência de carga, para obtenção de condições de operação otimizadas. Especificamente, os processos de otimização das operações buscaram como objetivo primário a obtenção do máximo ganho considerando o atendimento de restrições relacionadas com valores mínimos de rendimento e limites máximos de esforços de tensão e corrente permitidos na chave e diodos. Adicionalmente, também foram efetuados estudos de otimização considerando pontos operacionais específicos relacionados com ganhos de tensão fixos, em diferentes faixas de potência e tensão de entrada, equivalentes a diferentes arranjos de módulos fotovoltaicos. A implementação dos métodos de otimização e as estimativas das grandezas elétricas baseadas nos modelos matemáticos do conversor não ideais foram efetuadas por meio do software *MATLAB*®. Por fim, com o objetivo de ratificar as configurações de projeto estabelecidas na otimização, simulações computacionais foram realizadas no software PSIM e resultados experimentais foram coletados em protótipo do conversor CC-CC fonte-Y para alguns pontos de operação. Tal conversor se mostrou viável para integração de fontes renováveis de energia, sendo uma opção com flexibilidade para atingir pontos operacionais por meio de diferentes

configurações, que a depender da escolha otimizada do par razão cíclica e fator de enrolamento K pode diminuir o impacto das perdas no rendimento e possibilitar a obtenção de ganhos razoáveis com pequenos valores de razão cíclica.

PALAVRAS CHAVE: conversores de potência; conversor fonte-Y; energias renováveis; otimização de projeto de conversores; redes de impedância.

ALMEIDA, FELIPE AUGUSTO FERREIRA DE. DESIGN OPTIMIZATION OF DC-DC CONVERTERS BASED ON SOURCE-Y IMPEDANCE NETWORKS THROUGH THE INTERIOR POINTS METHOD WITH LOGARITHMIC BARRIER. 2022. 147p. Thesis (doctoral). Faculdade de Engenharia - FEB, UNESP, Bauru, 2022.

Abstract

The growing use of loads that operate in direct current combined with advances in power electronics technologies, made possible the interfacing with energy storage systems and renewable energy sources, boosting the use of DC-DC converters with high gain and efficiency in DC microgrids. In this scenario, converters using impedance networks have been drawing attention due to their operational flexibility and ability to obtain high gains. Thus, this work presents contributions to the study of DC-DC converters based on Y-source impedance networks considering the optimization of their design through the interior point method with a logarithmic barrier, not yet explored in the literature. Different combinations of converter design configurations related to duty cycle, coupling factor K , input voltage, and load power were explored to obtain optimized operating conditions. Specifically, the operations optimization processes sought as a primary objective to obtain the maximum gain considering the fulfillment of restrictions related to minimum performance values and maximum limits of voltage and current efforts allowed in the switch and diodes. Additionally, optimization studies were also carried out considering specific operational points related to fixed voltage gains, in different power and input voltage ranges, equivalent to different arrangements of photovoltaic modules. The implementation of optimization methods and the estimation of electrical quantities based on mathematical models of the non-ideal converter were carried out using MATLAB software. Finally, to ratify the design configurations established in the optimization, computer simulations were performed in PSIM software and experimental results were collected in a prototype of the Y-source DC-DC converter for some operating points. The converter proves to be viable for the integration of renewable energy sources, being an option with the flexibility to reach operating points through different configurations, which, depending on the optimized choice of the duty cycle and winding factor K , can decrease the impact of losses in the yield and make it possible to obtain reasonable gains with small values of the duty cycle.

KEYWORDS: power converters; Y-source converter; renewable energy; optimization of converter design; impedance networks.

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1- Participação das fontes de geração de energia na Micro e Minigeração Distribuída no Brasil.</i>	20
<i>Figura 2 - Conversor com rede de impedância do tipo fonte-Y.</i>	35
<i>Figura 3 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor CC-CC fonte-Y: (a) Etapa de shoot-through e (b) Etapa de non-shoot-through.</i>	36
<i>Figura 4 - Curvas de ganho de tensão em função da razão cíclica para diferentes valores de K.</i>	38
<i>Figura 5 - Diagrama do conversor Fonte-Y elevador de tensão.</i>	39
<i>Figura 6 - Circuito equivalente do conversor CC do tipo fonte Y (não ideal): Etapa de shoot-through.</i>	41
<i>Figura 7 - Circuito equivalente do conversor CC do tipo fonte Y (não ideal): Etapa de non-shoot-through.</i>	43
<i>Figura 8 - Passos do método Simplex. (a) Primeira iteração. (b) Terceira iteração</i>	59
<i>Figura 9- Passos do método de Pontos Interiores. (a) Primeira iteração. (b) Segunda iteração.</i>	64
<i>Figura 10 - Fluxograma do algoritmo do script em MATLAB.</i>	73
<i>Figura 11 - Diagrama do caso A.</i>	82
<i>Figura 12- Curvas de ganho em função da razão cíclica para cada valor de relação de espiras K do indutor.</i>	83
<i>Figura 13 - Curvas de rendimento em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	84
<i>Figura 14 - Curvas de potência em função da razão cíclica para cada valor de K e valores de rendimento em cada ponto operacional de mesma potência.</i>	84
<i>Figura 15- Curvas de tensão de saída em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	85
<i>Figura 16- Valores de tensão na chave em função da razão cíclica para cada K.</i>	86
<i>Figura 17 - Curvas de valores de corrente em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	86
<i>Figura 18 - Valores de tensão no diodo D1 em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	87
<i>Figura 19- Valores de corrente no diodo D1 em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	87
<i>Figura 20 - Curvas de tensão no diodo D2 em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	88
<i>Figura 21 - Curvas de corrente no diodo D2 em função da razão cíclica para cada valor de K.</i>	88
<i>Figura 22 - Curvas de ganho e pontos de valor máximo de ganho para cada K.</i>	89
<i>Figura 23- Valores otimizados de ganho considerando restrição de valor máximo de tensão na chave.</i>	91
<i>Figura 24- Valores de ganho em função da razão cíclica com pontos de otimização com restrições para cada K.</i>	94
<i>Figura 25 - Valores de ganho em função da razão cíclica com pontos de otimização com restrições de corrente e tensão nos semicondutores e rendimento mínimo para cada K.</i>	96
<i>Figura 26 - Pontos operacionais otimizados para os casos A.1 (vermelhos), A.2 (amarelos), A.3 (verdes) e A.4 (azuis).</i>	98
<i>Figura 27 - Valores de ganho fixo para diferentes relação de espiras K.</i>	99
<i>Figura 28 - Esforços de tensão em D1 em função de K.</i>	100
<i>Figura 29- Valores de porcentagens das perdas nos componentes em relação ao valor total de perdas para cada K.</i>	101
<i>Figura 30 - Diagrama do circuito do conversor simulado no software PSIM.</i>	103

<i>Figura 31 - Tensão de saída e corrente de saída e tensão e corrente na chave do conversor.</i>	103
<i>Figura 32- Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 e no diodo D2.</i>	104
<i>Figura 33- Formas de onda das tensões e correntes nos capacitores C1 e C2.</i>	105
<i>Figura 34 - Diagrama do caso B.</i>	106
<i>Figura 35 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para o caso B.</i>	106
<i>Figura 36 - Curvas de tensão para o caso B.</i>	107
<i>Figura 37 - Diagrama do caso C.</i>	109
<i>Figura 38 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso C.</i>	110
<i>Figura 39 - Diagrama da configuração do caso D.</i>	113
<i>Figura 40 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso D.</i>	114
<i>Figura 41 - Diagrama da configuração do caso E.</i>	116
<i>Figura 42 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso E.</i>	117
<i>Figura 43 - Diagrama da configuração do caso F.</i>	119
<i>Figura 44- Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso F.</i>	120
<i>Figura 45 - Diagrama da configuração do caso G.</i>	122
<i>Figura 46 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso G.</i>	123
<i>Figura 47 - Diagrama da configuração do caso H.</i>	125
<i>Figura 48 - Curvas de ganho e pontos de operação do caso H.</i>	126
<i>Figura 49 - Foto do protótipo experimental do conversor.</i>	128
<i>Figura 50 – Formas de onda da tensão de entrada, tensão de saída, tensão no diodo D1 e corrente de entrada (mesma de D1) do protótipo do conversor.</i>	130
<i>Figura 51 - Formas de onda de tensão e corrente na chave e corrente de saída do protótipo do conversor.</i>	131
<i>Figura 52 – Formas de onda de tensão de entrada, tensão de saída, tensão no diodo D1 e corrente de entrada.</i>	132
<i>Figura 53 – Formas de onda de tensão e corrente na chave SW e corrente de saída do conversor.</i>	132
<i>Figura 54 - Forma de onda da tensão no snubber do diodo D1.</i>	133
<i>Figura 55 - Curva de rendimento do conversor fonte-Y para tensão de saída de 360 V.</i>	136

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 1 - Valor máximo de razão cíclica, expressão do ganho e razões de enrolamento para diferentes valores do fator K.</i>	38
<i>Tabela 2 - Parâmetros do script do MATLAB.</i>	74
<i>Tabela 3- Casos analisados.</i>	79
<i>Tabela 4 - Dados do módulo fotovoltaico comercial sob condições padrão de testes (STC).</i>	80
<i>Tabela 5 - Valores máximos permitidos de tensão e corrente nos semicondutores.</i>	80
<i>Tabela 6- Relação de espiras dos enrolamentos do indutor acoplado.</i>	81
<i>Tabela 7 - Parâmetros do conversor.</i>	81
<i>Tabela 8 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída e tensão de saída.</i>	89
<i>Tabela 9 - Valores de tensão e corrente nos semicondutores.</i>	90
<i>Tabela 10 - Valores das perdas de potência nos componentes em watts.</i>	91
<i>Tabela 11 - Valores de rendimento, potência de saída e tensão de saída para pontos de operação com restrição de esforço de tensão na chave.</i>	92
<i>Tabela 12 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para pontos de operação com restrição de valor máximo de tensão na chave.</i>	92
<i>Tabela 13 - Valores das perdas de potência nos componentes, em watts.</i>	93
<i>Tabela 14 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para pontos operacionais otimizados considerando restrições de limites máximos de esforços de tensão e corrente nos semicondutores.</i>	94
<i>Tabela 15 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.</i>	95
<i>Tabela 16 - Valores das perdas de potência nos componentes do conversor.</i>	95
<i>Tabela 17 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída de tensão de saída do conversor considerando limites de esforços nos semicondutores e valor mínimo de 90% de rendimento.</i>	97
<i>Tabela 18 - Esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores para o caso A.3.</i>	97
<i>Tabela 19 - Valores de perdas de potência nos componentes do conversor.</i>	97
<i>Tabela 20 – Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída, tensão de saída e esforços de tensão e corrente nos semicondutores</i>	100
<i>Tabela 21 - Perdas de potência nos componentes do conversor</i>	100
<i>Tabela 22 - Ponto operacional selecionado para simulação no PSIM.</i>	102
<i>Tabela 23 - Valores de razão cíclica, ganho, rendimento, potência e tensão de saída para os pontos operacionais do caso B.</i>	107
<i>Tabela 24 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso B.</i>	108
<i>Tabela 25 - Valores máximos de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso C.</i>	110
<i>Tabela 26 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso C.</i>	111
<i>Tabela 27 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso C.</i>	111
<i>Tabela 28 - Valores das perdas nos componentes para diferentes valores de K para caso C.</i>	111
<i>Tabela 29 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso D.</i>	114

<i>Tabela 30 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso D.</i>	<i>115</i>
<i>Tabela 31 - Valores das perdas nos componentes para diferentes valores de K para caso D.</i>	<i>115</i>
<i>Tabela 32 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso E.</i>	<i>117</i>
<i>Tabela 33- Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso E.</i>	<i>117</i>
<i>Tabela 34 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso F.</i>	<i>120</i>
<i>Tabela 35 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso F.</i>	<i>120</i>
<i>Tabela 36 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso G.</i>	<i>123</i>
<i>Tabela 37 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso G.</i>	<i>124</i>
<i>Tabela 38 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso H.</i>	<i>126</i>
<i>Tabela 39 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso H.</i>	<i>127</i>
<i>Tabela 40 - Configuração do protótipo do conversor CC-CC tipo fonte-Y.</i>	<i>129</i>
<i>Tabela 41 - Configuração do setup experimental para caso A.5 com $k=4$.</i>	<i>129</i>
<i>Tabela 42 - Valores obtidos dos resultados do protótipo comparados com os obtidos pelo algoritmo de otimização.</i>	<i>129</i>
<i>Tabela 43 - Configuração do setup experimental para caso A.5 com $k=4$.</i>	<i>131</i>
<i>Tabela 44 - Comparação dos valores para ponto de operação,</i>	<i>133</i>
<i>Tabela 45 - Valores de potência de entrada, de saída e rendimento obtido para cada valor de resistência de carga e tensão de saída de 360 V.</i>	<i>135</i>

LISTA DE ABREVIATURAS, TERMOS E SIGLAS

MMGD	<i>Micro e Minigeração distribuída</i>
SiC	<i>Carbeto de Silício</i>
GaN	<i>Nitreto de Gálio</i>
PL	<i>Programação Linear</i>
SQP	<i>Programação Sequencial Quadrática</i>
GA	<i>Algoritmos Genéticos</i>
D_{ST}	<i>Razão cíclica</i>
Shoot-Through	<i>Estado de condução conjunta dos interruptores de um mesmo braço</i>
Buck	<i>Conversor abaixador de tensão</i>
Boost	<i>Conversor amplificador de tensão</i>
STC	<i>Condições de teste padrão</i>
PSIM	<i>Software de simulação de circuitos eletrônicos</i>
MATLAB	<i>Software para cálculos matemáticos</i>
SIMPLEX	<i>Algoritmo para resolução de problemas de otimização de programação linear</i>

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	20
1.1 Considerações Iniciais	20
1.2 Otimização de projeto de conversores	23
1.3 Estado da arte – Otimização de projeto de conversores CC-CC	27
1.4 Relevância do Tema	30
1.5 Objetivos do Trabalho	31
1.6 Estrutura do trabalho	31
CAPÍTULO 2 – MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC FONTE-Y	33
2.1 Considerações Iniciais	33
2.2 Rede de Impedância Fonte-Y	34
2.3 Modelagem Não Ideal do Conversor CC-CC do tipo Fonte-Y CC-CC	40
2.3.1 Análise do conversor CC-CC do tipo Fonte-Y: Etapa de <i>shoot-through</i>	41
2.3.2 Análise do conversor CC-CC Fonte-Y: Etapa de <i>non-shoot-through</i>	43
2.4 Modelagem em Espaço de Estados	49
2.5 Cálculo das perdas nos componentes	52
2.5 Cálculo dos capacitores	54
2.6 Comparação de cálculos entre modelo ideal e modelo não ideal	55
2.7 Considerações Finais	56
CAPÍTULO 3 – METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO APLICADA AO CONVERSOR FONTE-Y	57
3.1 Considerações Iniciais	57
3.2 Otimização Linear	57
3.2.1 Método Simplex	58
3.2.1.1 Procedimento computacional do Método Simplex	61
3.2.2 Método de Pontos Interiores	63
3.3 Otimização Não Linear	65
3.3.1 Método de Newton	67
3.3.1.1 Método de Newton para uma variável	67
3.3.1.2 Método de Newton para várias variáveis	68
3.3.2 Método de Pontos Interiores Barreira Logarítmica	69
3.3.2.1 Critério de Convergência	72
3.3.2.2 Inicialização	72

3.4	Otimização de pontos operacionais do conversor fonte-Y	72
3.5	Considerações Finais	76
CAPÍTULO 4 – ESTUDOS DE OTIMIZAÇÃO DE PONTOS OPERACIONAIS DO CONVERSOR CC-CC FONTE-Y		77
4.1	Considerações Iniciais	77
4.2	Caso A – Sistema com 3 módulos fotovoltaicos genéricos em série	82
4.2.1	Caso A.1 - Otimização do ponto de operação sem considerar restrições	88
4.2.2	Caso A.2 - Otimização considerando apenas restrição de esforço máximo de tensão na chave	91
4.2.3	Caso A.3 - Otimização de ganho considerando restrição de esforço máximo de tensão e corrente na chave e nos diodos	93
4.2.4	Caso A.4 - Otimização com restrição de esforço máximo de tensão e corrente na chave e nos diodos e restrição de rendimento mínimo de 90%	95
4.2.5	Caso A.5 – Comparação de valores de esforços nos semicondutores e de perdas nos componentes para pontos operacionais com mesma potência de 1 kW e tensão de saída em 400 V	99
4.2.5.1	Simulação em PSIM de ponto operacional com potência de 1 kW e tensão de saída em 400 V do caso A.5	102
4.3	Caso B	106
4.4	Caso C	109
4.5	Caso D	113
4.6	Caso E	116
4.7	Caso F	119
4.8	Caso G	122
4.9	Caso H	125
4.10	Resultados experimentais	128
4.10.1	Resultado experimental para K=3	129
4.10.2	Resultado experimental para K=4	131
4.10.3	Curva de Rendimento	134
4.11	Considerações Finais	136
CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES		139
5.1	Discussão e Conclusões	139
5.2	Trabalhos Futuros	141
Referências		142

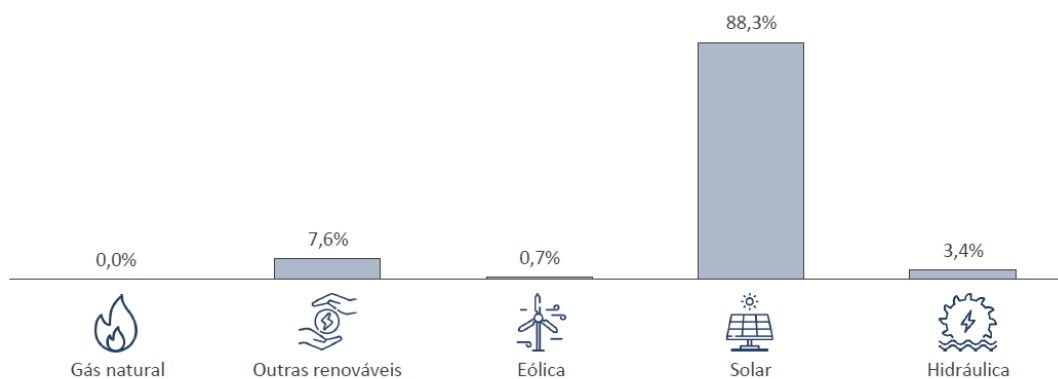
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

O capítulo apresenta uma introdução com a relevância do tema, revisão da literatura sobre otimização de projetos de conversores, os objetivos e como este trabalho está estruturado.

1.1 Considerações Iniciais

A geração de energia elétrica por fontes renováveis vem crescendo ao longo dos anos no mundo. No Brasil, de 2020 a 2021 a participação da energia solar fotovoltaica na matriz energética cresceu 55,9%, passando de 1,6% em 2020 para 2,5% em 2021 [1]. A energia eólica teve aumento de 26,7% no mesmo período. A Micro e Minigeração distribuída (MMGD) apresentou aumento de 84% em 2021, sendo que a energia solar fotovoltaica representou 88,3% da MMGD, conforme apresentado na Figura 1 [1].

Figura 1- Participação das fontes de geração de energia na Micro e Minigeração Distribuída no Brasil.



Fonte: [1].

Na geração distribuída, a produção de energia elétrica ocorre junto ao consumidor final, trazendo alguns benefícios, como adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição, redução do carregamento de transformadores e da própria rede, minimização das perdas, aumento da confiabilidade do sistema, diminuição dos impactos ambientais, entre outros [1].

Uma das formas de integração das fontes de geração distribuída aos sistemas consumidores é com a utilização de microrredes, integrando a geração à rede elétrica ou operando de forma autônoma desconectada da rede [2].

A crescente utilização de cargas que operam em corrente contínua aliada aos avanços nas tecnologias de eletrônica de potência, além da facilidade de interfaceamento com sistemas de armazenamento de energia, impulsionam a utilização de conversores CC-CC integrando os geradores à microrrede CC ou como estágio de conversão para redes CA [3].

Os conversores do tipo rede de impedância em aplicações de conversão CC-CA surgiram como uma alternativa frente as topologias dos conversores convencionais (inversores), oferecendo vantagens com relação extensão da operação como elevador com a possibilidade de obtenção de ganhos elevados, diminuição dos estágios de conversão resultando em aumento de rendimento e diminuição de custos, possibilidade de condução conjunta de interruptores de um mesmo braço contornando a necessidade da aplicação de tempos mortos nas estratégias de modulação e seus efeitos na síntese das formas de onda de saída [4]

Neste cenário, o primeiro conversor CC-CA introduzido com a tecnologia de rede de impedância foi o conversor tipo fonte-Z, proposto por Peng em 2002. A topologia original da rede de impedância tipo fonte-Z é composta por uma malha cruzada de indutores L e capacitores C que permite o estabelecimento de novo estado operacional no inversor denominado de estado de “*shoot-through*”. Este estado é definido pela existência de condução conjunta dos interruptores de um mesmo braço, estado proibido no inversor convencional, e, resulta no fechamento do laço com a fonte de alimentação por meio do circuito da rede de impedância o que permite a realização do processo de elevação de tensão [5].

Assim, de forma geral, dentre as vantagens dos conversores do tipo rede de impedância pode-se citar [6]:

- A conversão de potência é feita em apenas um estágio, enquanto as topologias convencionais recorrem ao uso de um semicondutor de potência adicional para corrigir a tensão disponível na entrada do inversor de tensão, tanto para a função *buck* como *boost*, traduzindo em diminuição dos custos e dimensões do sistema geral;

- A possibilidade de funcionamento do inversor fonte de impedância no modo “*shoot-through*” protege o inversor dos fenômenos de interferência eletromagnética que em topologias clássicas pode resultar na destruição do equipamento;
- Na aplicação com geração distribuída, a grande capacidade de elevação de tensão devido aos altos valores de ganho, permite reduzir o número de módulos fotovoltaicos ligados em série e aumentar o número de módulos ligados em paralelo. Este fato melhora o desempenho da fonte quando afetada pela intermitência gerada pelo “Efeito Sombra”;

As pesquisas relacionadas às redes de impedância cresceram rapidamente desde a primeira proposição do fonte-Z em 2002. O número de modificações e novas topologias fonte-Z cresceu exponencialmente [6]. Cada topologia possui suas características e aplicação na qual é mais bem utilizada. Fontes renováveis de geração de energia, como fotovoltaica e eólica, e acionadores de motores são aplicações promissoras para os conversores do tipo rede de impedância devido à habilidade única de operar como elevador e abaixador de tensão com o mínimo de componentes e potencial baixo custo. Além disso, novas tecnologias aplicadas na fabricação de interruptores de potência, tais como carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN) possibilitam a elevação do rendimento dos conversores empregando redes de impedância [6].

Com o objetivo de possibilitar a obtenção de ganhos de tensão mais elevados e a diminuição dos esforços de tensão e corrente nos interruptores em conversores baseados em fonte de impedância, foram propostas diversas topologias utilizando acoplamento magnético nas redes de impedância, tanto em aplicações de conversão CC-CC quanto CC-CA. Alguns exemplos são: Quase fonte-Z, Trans fonte-Z, Trans quase fonte-Z, TZ, fonte- Γ Z e fonte-Y [6].

Dentre as diversas famílias de topologias de redes de impedância com acoplamento magnético, a topologia denominada fonte-Y vem se destacando por ser uma opção que possibilita a obtenção de elevados ganhos de tensão utilizando menores valores de razão cíclica em relação às demais redes de mesma categoria. Além disso, inerentemente apresenta flexibilidade no estabelecimento de pontos de operação considerando diferentes configurações de razão cíclica e relação de transformação do indutor acoplado. Todavia, alguns desafios são levados em consideração para a escolha do tema deste trabalho. Um deles é a falta de flexibilidade na obtenção do ponto operacional de trabalho dos conversores de outras topologias. O fonte-Y oferece essa flexibilidade, possibilitando atingir o mesmo valor

de ganho por meio de diferentes combinações de K e razão cíclica. Outro problema constatado é o fato de que a utilização de modelos matemáticos idealizados, que não consideram as não idealidades nos componentes, apresentam como resultados pontos operacionais estimados com ganhos os quais o conversor pode não conseguir atingir por conta da influência das perdas. A flexibilidade do conversor tipo fonte-Y possibilita a busca por combinações de K e de razão cíclica que levem a pontos operacionais com maior rendimento, buscando minimizar as influências das perdas nos componentes, bem como evitar regiões em que as tensões e correntes nos semicondutores sejam maiores do que as permitidas pelo fabricante.

Sendo assim, esta tese tem como objetivo contribuir com o estado do conhecimento aplicando um método de otimização de função objetivo, considerando restrições, para definir os pontos ótimos de operação de um conversor CC-CC utilizando a topologia de rede de impedância do tipo fonte-Y, levando em consideração as não idealidades em seus componentes, verificando as restrições de esforços máximos nas chaves semicondutoras, analisando os valores de ganho de acordo com as diferentes relações de espiras do indutor e diferentes valores de razão cíclica (*shoot-through*) com os objetivos de ganho máximo e limite mínimo de rendimento.

Considerando a flexibilidade natural oferecida pelo conversor CC-CC fonte-Y na obtenção do seu ganho, o trabalho apresenta estudos considerando diferentes faixas de aplicação de potência, diferentes combinações da relação de espiras da transformação do indutor acoplado e razão cíclica (*shoot-through*), bem como diferentes valores de tensão de entrada e potência de carga. Para estimar os índices de mérito considerados na função custo do método de otimização, são apresentadas as equações para estimar as perdas e os esforços de tensão e corrente nos componentes. Adicionalmente, para validar a metodologia proposta, diferentes pontos de operação foram comparados com resultados de simulação obtidos em PSIM, e com resultados práticos obtidos em um protótipo de bancada.

1.2 Otimização de projeto de conversores

A utilização de técnicas matemáticas para otimização de projetos em circuitos de eletrônica de potência começou a surgir na década de 1970 e desde então diferentes métodos têm sido propostos na literatura [7] [8] [9] [10] [11].

A otimização refere-se a encontrar uma solução ótima maximizando ou minimizando funções objetivo a partir de um conjunto de alternativas disponíveis dadas restrições, igualdades ou desigualdades às quais as soluções devem satisfazer. Por exemplo, na tarefa de projeto, a otimização serve como uma ferramenta para explorar um conjunto ótimo de parâmetros que maximizam ou minimizam os objetivos de projeto com restrições [12].

A otimização no desenvolvimento de projetos de conversores envolve encontrar a melhor solução para um problema, o que pode se referir à custo, eficiência, qualidade, confiabilidade, densidade de potência ou qualquer outro critério de projeto. Essa solução se manifesta como um extremo máximo ou mínimo de uma determinada função que possui diferentes variáveis de decisão, chamada de função objetivo, e que representa um determinado critério a otimizar [13].

A maioria dos sistemas físicos que estão sujeitos a otimização possuem variáveis de decisão que caracterizam seu estado, ligadas entre si por uma série de leis de comportamento, de maneira que o processo de otimização é restrito a conjuntos de variáveis que verificam essas leis de comportamento. Nos problemas de otimização em engenharia geralmente existe o estabelecimento de limites que descrevem o bom funcionamento do sistema [13]. Essas condições operacionais impostas aos sistemas a serem otimizados podem ser expressas por meio de um conjunto de equações chamadas de restrições. O conjunto formado pela função objetivo e pelas restrições é denominado modelo matemático. Alguns autores concebem um modelo como o binômio formado pela representação matemática-funcional (ou algorítmica) dele, e pelo conjunto de dados necessários para sua resolução. É importante que exista um compromisso entre o nível de detalhe exigido para o modelo, as técnicas numéricas disponíveis para sua solução, a disponibilidade e a facilidade de manipulação dos dados envolvidos e as conclusões que finalmente precisam ser extraídas dos resultados [14].

No que se refere aos projetos de conversores, existem três principais objetivos de otimização: minimização de volume e peso, minimização de custo e maximização de rendimento. O projeto de otimização para cada um destes objetivos separadamente pode ser semelhante, porém não o mesmo, bem como esses objetivos podem ser conflitantes, como por exemplo a otimização de custo com a otimização de volume e rendimento [15].

De maneira geral, os problemas de otimização, bem como as técnicas disponíveis para sua resolução, podem ser classificados da seguinte maneira [16]:

1. Técnicas do Cálculo Diferencial Clássico: se o problema não possuir restrições, o valor ótimo é obtido por cálculo diferencial. No caso de problema com restrições, ele pode ser transformado em um equivalente sem restrições aplicando-se a técnica dos Multiplicadores de Lagrange [16];
2. Otimização Linear ou Programação Linear (PL): trata-se de encontrar o mínimo ou o máximo de uma função objetivo de natureza linear, sujeita a um conjunto de restrições que também são lineares. O algoritmo mais comum para resolver problemas de PL é o SIMPLEX [17];
3. Otimização Não Linear Convexa: contém pelo menos uma função não linear e, devido às propriedades da convexidade, se tiver algum ótimo este será global. A depender do tipo de problema, podem ser propostas diferentes soluções de resolução, tais como [18]:
 - a. Linearização: neste caso, o problema não linear é transformado em linear, o que proporciona uma aproximação adequada e suficiente ao problema real a ser tratado;
 - b. Programação Quadrática: trata de funções objetivo quadráticas e restrições lineares. Vários procedimentos de resolução foram desenvolvidos, uma das mais conhecidas como transformação em um problema linear equivalente;
 - c. Método do Gradiente: é um procedimento iterativo no qual a solução é melhorada na direção do gradiente da função objetivo. O processo acaba encontrando o ótimo.
4. Otimização Não Convexa: Se o problema de otimização não for convexo, ele pode conter um ótimo local, de modo que as primeiras técnicas desenvolvidas, como o Método Gradiente, podem convergir para um ótimo local sem haver exploração de outras soluções mais adequadas. Os procedimentos aplicáveis aos casos não convexos são os seguintes [19]:
 - a. Enumeração Explícita ou Exaustiva: em problemas que possuem um número finito de possíveis soluções, onde são avaliadas e comparadas todas as soluções possíveis;
 - b. Enumeração Implícita ou Parcial: o processo de enumeração é estruturado de tal forma que apenas uma fração de todas as soluções possíveis são examinadas no processo de escolha;

- c. Métodos Metaheurísticos: estes conseguem melhorar uma solução inicial por meio de uma aproximação racional, porém não garantem a obtenção do ótimo global e possuem uma grande flexibilidade na adaptação de diversos problemas específicos. Esses métodos têm sido amplamente estudados nas últimas décadas, o que aprofundou de maneira marcante o conhecimento sobre o processo de resolução de problemas complexos. São geralmente desenvolvidos com inspirações de evolução biológica. Alguns exemplos de Metaheurísticas são: *Ant Colony Optimization* (ACO), *Genetic Algorithm* (GA), *Differential Evolution* (DE), *Shuffled Frog Leaping Algorithm* (SFLA), *Honey-Bee Mating Optimization* (HBMO), *Particle Swarm Optimization* (PSO) [13].
5. Problemas Especiais: são técnicas específicas que foram desenvolvidas para uma grande variedade de problemas que possuem estruturas especiais, embora também sejam úteis em problemas de estrutura convexa ou mesmo na resolução de problemas lineares que também possam ser resolvidos por técnicas padrão. Um bom exemplo deste tipo de técnicas é a Programação Dinâmica, orientada para a otimização de um determinado problema por meio da decomposição em uma sequência de subproblemas, sendo particularmente indicado nos casos em que o sistema em questão pode ser decomposto em uma série de estágios [16].

Uma vez que a tarefa de otimização de aplicações específicas é formulada, a solução ótima pode ser obtida por um método de programação determinístico (por exemplo, programação linear ou quadrática) ou um método de programação não determinístico, ou seja, método metaheurístico. Os métodos de programação determinística precisam calcular o gradiente e as matrizes Hessianas, o que é um desafio para a maioria das tarefas de otimização em eletrônica de potência devido à complexidade. Os métodos metaheurísticos servem como uma ferramenta geral de ponta a ponta que precisa de menos experiência especializada e é eficiente e escalável para várias tarefas de otimização [12].

1.3 Estado da arte – Otimização de projeto de conversores CC-CC

Diversos estudos têm sido realizados objetivando a otimização de projetos de conversores, aplicando diferentes métodos matemáticos disponíveis e buscando maximizar ou minimizar diferentes parâmetros.

Em [20] o autor utiliza o algoritmo genético de fronteira de Pareto no Matlab para otimização multiobjetivo aplicado a projeto de conversor boost PFC monofásico, buscando minimizar volume e maximizar eficiência, considerando perdas nos componentes e impactos de temperatura. Foram impostas restrições relacionadas a limites físicos, condições de operação e geometria. Um protótipo experimental com 3 kW foi utilizado para comprovação dos resultados.

Em [21] o autor aplica algoritmo de otimização pertencente à classe de métodos baseados em gradiente, tanto de programação sequencial quadrática (SQP) quanto o método modificado de direções factíveis utilizando o software Matlab em conjunto com o software VisualDOC, no projeto de um conversor Boost de Correção de Fator de Potência – PFC com 1,15 kW de potência, com o objetivo de minimizar custos com componentes e considerando restrições de limitações físicas e regiões de operação segura dos componentes.

No estudo apresentado em [22] o autor utiliza algoritmos genéticos como ferramenta para a otimização de projeto de circuitos de eletrônica de potência.

Um algoritmo genético com fronteira de Pareto baseado no método *Multi-Objective Genetic Algorithm* (MOGA) para otimização multiobjetivo também é aplicado em [23] para projeto de conversor multiportas CC/CC para veículos elétricos, objetivando minimizar peso, perdas e ripple de corrente de entrada.

Em [24] o autor utiliza algoritmo genético baseado em fronteira de Pareto em otimização multiobjetivo, chamado “Algoritmo Genético de Ordenação Não Dominada (NSGA-II)”, com restrições, para projeto de um conversor CC-CC Boost de 1,5 kW de potência, com modelagem considerando perdas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores e perdas no cobre e núcleo do indutor, com o objetivo de minimizar perdas, custos e volume e maximizar eficiência.

Algoritmos genéticos são utilizados em [25], sendo aplicados em otimização multiobjetivo de projeto de conversor CC-CC isolado. Uma abordagem de metodologia de

resposta e superfície (RSM) é usada em combinação com uma ferramenta de otimização de projeto multiobjetivo utilizando GA.

No trabalho apresentado em [26] o autor utilizou o método de elementos finitos para otimização multiobjetivo de um conversor Boost intercalado de alto desempenho buscando maximizar a eficiência e minimizar o volume do conversor.

No trabalho apresentado em [27] o autor utiliza algoritmos genéticos para otimização multiobjetivo de projeto de conversor Buck, objetivando redução de custos e volume. Segundo o autor a natureza discreta dos circuitos com dispositivos semicondutores sugere a utilização de métodos estocásticos, como os algoritmos genéticos, ao invés de métodos determinísticos.

Em [28] o autor utiliza um software de otimização com algoritmo determinístico de gradiente adaptado para o projeto de conversor que tem como objetivo o compromisso entre tempo de computação e precisão de resultados. O algoritmo é aplicado no projeto de um conversor flyback CA/CC-CC com restrições multi-físicas considerando modelagem do conversor com perdas nos componentes. Os resultados de simulação foram validados com a montagem experimental.

No trabalho apresentado em [29] o autor desenvolve um algoritmo que aplica a técnica dos algoritmos genéticos para explorar otimização multivariável para sistema de energia solar baseado em microrrede CC em aplicações espaciais, objetivando maximizar eficiência e densidade de potência de quatro topologias diferentes de conversores CC.

Em [30] o autor aplica um algoritmo de otimização combinatória, utilizando o software MATLAB para otimizar a densidade de potência (volume ou massa) de um conversor trifásico que utiliza dispositivos semicondutores de Carbetto de Silício (SiC), considerando restrições de máxima tensão e ondulação de corrente nos semicondutores.

Uma visão global de aplicação de diferentes técnicas utilizando inteligência artificial em eletrônica de potência é vista em [31]. O estudo aponta a utilização de algoritmos de otimização em projeto, controle e manutenção, abordando a aplicação de quatro categorias de inteligência artificial, sendo elas, lógica fuzzy, métodos metaheurísticos e aprendizado de máquina. Segundo o levantamento realizado pelos autores na literatura, dos estudos que utilizam métodos metaheurísticos 48% aplicam algoritmos genéticos (GA), 43% aplicam

otimização de partículas de enxame (PSO) e 9% usam outras técnicas. Esses métodos são usados tanto para a tarefa completa de otimização quanto aliados a outros métodos de aprendizado de máquina.

Em [32] o autor apresenta um algoritmo de otimização de projeto de conversor Boost de N-Células paralelas intercaladas, aplicado a célula a combustível, baseado na seleção de uma solução por meio de varredura de parâmetros de projeto (frequência de chaveamento, ondulação de corrente e densidade de corrente). A partir desses parâmetros, o algoritmo seleciona o melhor ponto de operação e as tecnologias cuja associação global tenha o melhor desempenho. O objetivo é encontrar projetos que resultem em elevada eficiência e altas densidades volumétricas de potência. No estudo são levadas em consideração as resistências parasitas nos elementos. Os interruptores utilizados englobam três diferentes tecnologias, silício, super-junção (CoolMOS C7) e carbeto de silício (SiC).

No estudo realizado em [33] o autor utiliza a ferramenta *Toolbox Global Optimization* do Matlab, usando o método *GlobalSearch* para otimização de conversor Boost com modelo de perdas nos diodos, interruptores e indutor de acoplamento. A função objetivo é o rendimento a ser maximizado. Um protótipo de 200W foi desenvolvido, porém nos ensaios notou-se uma discrepância significativa entre o modelo teórico otimizado e os resultados experimentais, optando-se por utilizar uma frequência de comutação menor, de 100 kHz, diferente dos 160 kHz obtidos pelos cálculos de otimização. Assim, com a ajuda de ensaios térmicos, constatou-se que as perdas adicionais apresentadas na prática são resultantes de efeitos não modelados, em alta frequência, nos enrolamentos do indutor acoplado. Após esse ajuste no valor de frequência, o conversor apresentou rendimento maior que 97%.

Em [34] uma metodologia de otimização de projeto multiobjetivo para sistemas conversores de propulsão de aeronaves elétricas foi proposta. Com base nos requisitos de engenharia, o método pode produzir projetos ótimos em relação a várias funções objetivo. A fronteira de Pareto pode ser encontrada para objetivos que incluem a densidade de potência, eficiência típica, custo e confiabilidade. Esta metodologia de projeto foi examinada e um conjunto de soluções candidatas foi gerado para um conversor de fonte de tensão back-to-back avaliado em 1 MW com uma tensão de barramento CC de 2,4 kV. Usando uma seleção de componentes disponíveis comercialmente, cálculos precisos, incluindo custo, foram realizados para as 17.107.272 soluções em apenas 20 minutos aproximadamente. Dos 7.930

projetos na frente de Pareto ao usar os objetivos de densidade de potência, custo, eficiência e confiabilidade, o desempenho ideal em cada objetivo para o sistema conversor de potência de propulsão é de 11,151 kW/kg, US\$ 22,03/kW, 98,302% e 1.642 FIT (falhas no tempo), respectivamente. Devido à alta velocidade do programa de simulação térmica, a abordagem de busca exaustiva é atualmente aceitável, mas quando outras variáveis de projeto são adicionadas (como comparar estratégias de modulação ou topologias inteiras), um algoritmo genético precisará ser implementado.

Observa-se na literatura que a maioria dos trabalhos na área tem como objetivo, principalmente, a maximização de densidade de potência com a relativa minimização de volume e peso, bem como a minimização de custo e maximização de rendimento dos conversores. Para isto os autores propõem a utilização de softwares que realizam a tarefa de forma automatizada e aplicam, também em sua maioria, métodos metaheurísticos, como os algoritmos genéticos e algoritmos de comportamento de colônias (PSO). Nem todos os autores consideram, nas modelagens dos conversores, as perdas de condução nos semicondutores nem as perdas resistivas nos indutores e capacitores constatando-se que a modelagem das perdas é um desafio e reflete diretamente na comparação entre valores teóricos otimizados e os obtidos por resultados experimentais.

Sendo assim, constata-se que na literatura não existem pesquisas envolvendo conversores empregando redes de impedância da família fonte-Y considerando otimização de projeto com condições de restrições e com modelagem matemática considerando componentes não ideais.

1.4 Relevância do Tema

A integração de sistemas de energias renováveis à rede elétrica exige cada vez mais a utilização de conversores que tenham uma ótima relação de alto ganho e eficiência. Os conversores de rede de impedância do tipo fonte-Y se mostram adequados para aplicações que ganhos mais elevados e com poucos componentes, comparados a outras topologias de conversores, devido à sua flexibilidade e utilização de baixos valores de razão cíclica. No entanto, não existe até o momento estudos no sentido de otimização de projetos desses conversores levando em conta uma modelagem matemática que considera as não idealidades

nos componentes e aplicando algoritmo de otimização de Pontos Interiores para estabelecer combinações viáveis de parâmetros de projeto (razão cíclica e relações de transformação) que maximizem o ganho e permitam o atendimento a restrições operacionais como rendimento e máximos esforços de tensão e corrente nos interruptores semicondutores.

1.5 Objetivos do Trabalho

Esta tese visa contribuir com o estado do conhecimento apresentando estudos relacionados à determinação de configurações operacionais otimizadas de um conversor CC-CC fonte-Y, obtidas considerando a aplicação de um algoritmo de ponto interior não linear, objetivando a otimização na maximização do ganho e eficiência, e, atendendo às restrições máximas de tensão e corrente em semicondutores. Considerando a flexibilidade natural oferecida pela rede de impedância do tipo fonte-Y na obtenção do ganho, os objetivos específicos envolvem estudos considerando diferentes faixas de aplicação de potência, diferentes combinações da relação de espiras da transformação do indutor acoplado e razão cíclica de *shoot-through*, bem como diferentes valores de tensão de entrada e potência de carga. Por fim, os objetivos específicos também incluem a validação das metodologias propostas considerando resultados de simulação obtidos em PSIM e resultados práticos obtidos em um protótipo de bancada.

1.6 Estrutura do trabalho

Com a finalidade de atingir os objetivos listados anteriormente, este trabalho apresenta-se organizado em capítulos, como segue.

O CAPÍTULO 2 – MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC FONTE-Y apresenta estudos relacionados à rede de impedância do tipo Fonte-Y, bem como a modelagem matemática do conversor CC-CC Fonte-Y considerando componentes não ideais.

O CAPÍTULO 3 – METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO APLICADA AO CONVERSOR FONTE-Y apresenta a metodologia utilizando o algoritmo de pontos interiores aplicado à otimização do ponto de operação ideal, com o objetivo de maximizar ganho do conversor, considerando também casos com restrições de rendimento mínimo e máximo esforços nos semicondutores.

O CAPÍTULO 4 – ESTUDOS DE OTIMIZAÇÃO DE PONTOS OPERACIONAIS DO CONVERSOR CC-CC FONTE-Y, apresenta os resultados obtidos por meio da aplicação do algoritmo de otimização, simulação computacional dos pontos de operação escolhidos, bem como resultados experimentais de bancada.

Por fim, o CAPÍTULO 5 – DISCUSSÕES E CONCLUSÕES, tem como objetivo apresentar as principais discussões e conclusões relacionadas ao trabalho realizado, além de apresentar as sugestões para trabalhos futuros no intuito de contribuir para a melhoria no desenvolvimento de projetos de conversores.

CAPÍTULO 2 – MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC FONTE-Y

O capítulo apresenta estudos relacionados à rede de impedância do tipo Fonte-Y, bem como a modelagem matemática do conversor CC-CC Fonte-Y considerando perdas em seus componentes.

2.1 Considerações Iniciais

O conversor baseado em rede de impedância do tipo fonte-Y surgiu com o objetivo de ser uma opção no provimento de elevados ganhos de tensão para integração de fontes renováveis de energia utilizando valores baixos de razão cíclica, e, com menores esforços de tensão e corrente sobre os interruptores de potência em relação as outras topologias de redes de impedância baseadas em acoplamentos magnéticos. Especificamente, a topologia da rede de impedância do tipo fonte-Y emprega um transformador com 3 enrolamentos acoplados, além de um diodo, um capacitor e uma chave [35].

Entre as diversas aplicações desse tipo de conversor, pode-se citar a utilização dele em sistemas de geração distribuída [36].

Uma rede de distribuição que utiliza geração distribuída requer conversores eletrônicos de potência para integrar as fontes com baixas tensões dos geradores (módulos fotovoltaicos, células a combustível e turbinas eólicas), normalmente provendo ganhos para um valor pré-definido que permita a integração direta com a rede de distribuição ou ao estágio de processamento eletrônico com esta finalidade. Dependendo do modelo, a tensão de operação em condições de teste padrão (STC – *Standard Test Conditions* – irradiância de 1000 W/m², espectro de massa atmosférica de 1,5 e temperatura da célula de 25 °C) de um módulo fotovoltaico pode variar desde 34,9 V, para um módulo de silício policristalino com 260 W, até 42 V para um módulo com potência de 550 W bifacial de silício policristalino tipo N. Sendo assim, conversores com ganho elevado são necessários para conectar os módulos à rede. A intermitência de geração de energia de fontes renováveis, como solar e eólica, deve também ser levada em consideração ao se projetar o conversor, exigindo um alto ganho que consequentemente possibilite minimizar os impactos das variações de tensão na entrada [36].

Os tipos de conversores podem ser CC-CC, CA-CA, CA-CC ou CC-CA, dependendo do sistema considerado. Para conversores CC-CC, podem ser aplicados os conversores boost

convencional [37], push-pull [38], half-bridge [39], full-bridge [40] e aqueles com numerosas células multiplicadoras de tensão [41] que são utilizados para aumentar os valores baixos de tensões da fonte para uma tensão regulada do barramento CC entre 200 V e 600 V, dependendo dos requisitos do sistema [42] [43] [44] [45]. O ganho de tensão necessário, se for consideravelmente elevado acima de 10, geralmente exige a inclusão de transformadores de alta frequência nos circuitos conversores, cujas relações de espiras são quase sempre aumentadas proporcionalmente aos ganhos exigidos. Alternativamente, técnicas em cascata ou multinível podem ser introduzidas nos conversores para aumentar seus ganhos [16], mas o número de componentes e a complexidade envolvida também aumentam.

Assim sendo, a escolha de um tipo de conversor com alto ganho e com número reduzido de componentes, como o conversor baseado em rede de impedância do tipo fonte-Y, se mostra adequada para a aplicação em conversão CC-CC presente no estágio primário de um sistema de geração distribuída de energia elétrica.

Este capítulo apresenta os estudos sobre o funcionamento da rede de impedância e a modelagem do conversor CC baseado na rede de impedância do tipo fonte-Y, considerando a contabilização de não idealidades relacionadas com as perdas resistivas nos enrolamentos do transformador e nos capacitores, além das perdas em condução e chaveamento dos semicondutores ativos e passivos.

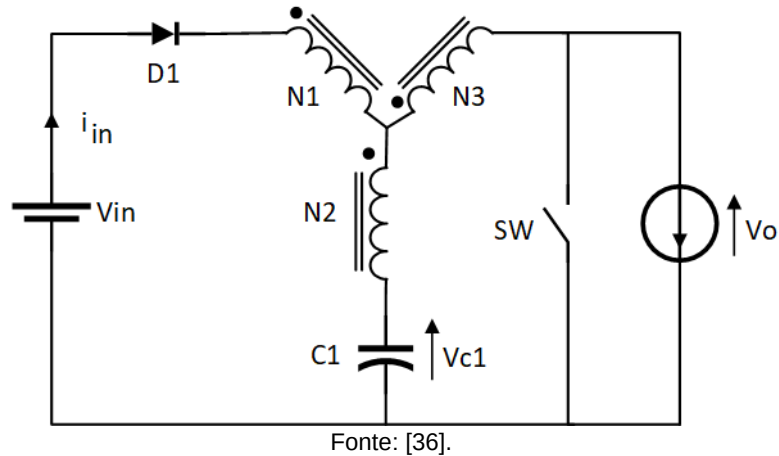
2.2 Rede de Impedância Fonte-Y

O diagrama esquemático básico da rede de impedância do tipo fonte-Y é apresentado na Figura 2. O circuito é composto por um interruptor ativo SW, um diodo D_1 , um capacitor C_1 , e um indutor acoplado com três enrolamentos (N_1 , N_2 , N_3). A presença do acoplamento magnético permite a elevação de tensão por meio de menores valores de razão cíclica D , em relação as principais topologias da classe de redes com acoplamento magnético (Quase fonte-Z, Trans fonte-Z, Trans quase fonte-Z, TZ, fonte- Γ Z e fonte-Y [6]).

Um aspecto importante nesta topologia de rede é que a construção física do transformador deve ser efetuada de forma a concretizar um fator de acoplamento o mais próximo da unidade, de forma a minimizar as indutâncias de dispersão que podem ocasionar

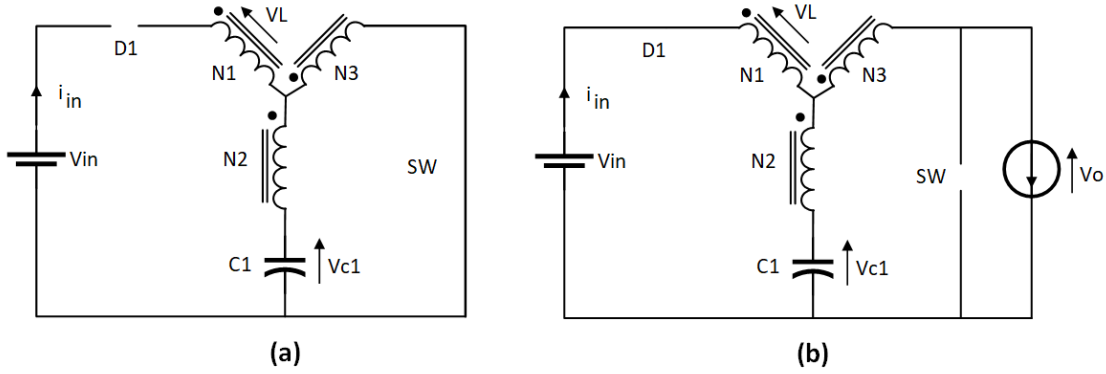
esforços de tensão indesejados na comutação. Este pode ser obtido através da utilização de técnicas especiais de enrolamento considerando bobinas bifilares [35].

Figura 2 - Conversor com rede de impedância do tipo fonte-Y.



O conversor baseado em redes de impedância convencionalmente opera considerando dois tipos de etapas de funcionamento, uma relacionada com o efeito de elevação e outro que envolve uma ou mais sub-etapas relacionadas com a evolução da transferência de energia. A primeira etapa utilizada para se obter o aumento da tensão de saída V_o é denominada de etapa de “shoot-through”. O efeito de elevação é obtido por meio da condução da chave SW, criando assim um laço de baixa impedância (curto-circuito) na saída do conversor, polarizando reversamente o diodo D1, e efetuando o carregamento dos elementos ressonantes da rede de impedância. Essa situação de operação é ilustrada na Figura 3 (a) e utilizando-se a Lei de Kirchhoff para a análise do circuito, obtém-se a expressão descrita em (2.1). As relações de transformação entre os enrolamentos acoplados são definidas como: $n_{12} = N_1/N_2$ e $n_{13} = N_1/N_3$.

Figura 3 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do conversor CC-CC fonte-Y: (a) Etapa de shoot-through e (b) Etapa de non-shoot-through.



Fonte: [36].

Quando a chave SW é aberta, o conversor opera na etapa de funcionamento denominada de “non-shoot-through”. Nesta etapa de funcionamento o diodo D_1 permanece diretamente polarizado e a tensão de saída V_o torna-se maior que V_{in} devido à energia armazenada anteriormente no capacitor C_1 . A Figura 3 (b) apresenta o circuito equivalente desta etapa de funcionamento, e aplicando a análise das malhas é possível obter (2.2).

$$V_{C1} + \frac{v_L}{n_{12}} - \frac{v_L}{n_{13}} = 0 \Rightarrow v_L = \frac{n_{12}n_{13}}{n_{12} - n_{13}} V_{C1} \quad (2.1)$$

$$V_{in} = v_L + V_{C1} + \frac{v_L}{n_{12}} \Rightarrow v_L = \frac{n_{12}}{n_{12} + 1} (V_{in} - V_{C1}) \quad (2.2)$$

Aplicando a técnica da média em espaços de estados, considerando (2.1) e (2.2) obtém-se a expressão (2.3), em que d_{ST} representa a razão cíclica da chave SW.

$$\begin{aligned} \frac{n_{12}}{n_{12} + 1} (V_{in} - V_{C1})(1 - d_{ST}) + \frac{n_{12}n_{13}}{n_{12} - n_{13}} V_{C1} d_{ST} &= 0 \Rightarrow V_{C1} \\ &= \frac{V_{in}(1 - d_{ST})}{\left[1 - \frac{n_{12}(n_{13} + 1)d_{ST}}{n_{12} - n_{13}}\right]} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Sendo: $n_{xy} = \frac{N_x}{N_y}$, onde N é o número de espiras do enrolamento.

A expressão (2.3) quando utilizada com o circuito equivalente apresentado na Figura 3(b), aplicando a lei de *Kirchhoff* à malha externa, conduz à expressão (2.4) que possibilita o cálculo da tensão de saída de pico, $\hat{v}_o$ e, por conseguinte do ganho estático de tensão $G_v = \hat{v}_o/V_{In}$.

$$\begin{aligned}\hat{v}_o &= V_{In} - \left(1 + \frac{1}{n_{13}}\right)v_L = V_{In} - \left(\frac{n_{13} + 1}{n_{13}}\right)\left(\frac{n_{12}}{n_{12} + 1}\right)(V_{In} - V_{C1}) \Rightarrow \hat{v}_o \\ &= \frac{V_{In}}{\left[1 - \frac{(1 + n_{13})d_{ST}}{1 - n_{23}}\right]} = \frac{V_{In}}{[1 - Kd_{ST}]}\end{aligned}\quad (2.4)$$

Em que, K é um termo que indica o fator de enrolamento do indutor, definido em (2.5).

$$K = \frac{(1 + n_{13})}{(1 - n_{23})} = \frac{(N_1 + N_3)}{(N_3 - N_2)} \quad (2.5)$$

Para garantir que o ganho da rede do tipo fonte-Y seja maior que o obtido pela rede de impedância basilar do tipo fonte-Z (ganho = 2), e, que a operação do conversor ocorra como descrito anteriormente, deve-se obedecer às inequações (2.6) e (2.7).

$$\frac{1 + n_{13}}{1 - n_{23}} > 2 \Rightarrow N_1 + 2N_2 > N_3 \quad (2.6)$$

$$1 - n_{23} > 0 \Rightarrow N_2 < N_3 \text{ e } N_3 > 1 \quad (2.7)$$

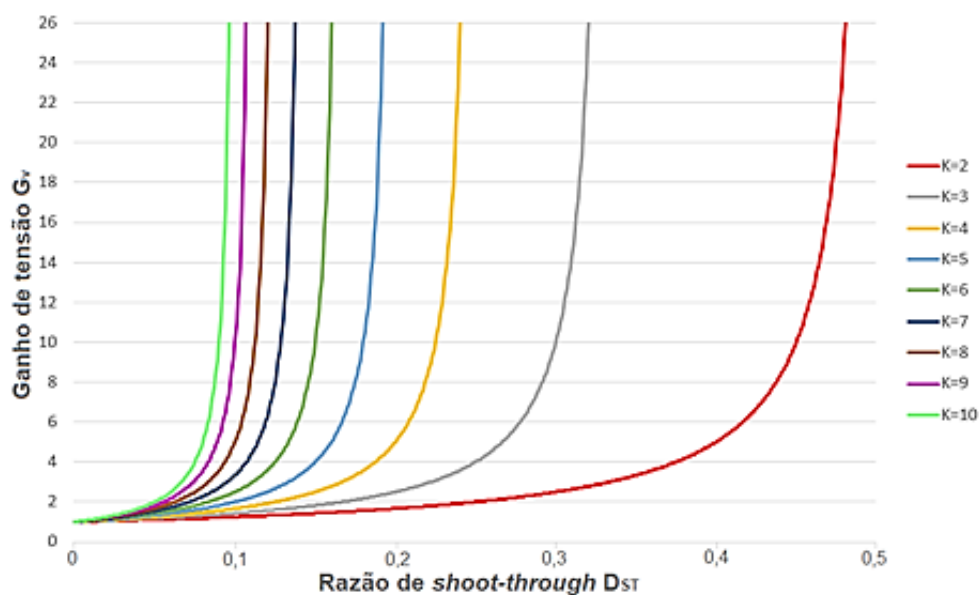
A Tabela 1 apresenta uma coletânea de combinações de relações de transformações que atendem os critérios estabelecidos. Adicionalmente, a tabela também apresenta as razões cíclicas máxima, as expressões de ganho e as combinações das razões N_1 , N_2 e N_3 para cada valor de K .

Tabela 1 - Valor máximo de razão cíclica, expressão do ganho e razões de enrolamento para diferentes valores do fator K.

$K = \frac{(N_1 + N_3)}{(N_3 - N_2)}$	$D_{ST_{max}}$	Ganho G_v	Relações $N_1 : N_2 : N_3$
2	$\frac{1}{2}$	$(1 - 2 \cdot D_{ST})^{-1}$	(1:1:3), (2:1:4), (1:2:5), (3:1:5), (4:1:6), (1:3:7)
3	$\frac{1}{3}$	$(1 - 3 \cdot D_{ST})^{-1}$	(1:1:2), (3:1:3), (1:3:5), (4:2:5)
4	$\frac{1}{4}$	$(1 - 4 \cdot D_{ST})^{-1}$	(2:1:2), (1:2:3), (5:1:3), (8:1:4)
5	$\frac{1}{5}$	$(1 - 5 \cdot D_{ST})^{-1}$	(3:1:2), (2:2:3), (1:3:4), (7:1:3)
6	$\frac{1}{6}$	$(1 - 6 \cdot D_{ST})^{-1}$	(4:1:2), (3:2:3), (2:3:4), (1:4:5), (9:1:3)
7	$\frac{1}{7}$	$(1 - 7 \cdot D_{ST})^{-1}$	(5:1:2), (4:2:3), (3:3:4), (2:4:5)
8	$\frac{1}{8}$	$(1 - 8 \cdot D_{ST})^{-1}$	(6:1:2), (5:2:3), (4:3:4), (3:4:5), (2:5:6)
9	$\frac{1}{9}$	$(1 - 9 \cdot D_{ST})^{-1}$	(7:1:2), (6:2:3), (5:3:4), (4:4:5)
10	$\frac{1}{10}$	$(1 - 10 \cdot D_{ST})^{-1}$	(8:1:2), (7:2:3), (6:3:4)

Na Figura 4 são apresentadas as curvas de ganho de tensão teórico, desconsiderando perdas no conversor, para cada valor de K em relação à razão cíclica.

Figura 4 - Curvas de ganho de tensão em função da razão cíclica para diferentes valores de K.



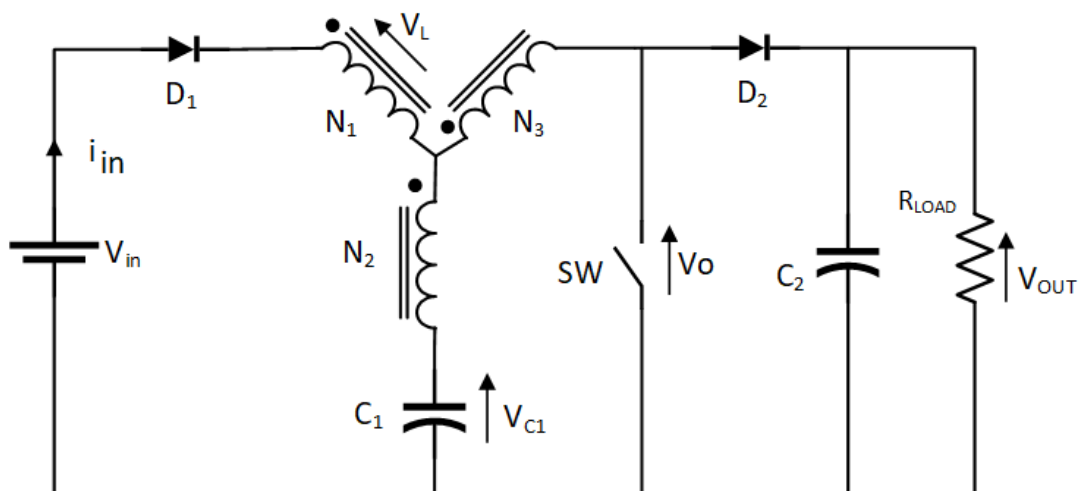
Fonte: Autor.

Portanto é possível observar que o fonte-Y consegue atingir um mesmo ganho desejado utilizando menores intervalos de *shoot-through*, e com diferentes valores de K. Essa flexibilidade de estabelecimento de ponto de operação presente na estrutura fonte-Y e em outras redes de impedância empregando acoplamento magnético representa uma grande vantagem [35].

Em [36] é apresentado o conversor baseado na rede do tipo Fonte-Y em aplicação CC-CC, conforme mostrado na Figura 5. Nota-se que para garantir a manutenção do elo CC de saída não pulsante foram acrescentados dois componentes, especificamente um diodo D_2 e um capacitor C_2 , quando comparado ao circuito da rede de impedância da Figura 3. Com a adição desses componentes, ao ligar a chave SW ocorre a polarização reversa de D_1 e D_2 simultaneamente. Isto permite que o capacitor C_1 carregue a indutância de magnetização do indutor acoplado e C_2 carregue a carga. Desligando a chave SW, por outro lado, acontece a condução de D_1 e a fonte de entrada V_{in} passa a carregar C_1 . A fonte de entrada em conjunto com o indutor acoplado também fornecem energia para recarregar C_2 e transferir energia para a carga, porém somente se a tensão em C_2 for menor que a tensão V_o da chave SW. Quando isso acontece, D_2 conduz, ligando C_2 e a carga ao resto do circuito. O ciclo se repete quando SW liga novamente. Ao alternar periodicamente SW, a tensão de carga V_{out} em C_2 pode, portanto, ser regulada em V_o , que de acordo com (2.4), representa um ganho $G_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} =$

$\left[1 - \frac{(1+n_{13}).D_{ST}}{(1-n_{23})}\right]^{-1}$, que é o ganho máximo que a rede fonte-Y pode fornecer.

Figura 5 - Diagrama do conversor Fonte-Y elevador de tensão.



Fonte: Adaptado de [36].

2.3 Modelagem Não Ideal do Conversor CC-CC do tipo Fonte-Y CC-CC

Para a modelagem do conversor foi considerado o conversor operando no modo de condução contínua em aplicação CC-CC. O modelo foi desenvolvido considerando a aplicação da técnica de valor médio, dos critérios de balanço de energia, da aproximação por pequena ondulação, em que as ondulações das variáveis de estado são consideradas desprezíveis em relação aos seus valores médios.

Durante a condução do interruptor ativo (SW), este foi modelado por uma resistência série linear. Durante seu bloqueio, adotou-se o comportamento como um circuito aberto (resistência de valor infinito).

Os diodos em condução são modelados por uma fonte de tensão V_d e uma resistência R_d . Em condição de bloqueio, analogamente ao adotado para o interruptor, estes são modelados como uma resistência de valor infinito (circuito aberto).

O indutor acoplado foi modelado como um transformador ideal com uma indutância de magnetização em paralelo. Na análise do modelo, a indutância de magnetização é tratada como um indutor qualquer, ou seja, obedecendo as leis de balanço de energia. Foram consideradas as perdas devido à resistência dos fios de cobre nos enrolamentos e ao efeito pelicular ("*skin effect*"). O fator de acoplamento do indutor é considerado perfeito.

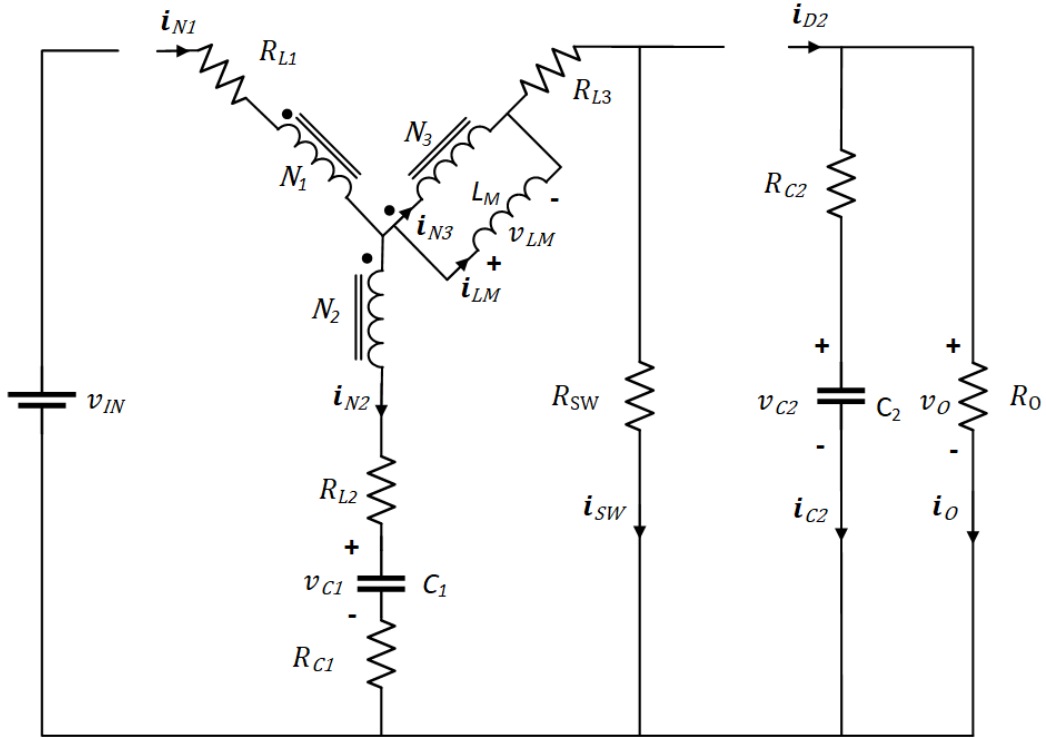
Para os capacitores foi considerado o modelo com uma resistência série equivalente, responsável pelo aquecimento do dispositivo. A carga foi modelada como uma resistência pura.

Por fim, os componentes passivos são considerados lineares, invariantes no tempo e independentes da frequência. As subseções a seguir apresentam a análise do conversor, considerando as não idealidades descritas, em suas duas principais etapas de funcionamento, visando a obtenção do modelo matemático composto por equações que descrevem a sua operação em grandes sinais (CC).

2.3.1 Análise do conversor CC-CC do tipo Fonte-Y: Etapa de *shoot-through*

A Figura 6 apresenta o diagrama esquemático equivalente do conversor CC-CC do tipo Fonte-Y, na etapa de “*shoot-through*”, com a representação das não idealidades consideradas nos componentes, conforme explicado na seção anterior.

Figura 6 - Circuito equivalente do conversor CC do tipo fonte Y (não ideal): Etapa de *shoot-through*.



Fonte: Autor.

Durante o período em que o interruptor ativo SW está conduzindo, os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados. Considerando um modelo real do interruptor ativo e dos enrolamentos do indutor, aplicando a lei de Kirchhoff das Tensões, por meio do circuito da Figura 6, é possível obter:

$$v_{C1} + i_{N2} \cdot (R_{L2} + R_{C1}) + v_{LM} \left(\frac{N_2}{N_3} \right) - v_{LM} - (i_{N3} + i_m)(R_{L3} + R_{SW}) = 0 \quad (2.8)$$

$$v_{C2} + i_{C2} \cdot R_{C2} - v_O = 0 \quad (2.9)$$

Sendo:

R_{SW} : Resistência série do interruptor ativo em condução;

R_{C1} e R_{C2} : Resistência série do capacitor C_1 e C_2 respectivamente;

R_{L2} e R_{L3} : Resistência série dos enrolamentos N_2 e N_3 do indutor, respectivamente.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no circuito equivalente da Figura 6, obtém-se:

$$i_{N1} = i_{N2} + i_{N3} + i_{LM} \quad (2.10)$$

$$i_{D2} = i_{C2} + i_O \quad (2.11)$$

Em um indutor com enrolamento acoplado é válida a equação (2.12):

$$i_{N1} \cdot N_1 + i_{N2} \cdot N_2 + i_{N3} \cdot N_3 = 0 \quad (2.12)$$

Porém, como não há corrente circulando pelo enrolamento 1, nem por D_2 , então as equações (2.10), (2.11) e (2.12), podem ser simplificadas por:

$$i_{N2} + i_{N3} + i_{LM} = 0 \quad (2.13)$$

$$i_{C2} = -i_O \quad (2.14)$$

$$i_{N2} \cdot N_2 + i_{N3} \cdot N_3 = 0 \quad (2.15)$$

A partir das equações (2.8), (2.9), (2.13), (2.14) e (2.15) obtém-se as equações (2.16), (2.17) e (2.18):

$$i_{N1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{LM}(j_1) \quad (2.16)$$

$$v_{LM} = L_M \frac{di_{LM}}{dt} = v_{C1}(j_2) + i_{LM}(j_3) \quad (2.17)$$

$$i_{N2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = v_{C2}(j_4) \quad (2.18)$$

Sendo:

$$\begin{aligned}
 N_{23} = \frac{N_2}{N_3}; j_1 = \frac{N_3}{(N_2 - N_3)}; j_2 = \frac{-1}{(N_{23} - 1)}; j_3 \\
 = -\frac{N_3(R_{L2} + R_C + R_{L3} + R_{SW})}{(N_{23} - 1)(N_2 - N_3)}; j_4 = \frac{1}{R_O + R_{C2}}
 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Além das variáveis de estado, é interessante conhecer outras três variáveis de saída: a corrente no interruptor i_{SW} , a corrente de entrada do conversor i_{N1} e a tensão de saída do conversor v_O . Portanto, são necessárias mais três equações adicionais que relacionam essas variáveis às três variáveis de estado v_{C1} , i_{LM} e v_{C2} .

$$i_{SW} = -i_{LM} (-j_1) \quad (2.20)$$

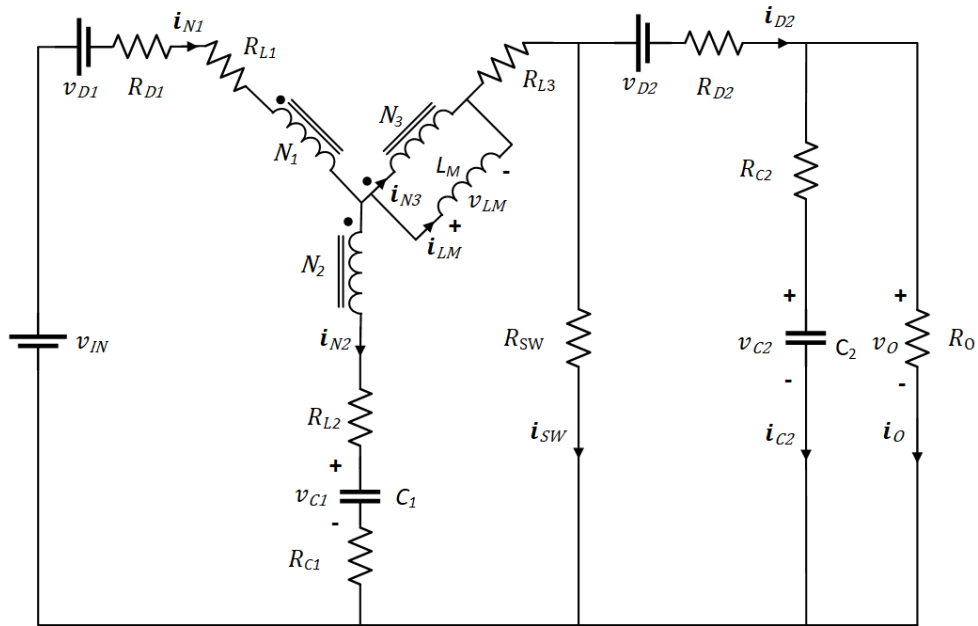
$$i_{N1} = 0 \quad (2.21)$$

$$v_O = -v_{C2} (j_4 \cdot R_O) \quad (2.22)$$

2.3.2 Análise do conversor CC-CC Fonte-Y: Etapa de non-shoot-through

O diagrama do circuito equivalente do conversor CC-CC do tipo Fonte-Y não ideal operando na etapa de *non-shoot-through* é apresentado na Figura 7, em que a chave SW está bloqueada e os diodos D_1 e D_2 estão em estado de condução.

Figura 7 - Circuito equivalente do conversor CC do tipo fonte Y (não ideal): Etapa de non-shoot-through.



Fonte: Autor.

Considerando o modelo não ideal para os diodos e para os enrolamentos do indutor, aplicando a lei de Kirchhoff das Tensões (LKV), por meio do circuito da Figura 7, é possível obter que:

$$v_{IN} - v_{D1} - R_{D1} \cdot i_{N1} - R_{L1} \cdot i_{N1} - v_{LM} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) - v_{LM} \left(\frac{N_2}{N_3} \right) - i_{N2}(R_{L2} + R_{C1}) - v_{C1} = 0 \quad (2.23)$$

$$v_{C1} + i_{N2}(R_{L2} + R_{C1}) + v_{LM} \left(\frac{N_2}{N_3} - 1 \right) - (i_{N3} + i_{LM})(R_{L3} + R_{D2}) - v_{D2} - i_{C2}R_{C2} - v_{C2} = 0 \quad (2.24)$$

$$v_{C2} + i_{C2} \cdot R_{C2} - v_O = 0 \quad (2.25)$$

Sendo:

R_{D1} e R_{D2} : as resistências série, respectivamente, dos diodos D_1 e D_2 em condução;

v_{D1} e v_{D2} : as quedas de tensão dos diodos D_1 e D_2 em condução;

R_{C1} e R_{C2} : as resistências série dos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente;

R_{L1} , R_{L2} e R_{L3} a resistência em série, respectivamente, dos enrolamentos N_1 , N_2 e N_3 do indutor.

Assim como na análise feita durante a chave SW conduzindo, as equações (2.10), (2.11) e (2.12) também são válidas para SW bloqueada.

Empregando as equações (2.10), (2.12), (2.23), (2.24) e (2.25) é possível determinar as expressões:

$$i_{N1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -v_{C1} \left(\frac{j_q}{j_r} \right) - i_{LM} \left(\frac{j_s}{j_r} \right) - v_{C2} \left(\frac{j_t}{j_r} \right) + v_{IN} \left(\frac{j_g}{j_r} \right) - v_{D1} \left(\frac{j_g}{j_r} \right) - v_{D2} \left(\frac{j_e}{j_r} \right) \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned}
v_{LM} &= L_M \frac{di_{LM}}{dt} \\
&= v_{C1} \left(\frac{j_c - j_u}{j_z} \right) + i_{LM} \left(\frac{j_w}{j_z} \right) + v_{C2} \left(\frac{j_v \cdot j_c}{j_z} \right) + v_{IN} \left(\frac{j_u}{j_z} \right) - v_{D1} \left(\frac{j_u}{j_z} \right) \\
&\quad - v_{D2} \left(\frac{j_c}{j_z} \right)
\end{aligned} \tag{2.27}$$

$$\begin{aligned}
i_{N2} &= C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = v_{C1} \left(\frac{j_q}{j_n} \right) + i_{LM} \left(\frac{j_p}{j_n} \right) - v_{C2} \left(\frac{j_o}{j_n} \right) - v_{IN} \left(\frac{j_g}{j_n} \right) + v_{D1} \left(\frac{j_g}{j_n} \right) \\
&\quad + v_{D2} \left(\frac{j_e}{j_n} \right)
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Sendo:

$$N_{21} = \frac{N_2}{N_1}; N_{31} = \frac{N_3}{N_1}; N_{23} = \frac{N_2}{N_3}; j_c = \left(R_{L2} + \left(\frac{N_3 - N_2}{N_1 + N_3} \right) (R_{D1} + R_{L1}) \right) \tag{2.29}$$

$$\begin{aligned}
j_e &= \left(\frac{N_1 + N_2}{N_3} \right); j_g = \left(\frac{N_2 - N_3}{N_3} \right); j_h \\
&= \left(R_{C2} + \left(\frac{(R_O + R_{C2})(R_{L3} + R_{D2})}{R_O} \right) \right)
\end{aligned} \tag{2.30}$$

$$\begin{aligned}
j_m &= \left(j_c \frac{N_2 - N_3}{N_3} - R_{L2} \frac{N_1 + N_2}{N_3} \right); j_n \\
&= \left(\left(\frac{(R_O + R_{C2})(1 + N_{31})j_m}{R_O(N_{21} + 1)} \right) - \left(\frac{j_h(N_1 + N_2)}{N_3} \right) \right)
\end{aligned} \tag{2.31}$$

$$j_o = \left(\frac{(1 + N_{31}) \cdot j_m}{R_O(N_{21} + 1)} \right) - \left(\frac{(N_1 + N_2)(R_O + R_{L3} + R_{D2})}{R_O \cdot N_3} \right) \tag{2.32}$$

$$j_p = \left(\left(\frac{N_{31} \cdot j_m}{N_{21} + 1} \right) + \left(\frac{(R_{D1} + R_{L1})(N_2 - N_3)}{(N_1 + N_3)} \right) \right); j_q = \left(\frac{-N_3 - N_1}{N_3} \right) \tag{2.33}$$

$$j_r = \left(j_m - \left(\frac{(N_{21} + 1)(N_1 + N_2) \cdot R_O \cdot j_h}{N_3(R_O + R_{C2})(1 + N_{31})} \right) \right) \tag{2.34}$$

$$j_s = \left(\frac{(R_{D1} + R_{L1})(N_2 - N_3)}{N_1 + N_3} \right) + \left(\frac{N_{31} \cdot R_O \cdot j_h \cdot (N_1 + N_2)}{(R_O + R_{C2})(1 + N_{31})N_3} \right) \tag{2.35}$$

$$j_t = \left(\frac{(N_1 + N_2)(R_O + R_{L3} + R_{D2})}{R_O \cdot N_3} \right) - \left(\frac{j_h \cdot (N_1 + N_2)}{(R_O + R_{C2})N_3} \right) \quad (2.36)$$

$$j_u = \left(\frac{R_O \cdot j_h \cdot (N_{21} + 1)}{(R_O + R_{C2})(1 + N_{31})} + R_{L2} \right); j_v = \left(\left(\frac{j_h}{(R_O + R_{C2})} \right) - \left(\frac{R_O + R_{L3} + R_{D2}}{R_O} \right) \right); \quad (2.37)$$

$$j_w = \left(\frac{-j_h \cdot R_O \cdot N_{31} \cdot j_c}{(R_O + R_{C2})(1 + N_{31})} \right) - \left(\frac{j_u N_3 (R_{D1} + R_{L1})}{N_1 + N_3} \right); j_z = \left(\frac{j_u (N_1 + N_2) - j_c (N_2 - N_3)}{N_3} \right) \quad (2.38)$$

A partir das equações (2.10), (2.11), (2.12), (2.23), (2.24) e (2.25) é possível obter também as expressões que relacionam as três variáveis de saída i_{SW} , i_{N1} e v_O com as variáveis de estado v_{C1} , i_{LM} e v_{C2} , durante o bloqueio da chave SW :

$$i_{SW} = 0 \quad (2.39)$$

$$i_{N1} = -v_{C1} \left(\frac{j_{j5} - j_e}{j_{o5}} \right) + i_{LM} \left(\frac{j_{n5}}{j_{o5}} \right) + v_{C2} \left(\frac{j_{m5} \cdot j_e}{j_{o5}} \right) + v_{IN} \left(\frac{j_{j5}}{j_{o5}} \right) - v_{D1} \left(\frac{j_{j5}}{j_{o5}} \right) - v_{D2} \left(\frac{j_e}{j_{o5}} \right) \quad (2.40)$$

$$v_O = v_{C1} \left(\frac{j_{b6}}{j_{k6}} \right) - i_{LM} \left(\frac{j_{l6}}{j_{k6}} \right) - v_{C2} \left(\frac{j_{m6}}{j_{k6}} \right) + v_{IN} \left(\frac{j_{j5}}{j_{k6}} \right) - v_{D1} \left(\frac{j_{j5}}{j_{k6}} \right) - v_{D2} \left(\frac{j_{b6} + j_{j5}}{j_{k6}} \right) \quad (2.41)$$

Sendo:

$$\begin{aligned}
j_{j5} &= (N_{23} - 1); j_{k5} \\
&= \left(\frac{N_2(R_{L3} + R_{D2})}{N_3 - N_2} + R_{L3} + R_{D2} + \frac{R_{C2} \left(\frac{N_2}{N_3 - N_2} + 1 \right)}{\left(\frac{R_O + R_{C2}}{R_O} \right)} \right. \\
&\quad \left. + \frac{R_{L2} \cdot N_3}{N_3 - N_2} \right)
\end{aligned} \tag{2.42}$$

$$j_{l5} = \left(\frac{(N_1 + N_2)(R_{L3} + R_{D2})}{N_3 - N_2} \right) + \left(\frac{R_{C2} \left(\frac{N_1 + N_2}{N_3 - N_2} \right)}{\left(\frac{R_O + R_{C2}}{R_O} \right)} \right) + \left(\frac{R_{L2}(N_1 + N_3)}{N_3 - N_2} \right) \tag{2.43}$$

$$j_{m5} = \left(\frac{R_{C2}}{R_O + R_{C2}} - 1 \right); j_{n5} = \left(\frac{R_{L2} \cdot N_3 \cdot (N_{23} - 1)}{N_3 - N_2} \right) - \left(\frac{j_{k5}(N_1 + N_2)}{N_3} \right) \tag{2.44}$$

$$j_{o5} = \left(R_{D1} + R_{L1} + \frac{R_{L2}(N_1 + N_3)}{N_3 - N_2} \right) (N_{23} - 1) - \left(\frac{j_{l5}(N_1 + N_2)}{N_3} \right) \tag{2.45}$$

$$j_{v5} = (R_{L3} + R_{D2}) + \left(\frac{R_O \cdot R_{C2}}{R_O + R_{C2}} \right) + \left(\frac{R_{L2}(N_1 + N_3)}{N_1 + N_2} \right) \tag{2.46}$$

$$j_{x5} = (R_{L3} + R_{D2}) + \left(\frac{R_O \cdot R_{C2}}{R_O + R_{C2}} \right) + \left(\frac{R_{L2} \cdot N_1}{N_1 + N_2} \right) \tag{2.47}$$

$$\begin{aligned}
j_{z5} &= \left(\frac{N_2(R_{D1} + R_{L1})}{N_1 + N_2} + (R_{L3} + R_{D2}) \right); j_{a6} \\
&= \left((R_{L3} + R_{D2}) - \frac{(N_3 - N_2)(R_{D1} + R_{L1})}{N_1 + N_2} \right)
\end{aligned} \tag{2.48}$$

$$j_{c6} = (j_{v5}(N_{13} + 1) + j_{a6}(N_{23} - 1)); j_{k6} = \frac{j_{c6}}{\left(R_O - \frac{R_O^2}{R_O + R_{C2}} \right)} + (N_{23} - 1) \tag{2.49}$$

$$j_{l6} = (j_{x5}(N_{13} + 1) + j_{z5}(N_{23} - 1)) - j_{c6} \tag{2.50}$$

$$j_{m6} = \left(\left(1 - \frac{R_{C2}}{R_o + R_{C2}} \right) (N_{13} + 1) \right) - \left(\frac{\frac{R_o \cdot j_{c6}}{R_o + R_{C2}}}{R_o - \frac{R_o^2}{R_o + R_{C2}}} \right) \quad (2.51)$$

2.3.3 Cálculo dos esforços de tensão e corrente na chave SW e diodos

A máxima tensão reversa sobre o diodo D_2 , ocorre durante a Etapa de *shoot-through* (condução da chave SW), sendo igual a própria tensão de saída do conversor, dada por (2.52).

$$V_{D2_{MAX}} = V_o \quad (2.52)$$

A corrente média que circula pelo diodo D_2 é igual a corrente média da carga, determinada conforme (2.53).

$$I_{D2} = \frac{V_o}{R_o} \quad (2.53)$$

A tensão média sobre o diodo D_1 , através da Lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 7 é dada pela expressão (2.54).

$$V_{D1} = V_{IN} - V_{C1} - I_{N1}R_{L1} - I_{N2}(R_{L2} + R_{C1}) - V_L \left(\frac{N_1 + N_2}{N_3} \right) \quad (2.54)$$

Considerando o estado de regime permanente, o critério de balanço de energia indica que a corrente média de I_{N2} e a tensão média sobre os enrolamentos do indutor são nulos durante um período de chaveamento. Assim, a equação (2.54) pode ser reescrita como (2.55).

$$V_{D1} = V_{IN} - V_{C1} - I_{N1}R_{L1} \quad (2.55)$$

Sabendo que o diodo D_1 fica bloqueado durante o período da razão cíclica ($D \cdot T$ segundos), a máxima tensão reversa ocorre durante a condução da chave SW é representada por (2.56).

$$V_{D1_{MAX}} = \frac{V_{IN} - V_{C1} - I_{N1}R_{L1}}{D} \quad (2.56)$$

A corrente média que circula pelo diodo D_1 é igual a corrente média no enrolamento D_1 , dada pela expressão (2.57).

$$I_{D1} = I_{N1} \quad (2.57)$$

A tensão máxima sobre a chave SW é analisada durante a Etapa de *non-shoot-through*, pode ser considerada como a própria tensão de saída do conversor mais a tensão no diodo D2.

$$V_{SW_{MAX}} = V_O + V_{D2} \quad (2.58)$$

A corrente média que circula pela chave SW pode ser obtida pela expressão (2.59).

$$I_{SW} = I_{LM} \left(\frac{N3}{N2 - N3} \right) \quad (2.59)$$

2.4 Modelagem em Espaço de Estados

A representação de um sistema na forma de espaço de estados é dada pelas equações (2.60) e (2.61).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.60)$$

$$y = Cx + Eu \quad (2.61)$$

Sendo **A** a matriz de estado, **B**, a matriz de entrada, **C**, a matriz de saída, e **E**, a matriz de transmissão direta.

As variáveis de estado do circuito do conversor CC fonte-Y são as tensões nos capacitores v_{C1} , v_{C2} e a corrente de magnetização no indutor i_{LM} . Sendo assim, o vetor das variáveis de estado pode ser visto em (2.62).

$$x = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{LM} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

E o vetor de entradas do sistema é dado por (2.63).

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{IN} \\ v_{D1} \\ v_{D2} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Durante o período de condução, as utilizando as equações (2.16), (2.17) e (2.18), a equação (2.60) pode ser escrita da forma apresentada em (2.64).

$$\begin{bmatrix} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \\ L_M \frac{di_{LM}}{dt} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j_1 & 0 \\ j_2 & j_3 & 0 \\ 0 & 0 & j_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{ML} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{IN} \\ v_{D1} \\ v_{D2} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Durante o período de bloqueio da chave, utilizando as equações (2.26), (2.27) e (2.28), a equação (2.60) pode ser escrita apresentada em (2.65).

$$\begin{bmatrix} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \\ L_M \frac{di_{LM}}{dt} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{-j_q}{j_r}\right) & \left(\frac{-j_s}{j_r}\right) & \left(\frac{-j_t}{j_r}\right) \\ \left(\frac{j_c - j_u}{j_z}\right) & \left(\frac{j_w}{j_z}\right) & \left(\frac{j_v \cdot j_c}{j_z}\right) \\ \left(\frac{j_q}{j_n}\right) & \left(\frac{j_p}{j_n}\right) & \left(\frac{-j_o}{j_n}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{ML} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{j_g}{j_r}\right) & \left(\frac{-j_g}{j_r}\right) & \left(\frac{-j_e}{j_r}\right) \\ \left(\frac{j_u}{j_z}\right) & \left(\frac{-j_u}{j_z}\right) & \left(\frac{-j_c}{j_z}\right) \\ \left(\frac{-j_g}{j_n}\right) & \left(\frac{j_g}{j_n}\right) & \left(\frac{j_e}{j_n}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{IN} \\ v_{D1} \\ v_{D2} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Durante o período de condução da chave, utilizando as equações (2.20), (2.21) e (2.22) a equação (2.61) pode ser escrita conforme apresentado na equação (2.66).

$$\begin{bmatrix} i_{SW} \\ i_{N1} \\ v_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j_4 \cdot R_O \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{ML} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{IN} \\ v_{D1} \\ v_{D2} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Durante o período de bloqueio da chave SW, utilizando as equações (2.39), (2.40) 3 (2.41), a equação (2.61) pode ser escrita conforme apresentado na equação (2.67).

$$\begin{bmatrix} i_{SW} \\ i_{N1} \\ v_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{j_e - j_{j5}}{j_{o5}}\right) & \left(\frac{j_{n5}}{j_{o5}}\right) & \left(\frac{j_{m5} \cdot j_e}{j_{o5}}\right) \\ \left(\frac{j_{b6}}{j_{k6}}\right) & \left(\frac{-j_{l6}}{j_{k6}}\right) & \left(\frac{-j_{m6}}{j_{k6}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{ML} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{j_{j5}}{j_{o5}}\right) & \left(\frac{-j_{j5}}{j_{o5}}\right) & \left(\frac{-j_e}{j_{o5}}\right) \\ \left(\frac{j_{j5}}{j_{k6}}\right) & \left(\frac{-j_{j5}}{j_{k6}}\right) & \left(\frac{-j_{b6} - j_{j5}}{j_{k6}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{IN} \\ v_{D1} \\ v_{D2} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Para o cálculo dos valores de tensão e corrente em regime permanente é necessário calcular as matrizes **A**, **B**, **C** e **E** utilizando as equações apresentadas anteriormente, obtendo-se as matrizes (2.68), (2.69), (2.70) e (2.71).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \left(\frac{-j_q}{j_r}\right)(1-D) & j_1 D + \left(\frac{-j_s}{j_r}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_t}{j_r}\right)(1-D) \\ j_2 D + \left(\frac{j_c - j_u}{j_z}\right)(1-D) & j_3 D + \left(\frac{j_w}{j_z}\right)(1-D) & \left(\frac{j_v j_c}{j_z}\right)(1-D) \\ \left(\frac{j_q}{j_n}\right)(1-D) & \left(\frac{j_p}{j_n}\right)(1-D) & j_4 D + \left(\frac{-j_o}{j_n}\right)(1-D) \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \left(\frac{j_g}{j_r}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_g}{j_r}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_e}{j_r}\right)(1-D) \\ \left(\frac{j_u}{j_z}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_u}{j_z}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_c}{j_z}\right)(1-D) \\ \left(\frac{-j_g}{j_n}\right)(1-D) & \left(\frac{j_g}{j_n}\right)(1-D) & \left(\frac{j_e}{j_n}\right)(1-D) \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & -j_1 D & 0 \\ \left(\frac{j_e - j_{j5}}{j_{o5}}\right)(1-D) & \left(\frac{j_{n5}}{j_{o5}}\right)(1-D) & \left(\frac{j_{m5} \cdot j_e}{j_{o5}}\right)(1-D) \\ \left(\frac{j_{b6}}{j_{k6}}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_{l6}}{j_{k6}}\right)(1-D) & j_4 \cdot R_o D + \left(\frac{-j_{m6}}{j_{k6}}\right)(1-D) \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{j_{j5}}{j_{o5}}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_{j5}}{j_{o5}}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_e}{j_{o5}}\right)(1-D) \\ \left(\frac{j_{j5}}{j_{k6}}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_{j5}}{j_{k6}}\right)(1-D) & \left(\frac{-j_{b6} - j_{j5}}{j_{k6}}\right)(1-D) \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

As equações para obtenção dos valores médios das tensões nos capacitores, V_{C1} e V_{C2} e da corrente de magnetização I_{LM} do indutor são apresentadas em (2.72), (2.73) e (2.74).

$$V_{C1} = -[1 \quad 0 \quad 0] \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (2.72)$$

$$I_{LM} = -[0 \quad 1 \quad 0] \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (2.73)$$

$$V_{C2} = -[0 \ 0 \ 1].A^{-1}.B.U \quad (2.74)$$

As equações para cálculo da corrente média no interruptor SW, I_{SW} , da corrente média de entrada I_{N1} , e da tensão média de saída do conversor V_O , são apresentadas em (2.75), (2.76) e (2.77).

$$I_{SW} = [1 \ 0 \ 0](-C.A^{-1}.B + E).U \quad (2.75)$$

$$I_{N1} = [0 \ 1 \ 0](-C.A^{-1}.B + E).U \quad (2.76)$$

$$V_O = [0 \ 0 \ 1](-C.A^{-1}.B + E).U \quad (2.77)$$

2.5 Cálculo das perdas nos componentes

As perdas de potência nos componentes naturalmente afetam o rendimento do conversor, sendo responsáveis por parcelas da diferença dos resultados e projetos obtidos considerando a utilização de modelo ideal e modelo não ideal. A diferença será abordada e evidenciada no próximo capítulo em que os resultados experimentais ratificam os valores estimados pelos modelos matemáticos e pelas simulações.

As perdas em condução de SW dependem da resistência série parasita R_{SW} obtida no *datasheet* do componente, e da corrente eficaz que percorre a chave e pode ser estimada pela equação (2.78).

$$P_{SW(cond)} = \frac{I_{SW}^2}{D} R_{SW} \quad (2.78)$$

As perdas de comutação da chave SW podem ser calculadas empregando a equação (2.79).

$$E_{SWON} = \int_0^{t_{RI}+t_{FU}} i_{SW}(t) v_{SW}(t) dt = \frac{I_{SW} V_{SWMAX} (t_{RI} + t_{FU})}{2D} \quad (2.79)$$

Em que t_{RI} e t_{FU} são o tempo de crescimento da corrente e o tempo de decrescimento da tensão em SW, respectivamente, e, $E_{SW_{ON}}$ é a energia dissipada durante o processo de entrada em condução da chave.

Da mesma maneira, as perdas de bloqueio podem ser calculadas pela equação (2.80).

$$E_{SW_{OFF}} = \int_0^{t_{RU}+t_{FI}} i_{SW}(t) v_{SW}(t) dt = \frac{I_{SW} V_{SW_{MAX}} (t_{RI} + t_{FU})}{2D} \quad (2.80)$$

Em que t_{RU} é o tempo de subida da tensão na chave, t_{FI} é o tempo de decrescimento da corrente na chave e $E_{SW_{OFF}}$ é a energia dissipada no bloqueio da chave SW.

Assim, a potência total dissipada na comutação pode ser determinada por (2.81).

$$P_{SW_{(switching)}} = (E_{SW_{ON}} + E_{SW_{OFF}}) f_{SW} \quad (2.81)$$

As perdas em condução nos diodos são dependentes das resistências equivalentes em condução (R_{D1} e R_{D2}), da queda de tensão direta (V_{D1} e V_{D2}) e das correntes eficazes que circulam pelos diodos. A equação (2.82) é utilizada para calcular as perdas em condução em D_1 e a equação (2.83) é utilizada para calcular as perdas em condução de D_2 .

$$P_{D1_{(cond)}} = \frac{I_{N1}^2}{1-D} R_{D1} + I_{N1} V_{D1} \quad (2.82)$$

$$P_{D2_{(cond)}} = \left(\frac{R_{D2}}{1-D} \right) \left(\frac{V_O}{R_O} \right)^2 + \left(\frac{V_{D1}}{\sqrt{1-D}} \right) \left(\frac{V_O}{R_O} \right) \quad (2.83)$$

A maior parte das perdas de comutação nos diodos são causadas pela sua entrada em bloqueio. Para D_1 e D_2 elas podem ser calculadas por (2.84) e (2.85) respectivamente.

$$P_{D1_{(switching)}} = Q_{rr} V_{rr} f_{SW} \frac{Q_{rr} (V_{IN} - V_{C1}) f_{SW}}{D} \quad (2.84)$$

$$P_{D2_{(switching)}} = Q_{rr} V_{rr} f_{SW} = Q_{rr} V_O f_{SW} \quad (2.85)$$

Onde Q_{rr} é a carga associada à recuperação reversa do diodo e V_{rr} é a tensão no diodo no momento da recuperação reversa.

A perda de potência média total nos enrolamentos do indutor acoplado pode ser calculada pela expressão (2.86), onde h é a espessura do condutor de cobre em cm.

$$P_{CU} = \frac{I_{N1}^2}{1-D} \left(\frac{R_{L1} h \sqrt{f_{SW}}}{7,5} \right) + \frac{I_{SW}^2}{D(1-D)} \left(\frac{R_{L2} h \sqrt{f_{SW}}}{7,5} \right) + \left(\frac{I_{SW}^2}{D} + \frac{(I_{N1} - I_{SW})^2}{1-D} \right) \left(\frac{R_{L3} h \sqrt{f_{SW}}}{7,5} \right) \quad (2.86)$$

As perdas em condução nos capacitores podem ser calculadas utilizando o valor da resistência série equivalente (ESR) que contabiliza as perdas associadas do dielétrico, ao eletrólito, e, ainda as perdas relacionadas aos terminais de conexão do componente. As equações (2.87) e (2.88) são utilizadas para calcular as perdas em R_{C1} e R_{C2} , respectivamente.

$$P_{RC1(cond)} = \left[\frac{I_{SW}^2}{D(1-D)} \right] R_{C1} \quad (2.87)$$

$$P_{RC2(cond)} = \left[D \left(\frac{V_O}{R_O} \right)^2 + \frac{1}{(1-D)} \left(\frac{V_O D}{R_O} \right)^2 \right] R_{C2} \quad (2.88)$$

As perdas totais no conversor são calculadas pela soma de todas as perdas nos componentes, representadas pela equação (2.89).

$$P_{Loss} = P_{SW(cond)} + P_{SW(sw)} + P_{D1(cond)} + P_{D2(cond)} + P_{D1(sw)} + P_{D2(sw)} + P_{CU} + P_{RC1(cond)} + P_{RC2(cond)} \quad (2.89)$$

O rendimento do conversor é calculado pela expressão (2.90).

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{\left(\frac{V_O^2}{R_O} \right)}{V_{IN} I_{D1}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{P_{LOSS}}{P_{OUT}} \right)} \quad (2.90)$$

2.5 Cálculo dos capacitores

Para o cálculo do valor do capacitor $C1$ é utilizada a equação (2.91), em que a porcentagem da tensão V_{C1} representa a ondulação no capacitor $C1$.

Para o cálculo do valor do capacitor C_2 é utilizada a equação (2.91), onde a porcentagem da tensão V_{C2} representa a ondulação no capacitor C_2 .

$$C_2 = \frac{\left(\frac{V_{C2}}{R_o + R_{C2}}\right) \cdot D \cdot T}{\%V_{C2}} \quad (2.91)$$

2.6 Comparação de cálculos entre modelo ideal e modelo não ideal

Foi realizada a comparação entre o modelo ideal e o modelo que considera os componentes não ideais para demonstrar a diferença nos resultados. Supondo um sistema com 3 módulos fotovoltaicos, de 40V, em uma *string* em série, totalizando uma tensão de 120 V na entrada do conversor CC-CC fonte-Y, adotando-se $K=4$ e uma razão cíclica de 0,185. Na modelagem matemática ideal o valor do ganho desse conversor seria de **3,86**, resultando em uma tensão de saída de **462,89**.

Considerando a modelagem matemática com perdas em um circuito real, como será demonstrado posteriormente no capítulo 4, o valor do ganho é de **3,45**, com uma tensão de saída do conversor de **414,49 V**.

Essa diferença de resultados mostra que a escolha inadequada do modelo resulta em pontos de operação que não serão realmente alcançados.

2.6 Comparação de valores com diferentes configurações para um mesmo ponto de operação

A flexibilidade do conversor CC-CC fonte-Y se dá por conta da possibilidade de se atingir o mesmo ganho utilizando diferentes configurações de enrolamentos do indutor e valores de razão cíclica. Um exemplo é dado a seguir para demonstrar essa flexibilidade.

Supondo um sistema, com um valor de tensão de entrada de 120 V, com 400 V de tensão de saída e 1000 W de potência de saída, adotando-se o modelo de conversor que considera as perdas nos componentes, e utilizando-se duas opções de relação de enrolamentos, $K = 4$ e $K = 5$. Supondo-se que se deseja chegar a pontos de mesmo ganho, para

o primeiro caso a razão cíclica é de 0,18229 e para o segundo caso a razão cíclica é de 0,14776, resultando em ambos os casos em um ganho de 3,333. Ou seja, é possível atingir o mesmo valor de ganho com diferentes configurações do mesmo conversor. No capítulo 4 será realizada a demonstração desses resultados, comparando-se valores de rendimentos e esforços nos semicondutores para diferentes configurações.

2.7 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o desenvolvimento de modelos matemáticos relacionados com a operação do conversor CC-CC do tipo fonte-Y. A modelagem matemática considerando não idealidades relacionadas com as perdas no enrolamento do indutor, nos semicondutores e nos capacitores, possibilita a estimação mais precisa dos esforços nos semicondutores, bem como o rendimento do conversor e do ganho com relação à variação da razão cíclica do chaveamento, o que não seria possível com os modelos ideais convencionalmente adotados.

O cálculo das perdas nos componentes permite verificar a influência de cada um no rendimento do conversor, possibilitando uma análise de porcentagem de perdas por componente, como será apresentado no capítulo 4.

A análise do conversor considerando o modelo com perdas mostra que a partir de determinado valor de razão cíclica o ganho tem acentuada queda, portanto deve-se evitar esses pontos operacionais como será apresentado no capítulo 4.

CAPÍTULO 3 – METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO APLICADA AO CONVERSOR FONTE-Y

Neste capítulo é apresentada a metodologia utilizando o algoritmo de pontos interiores aplicado à otimização do ponto de operação ideal, com o objetivo de maximizar ganho do conversor, considerando também casos com restrições de rendimento mínimo e máximo esforços nos semicondutores.

3.1 Considerações Iniciais

A otimização é uma das áreas mais importantes da matemática aplicada moderna, com utilização em campos que vão da engenharia, economia, estatística, administração e medicina. A Otimização é caracterizada pela modelagem matemática de um problema, cujo objetivo é ser minimizado ou maximizado, respeitando certas limitações ou restrições impostas pelo problema. Existem problemas de otimização linear e otimização não-linear. Os problemas de otimização linear derivam da construção de uma representação matemática para um problema real em que se quer minimizar ou maximizar uma função objetivo linear, ao mesmo tempo em que as variáveis estão sujeitas a determinadas restrições também lineares. Nos problemas de otimização não linear encontra-se uma função objetivo não linear e/ou restrições não lineares [46].

Para resolução de problemas de otimização não linear existem vários métodos entre eles o método de pontos interiores, que consiste na aplicação do método de Newton às condições de otimalidade desconsiderando as desigualdades e partindo de um ponto interior [47]. O método de pontos interiores tem sido muito aplicado a problemas de sistemas de potência pela facilidade com que as restrições de desigualdade são tratadas e pela eficiência do seu desempenho computacional. [48] [49] [50].

3.2 Otimização Linear

Os estudos na área de Otimização linear tiveram início na década de 1940 objetivando a redução de custos militares durante a 2ª Guerra Mundial. Atualmente, os métodos de

otimização são voltados a objetivos de redução de custos, maximização de lucro de empresas, auxílio nos mais variados ramos de atividades na tomada de decisões, suportado devido ao surgimento e desenvolvimento do computador [51]. Com esta ferramenta, as decisões podem ser mais bem avaliadas e testadas antes de serem aplicadas, garantindo ao usuário a certeza de um produto que atenda suas expectativas, minimizando custos ou maximizando lucros, como no caso de aplicação em projetos de conversores.

A Otimização Linear (ou Problema de Programação Linear (PPL)) é um problema da forma (3.1) que consiste em minimizar ou maximizar uma função linear, denominada função objetivo, respeitando um sistema de equações (ou inequações) lineares, denominado conjunto de restrições.

Minimizar (ou Maximizar) $c^T x$ Sujeito a:

$$Ax = b (Ax \geq b \text{ ou } Ax \leq b), \quad (3.1)$$

$$x \geq 0$$

sendo $c^T \in \mathbf{R}^n$, $A \in \mathbf{R}^{m \times n}$, $b \in \mathbf{R}^m$, $x \in \mathbf{R}^n$;

Para determinar numericamente a solução ótima desse PPL, basicamente existem dois métodos bastante conhecidos e que se baseiam em duas vertentes diferentes: o método Simplex [52] que determina a solução do PPL percorrendo os vértices da região viável (factível) e o método de Pontos Interiores [53], que busca a solução ótima determinando a sequência de soluções através do interior da região viável.

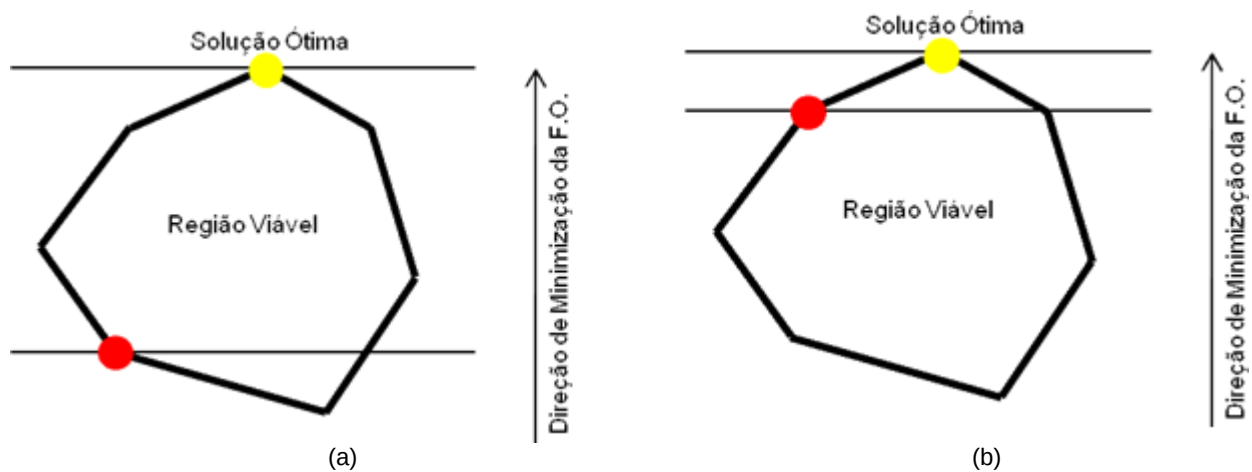
3.2.1 Método Simplex

O método Simplex foi desenvolvido por Dantzig [49] em 1949 e é uma técnica aplicada para se determinar numericamente a solução ótima de um programa de programação linear. Atualmente, inúmeras modificações e adaptações desse método são aplicadas e sua grande utilização se deve à facilidade de implementação do algoritmo e à existência de diversos softwares comerciais.

Por se tratar de um procedimento algébrico e iterativo, o método Simplex fornece a solução exata de qualquer PPL em um número finito de iterações, além de apresentar se o problema tem solução limitada, se não tem solução ou se possui infinitas soluções.

A Figura 8 apresenta um exemplo de como o algoritmo do Simplex realiza a busca pela solução ótima. É possível observar a direção de minimização da função objetivo, a solução ótima (no topo) e os pontos selecionados nas duas iterações do método Simplex. Segundo [54] e conforme visto na Figura 8, no método Simplex, “o conjunto de soluções básicas factíveis e o conjunto de vértices são equivalentes. Em outras palavras, um ponto é uma solução básica factível se e somente se for um vértice”. De acordo com teoremas fundamentais da Programação Linear, pelo menos um vértice é solução ótima do PPL. Além disso, se mais de um vértice caracterizar-se como uma solução ótima, então a combinação convexa destes também é solução ótima do problema, caracterizando assim um PPL com múltiplas soluções [54].

Figura 8 - Passos do método Simplex. (a) Primeira iteração. (b) Terceira iteração



Fonte: [48].

A eliminação gaussiana é utilizada amplamente nos procedimentos do método. A seguir é demonstrado como é realizado o pivoteamento em um sistema de equações lineares. Considerando o conjunto de equações lineares apresentado em (3.2), onde $m \leq n$, e utilizado o método de eliminação gaussiana, o sistema pode ser transformado para a forma canônica apresentada em (3.3).

$$\begin{aligned}
a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1n}x_n &= b_1 \\
a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \dots + a_{2n}x_n &= b_2 \\
&\vdots \\
a_{m1}x_1 + a_{m2}x_2 + \dots + a_{mn}x_n &= b_m
\end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\begin{array}{cccccc}
x_1 & & +y_{1,m+1}x_{m+1} & y_{1,m+2}x_{m+2} & \dots & y_{1,n}x_n = y_{10} \\
x_2 & & +y_{2,m+1}x_{m+1} & y_{2,m+2}x_{m+2} & \dots & y_{2,n}x_n = y_{20} \\
& \ddots & & & & \\
x_m & & y_{m,m+1}x_{m+1} & y_{m,m+2}x_{m+2} & \dots & y_{m,n}x_n = y_{m0}
\end{array} \tag{3.3}$$

A solução básica correspondente para (3.3) é apresentada em (3.4).

$$\begin{aligned}
x_1 &= y_{10}, x_2 = y_{20}, \dots, x_m = y_{m0} \\
x_{m+1} &= 0, \dots, x_n = 0
\end{aligned} \tag{3.4}$$

O vetor $(x_1, x_2, \dots, x_m, 0, 0, \dots, 0)$ é uma solução básica para o sistema $Ax = b$. Assim sendo, as variáveis $x_1, x_2, \dots, x_m$ são chamadas *básicas* e as variáveis restantes, *não básicas*.

Um sistema de equações está na forma canônica se dentre as n variáveis existirem m variáveis básicas, sendo que cada uma apareça em apenas uma equação, com coeficiente unitário e que não exista alguma dessas m variáveis em outra equação, ou seja, se a matriz que representa os coeficientes estiver na forma canônica. Podemos representar esse sistema pelos coeficientes de cada variável, como mostrado em (3.5).

$$\begin{array}{ccccccc}
1 & 0 & \dots & 0 & y_{1,m+1} & y_{1,m+2} & \dots & y_{1,n} = y_{10} \\
0 & 1 & \dots & 0 & y_{2,m+1} & y_{2,m+2} & \dots & y_{2,n} = y_{20} \\
& \vdots & & & & & & \\
0 & 0 & \dots & 1 & y_{m,m+1} & y_{m,m+2} & \dots & y_{m,n} = y_{m0}
\end{array} \tag{3.5}$$

No método simplex o ponto de partida é uma solução básica inicial, e conforme um critério, escolhe uma nova solução básica para que o valor da função objetivo diminua. Para partir de uma solução básica para outra, basta substituir uma das variáveis básicas por outra não básica, trocando uma coluna da base B para outra que não pertença à essa base, de forma que as colunas continuem linearmente independentes. Para isso é aplicada a eliminação gaussiana.

3.2.1.1 Procedimento computacional do Método Simplex

Para a utilização do método é necessário inicialmente um ponto de partida, que já tenha uma solução básica viável. Seja então o problema de programação linear apresentado por (3.6).

$$\begin{aligned} &\text{minimize } c^T x \\ &\text{sujeito a } Ax = b \\ &x \geq 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde A tem dimensão $m \times n$, x e c tem dimensão n e b tem dimensão m .

Com a matriz dos coeficientes das equações na forma canônica para a solução básica viável já conhecida, calculam-se os r_j 's correspondentes a essa solução inicial e adiciona-se uma linha formada por eles, contendo apenas n componentes. A matriz aumentada do sistema possui $n+1$ colunas, sendo que na $(n+1)$ -ésima componente da linha adicionada, representa-se o respectivo valor da função objetivo multiplicado por menos um. Obtém-se dessa maneira a *matriz do simplex* que possuirá $m+1$ linhas e $n+1$ colunas, apresentada em (3.7).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & y_{1,m+1} & y_{1,m+2} & \dots & y_{1j} & \dots & y_{1,n} & y_{10} \\ 0 & 1 & & & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & & & & \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & y_{i,m+1} & y_{i,m+2} & \dots & y_{ij} & \dots & y_{i,n} & y_{i0} \\ \vdots & & & & & & & & & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & y_{m,m+1} & y_{m,m+2} & \dots & y_{mj} & \dots & y_{m,n} & y_{m0} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & r_{m+1} & r_{m+2} & \dots & r_j & \dots & r_n & -z_0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A solução básica desse sistema é apresentada em (3.8).

$$x_i = \begin{cases} y_{i0} & 0 \leq i \leq m \\ 0 & m+1 \leq i \leq n \end{cases} \quad (3.8)$$

onde $y_{i0} \geq 0, i = 1, 2, \dots, m$. O valor correspondente da função objetivo é z_0 .

Os valores dos r_j 's indicam se o resultado da função objetivo irá crescer ou decrescer se pivotarmos a coluna. Se todos os coeficientes forem não negativos, então a solução indicada é ótima. Se existir algum que seja negativo, é possível melhorar a solução, trazendo

o vetor correspondente para a base. Caso mais de um desses coeficientes sejam negativos, qualquer um deles pode ser trazido à base, facilitando o algoritmo do método, sendo escolhido o mais negativo dentre eles.

Pode-se considerar a equação (3.9) como uma nova equação.

$$c_1x_1 + c_2x_2 + \cdots + c_nx_n - z = 0 \quad (3.9)$$

A solução básica do sistema aumentado teria $m+1$ variáveis básicas, mas pode-se exigir que z seja uma delas. Sendo assim não é necessário que seja adicionada uma coluna correspondente a z já que esta seria sempre $(0,0,\dots,0,1)$. Adiciona-se à matriz uma última linha composta pelos c_i 's e completada por zeros. Usando as operações padrão de pivoteamento, pode-se reduzir a zero os elementos na linha correspondentes a variáveis básicas. Isto equivale a transformar a equação adicional para a forma apresentada em (3.10).

$$r_{m+1}x_{m+1} + r_{m+2}x_{m+2} + \cdots + r_nx_n - z = z_0 \quad (3.10)$$

Em (3.11) é apresentada a forma equivalente de (3.10).

$$c^T x = z_0 + \sum_{j=m+1}^n (c_j - z_j)x_j \quad (3.11)$$

Sendo assim, a última linha pode ser tratada como qualquer outra no processo de pivoteamento, iniciando com os c_j 's e reduzindo os termos correspondentes às variáveis básicas a zero através de operações entre linhas.

Com a seleção de uma coluna q para ser pivotada, calculam-se as razões y_{i0}/y_{iq} para os elementos positivos de y_{iq} , $i = 1, 2, \dots, m$, da q -ésima coluna, para determinação de qual será o pivô, que neste caso será o elemento y_{pq} , sendo p o índice correspondente à menor razão encontrada. Quando pivota-se no elemento y_{pq} a solução continua sendo viável e o valor da função objetivo decresce, caso o problema não seja degenerado. Se existir mais de um elemento correspondente à razão mínima, qualquer um pode ser utilizado, e se não houver elementos não negativos na coluna, o problema é ilimitado. Atualiza-se então toda a matriz com y_{pq} sendo o pivô da coluna correspondente à nova variável básica, e transforma-se a última linha da mesma maneira que as outras, de forma a obter-se a nova matriz na forma

canônica. O valor da função objetivo que corresponde à essa nova solução básica aparece no último elemento da última linha da matriz.

O processo é finalizado somente ao ser encontrada uma solução ou se o problema for degenerado. O número de soluções básicas viáveis é finito e nenhuma base é repetida devido ao decréscimo estrito da função objetivo, sendo assim o algoritmo deve terminar, encontrando uma base que satisfaz uma das duas condições.

3.2.2 Método de Pontos Interiores

Introduzido em 1984, o algoritmo de transformação projetiva de Karmarkar [50] tornou-se um importante método de ponto interior para resolver Problemas de Programação Linear.

Dentre os algoritmos e suas variantes apresentadas por Karmarkar, um procedimento que atraiu a atenção dos pesquisadores foi o que usava uma transformação simples para substituir a transformação projetiva original de Karmarkar, permitindo que se trabalhasse com o Problema de Programação Linear em sua forma original [54].

O algoritmo afim foi apresentado primeiramente por [55] sendo em 1986 redescoberto independentemente por [56] e por [57], sendo proposto a utilização do algoritmo Primal-Afim para resolução de problemas de Programação Linear, na forma padrão e na prova estabelecida da convergência do algoritmo. Um algoritmo similar, denominado de algoritmo Dual-Afim, foi projetado e executado por [58] para resolver problemas de Programação Linear na forma de desigualdade.

A implementação do algoritmo Primal-Afim e Dual-Afim, comparada à transformação projetiva, era mais simples por ter relação direta com os problemas de Programação Linear. Estes dois algoritmos, quando aplicados em problemas de grande dimensão, exibiram resultados promissores, embora a prova teórica da complexidade de tempo polinomial não foi obtida com a transformação afim utilizada.

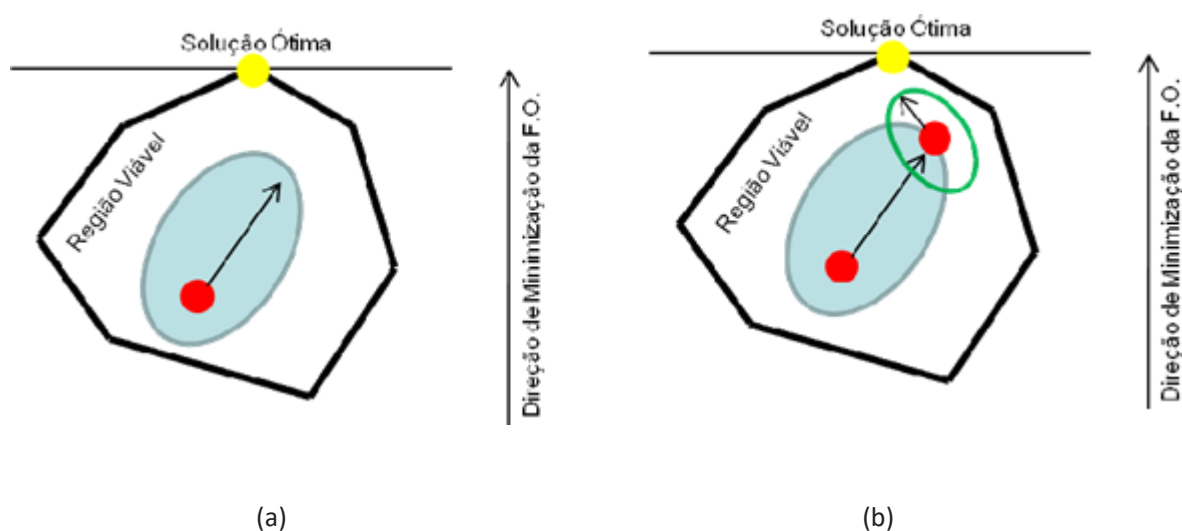
Posteriormente, em [59] os autores indicaram que a trajetória que conduz à solução ótima depende da solução inicial. Isto implica que uma má solução inicial, próxima de um

vértice do domínio viável, por exemplo, poderá resultar em uma investigação que percorre todos os vértices do problema.

Visando solucionar o problema apresentado por [59], foi incorporada aos algoritmos Primal-Afim e Dual-Afim a função barreira logarítmica ao PPL original, impedindo que uma solução interior fique “presa” à fronteira do problema (possivelmente um vértice), tornando possível a prova da complexidade dos métodos. Nesta classe de métodos, podem se citar os métodos de pontos interiores que usam a função objetivo penalizada pela função barreira logarítmica, propostos por outros autores [60] [61] e os métodos de trajetória central, por [62].

Outra variante, chamada de algoritmo Primal-Dual de Pontos Interiores, foi apresentado e analisado por [63] e por [64], explorando uma função potencial primal-dual variante da função barreira logarítmica citada. Estes métodos têm sido amplamente explorados nesta última década, apresentando eficiência na solução de problemas de programação linear, não-linear e inteira. A Figura 9 apresenta um exemplo de como o método de Pontos Interiores realiza a busca pela solução ótima.

Figura 9- Passos do método de Pontos Interiores. (a) Primeira iteração. (b) Segunda iteração.



Fonte [48].

3.3 Otimização Não Linear

Em geral um problema de otimização não linear apresenta a seguinte forma:

$$\begin{aligned} \min \quad & f(x) \\ \text{sa} \quad & h_1(x) = 0 \\ & \vdots \\ & h_m(x) = 0 \\ & g_1(x) \leq 0 \\ & \vdots \\ & g_p(x) \leq 0 \\ & x \in \Omega, \end{aligned}$$

onde as funções f , h_i e g_i são contínuas e normalmente $\in \mathbb{C}^2$ e $\Omega \subset \mathbb{R}^n$.

Utilizando problemas com restrição de igualdade, obtém-se (3.12).

$$\begin{aligned} \min \quad & f(x) \\ \text{sa} \quad & h_1(x) = 0 \end{aligned} \tag{3.12}$$

onde $h(x)$ é um vetor de restrições de igualdade.

A função Lagrangiana associada ao problema é dada por (3.13).

$$L(x, y) = f(x) + y^t h(x) \tag{3.13}$$

A função Lagrangiana torna o problema irrestrito.

As condições de otimalidade para o problema (3.12) são dadas por:

(i) Condições necessárias de 1ª ordem:

Derivando a função Lagrangiana com relação a x e y , obtemos (3.14).

$$\nabla L(x, y) = \begin{cases} \nabla f(x) + \sum_{i=1}^m y_i^t \nabla h_i(x) = 0 \\ h_i(x) = 0, i = 1, \dots, m. \\ x \in \mathbf{R}^n. \end{cases} \quad (3.14)$$

Este sistema (3.14) fornece candidatos a ponto ótimo.

(ii) Condição necessária de 2ª ordem:

Um ponto x^* satisfazendo as restrições $h(x) = 0$ é chamado *ponto regular* (ponto candidato a ótimo) das restrições se os vetores gradientes $\nabla h_1(x^*), \nabla h_2(x^*), \dots, \nabla h_m(x^*)$ forem linearmente independentes.

Um conjunto de restrições de igualdade $h(x) = 0$ define um subconjunto do $\mathbf{R}^n$ chamado de *hiper superfície*. Em um ponto regular x^* da hipersuperfície definida por $h(x) = 0$ o plano tangente é dado por (3.15).

$$M = \{y^t | \nabla h(x^*)y = 0\} \quad (3.15)$$

Sendo:

$$\nabla h(x^*) = \begin{bmatrix} \nabla h_1(x^*) \\ \vdots \\ \nabla h_m(x^*) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Sendo que f e $h \in \mathbb{C}^2$. Seja x^* um ponto regular das restrições $h(x) = 0$ e um ponto extremo local (mínimo ou máximo) de $f(x)$ sujeito à restrição $h(x) = 0$. Então existe um vetor $y^t \in \mathbf{R}^n$ | $\nabla f(x^*) + y^t \nabla h(x^*) = 0$, onde y é o vetor multiplicador de Lagrange.

Considerando (3.16), então a matriz $L(x^*) = F(x^*) + y^t H(x^*)$ é semidefinida positiva em M , isto é,

$$y^t L(x^*) y \geq 0, \quad \forall y \in M, \quad (3.17)$$

Onde $L(x^*) = \nabla^2 L(x^*), F(x^*) = \nabla f(x^*)$ e $H(x^*) = \nabla h(x^*)$.

(iii) Condição suficiente de 2ª ordem:

Seja x^* regular tal que $\nabla f(x^*) + y^t \nabla h(x^*) = 0$. Suponhamos que $L(x^*) = F(x^*) + y^t H(x^*)$ seja definida positiva em M , conforme (3.18).

$$y^t L(x^*) y > 0, \quad \forall y \in M \quad (3.18)$$

Então x^* é o ponto do mínimo local sujeito a $h_i(x) = 0$.

3.3.1 Método de Newton

Os métodos de pontos interiores consistem na aplicação do método de Newton às condições de otimalidade desconsiderando as desigualdades e partindo de um ponto interior [16] [17].

3.3.1.1 Método de Newton para uma variável

Seja $x \in \Omega$ tal que $\phi(x) = 0$. Para se encontrar o valor de x utilizam-se aproximações sucessivas da função $\phi(x)$ em torno dos pontos $x^0, x^1, \dots, x^k$, até que o ponto x^k seja tal que $\phi(x) \approx 0$. Utilizando a fórmula de Taylor em torno do ponto x^0 , obtem-se (3.19).

$$0 = \phi(x) = \phi(x^0) + \phi'(x^0)(x - x^0) + \frac{\phi''(x^0)}{2!}(x - x^0)^2 + \dots \quad (3.19)$$

Aproximando $\phi(x^1)$ até o termo linear da série, resultando em (3.20).

$$0 \simeq \phi(x^0) + \phi'(x^0)(x^1 - x^0) \Rightarrow x^1 = x^0 - \frac{\phi(x^0)}{\phi'(x^0)} \quad (3.20)$$

Pode-se aplicar esta fórmula para obter x^1 e depois calcular o valor de x^k sucessivamente, até que $\phi(x^k) \simeq 0$. Assim, controia-se o método de Newton para uma variável, conforme apresentado em (3.21).

Dado x^0 ,

Para $k = 0, 1, \dots$, faça:

$$d^k = \frac{\phi(x^k)}{\phi'(x^k)} \quad (3.21)$$

$$x^{k+1} = x^k + d^k$$

Até convergir, ou seja, $\phi(x^k) \simeq 0$.

3.3.1.2 Método de Newton para várias variáveis

Seja $x \in \Omega$ tal que $\phi_i(x) = 0$, para $i = 1, 2, \dots, n$. Para se encontrar o valor de x utilizam-se aproximações sucessivas da função $\phi(x)$ em torno dos pontos $x^0, x^1, \dots, x^k$, até que o ponto x^k seja tal que $\phi_i(x) \simeq 0$. Utilizando a fórmula de Taylor para várias variáveis em torno do ponto x^0 , obtem-se (3.22).

$$0 = \phi_i(x) = \phi_i(x^0) + [\nabla \phi_i(x^0)]^t (x - x^0) + \dots \quad \text{para } i=1, \dots, n \quad (3.22)$$

Sendo:

$$\nabla \phi_i(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_i(x)}{\partial x^1} \\ \vdots \\ \frac{\partial \phi_i(x)}{\partial x^n} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Aproximando $\phi_i(x^1)$ até o termo linear da série, obtem-se (3.24).

$$0 \simeq \phi_i(x^1) = \phi_i(x^0) + [\nabla \phi_i(x^0)]^t (x^1 - x^0), \quad \text{para } i=1, \dots, n \quad (3.24)$$

Ou seja:

$$-\phi_1(x^0) = [\nabla \phi_1(x^0)]^t (x^1 - x^0)$$

$$\vdots$$

$$-\phi_n(x^0) = [\nabla \phi_n(x^0)]^t (x^1 - x^0)$$

Sendo $J(x^0) = \begin{bmatrix} [\nabla\phi_1(x^0)]^t \\ \vdots \\ [\nabla\phi_n(x^0)]^t \end{bmatrix}$ a matriz Jacobiana e $F(x^0) = \begin{bmatrix} \phi_1(x^0) \\ \vdots \\ \phi_n(x^0) \end{bmatrix}$, obtém-se (3.25).

$$-F(x^0) = J(x^0)(x^1 - x^0) \Rightarrow x^1 = x^0 - [J(x^0)]^{-1}F(x^0) \quad (3.25)$$

Constrói-se assim o método de Newton para várias variáveis, conforme (3.26).

Dado $x^0 \in \mathbf{R}^n$,

Para $k = 0, 1, \dots$, faça:

$$d^k = -[J(x^k)]^{-1}F(x^k) \quad (3.26)$$

$$x^{k+1} = x^k + d^k$$

Até convergir.

3.3.2 Método de Pontos Interiores Barreira Logarítmica

Este é o método utilizado para realizar a otimização do ponto operacional do conversor CC-CC do tipo fonte Y deste trabalho.

Seja o problema de programação não linear abaixo.

$$\min \quad f(x)$$

$$\text{sa} \quad g(x) \leq 0$$

$$h(x) = 0$$

$$x \in \Omega$$

Inserindo a variável de folga s para restrições de igualdade, sendo que $x \in \Omega$:

$$\min \quad f(x)$$

$$\text{sa} \quad g(x) + s = 0$$

$$h(x) = 0$$

$$s \geq 0$$

Relaxando a restrição $s \geq 0$ e inserindo-a na função objetivo através do parâmetro barreira μ , $s > 0$ e $x \in \Omega$, $\mu \rightarrow 0$

$$\begin{aligned} \min \quad & f(x) - \mu \sum_{i=1}^n \ln(s_i) \\ \text{sa} \quad & g(x) + s = 0 \\ & h(x) = 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

A função Lagrangiana é dada por (3.28).

$$L = f(x) - \mu \sum_{i=1}^n \ln(s_i) + \pi^t(g(x) + s) + \lambda^t h(x) \quad (3.28)$$

Onde π e λ são os multiplicadores de Lagrange.

Aplicando as condições de otimalidade, obtém-se (3.29).

$$\underbrace{\nabla L}_{=J(x,\pi,\lambda,s)} = \begin{bmatrix} \nabla f(x) + \pi^t \nabla g(x) + \lambda^t \nabla h(x) \\ g(x) + s \\ h(x) \\ S\pi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mu e \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Sendo S é matriz diagonal cujos elementos diagonais são os elementos de s e μe o parâmetro de barreira.

Utilizando o método de Newton, chega-se a (3.30).

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \nabla^2 f(x) + \pi^t \nabla^2 g(x) + \lambda^t \nabla^2 h(x) & \nabla g(x) & \nabla h(x) & 0 \\ \nabla g(x) & 0 & 0 & I \\ \nabla h(x) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S & 0 & \pi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx \\ d\pi \\ d\lambda \\ ds \end{bmatrix} = \\ & = - \begin{bmatrix} \nabla f(x) + \pi^t \nabla g(x) + \lambda^t \nabla h(x) \\ g(x) + s \\ h(x) \\ -\mu e + S\pi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Obtendo-se assim as direções dx , $d\pi$, $d\lambda$, e ds .

Agora calculam-se os passos α_p e α_d , correspondentes às variáveis primais e duais, respectivamente, onde s e π permanecem estritamente positivas. Os passos α_p e α_d são calculados a fim de preservarem a interioridade de todas as variáveis restritas do problema.

Sejam,

$$\rho_p = \min_{ds_i < 0} \left\{ -\frac{s_i}{ds_i} \right\}$$

e

$$\rho_d = \min_{d\pi_i < 0} \left\{ -\frac{\pi_i}{d\pi_i} \right\}$$

Dessa maneira o passo α é dado por (3.31).

$$\alpha = \min\{1, \tau\rho_p, \tau\rho_d\} \quad (3.31)$$

Conhecendo as direções e os passos, todas as variáveis do problema podem ser atualizadas por (3.32).

$$\begin{aligned} x^{k+1} &= x^k + \alpha dx, \\ s^{k+1} &= s^k + \alpha ds, \\ \pi^{k+1} &= \pi^k + \alpha d\pi, \\ \lambda^{k+1} &= \lambda^k + \alpha d\lambda \end{aligned} \quad (3.32)$$

A atualização do parâmetro barreira é dada por (3.33).

$$\mu^{k+1} = \frac{\mu^k}{\beta}, \text{ onde } \beta > 1 \quad (3.33)$$

Resumindo o método barreira logarítmica:

Dados x interior, $(s, \pi) > 0, \lambda, \mu$ e $\beta > 1$.

Para $k=0, 1, \dots$, faça

Calcule o vetor gradiente da Lagrangiana utilizando (3.18).

Calcule a matriz Hessiana e resolva o sistema utilizando (3.19).

Atualize as variáveis (x, s, π, λ) e o parâmetro barreira μ dados por (3.21) e (3.22) respectivamente. Até convergir.

3.3.2.1 Critério de Convergência

O critério de convergência é dado por (3.34).

$$\|\nabla L\| < \epsilon \quad (3.34)$$

Onde ∇L é dado por (3.29).

3.3.2.2 Inicialização

Considere o problema original na forma

$$\begin{aligned} \min f(x) - \mu \sum \ln(s) \\ \text{sa } g(x) + s = 0 \\ h(x) = 0 \end{aligned}$$

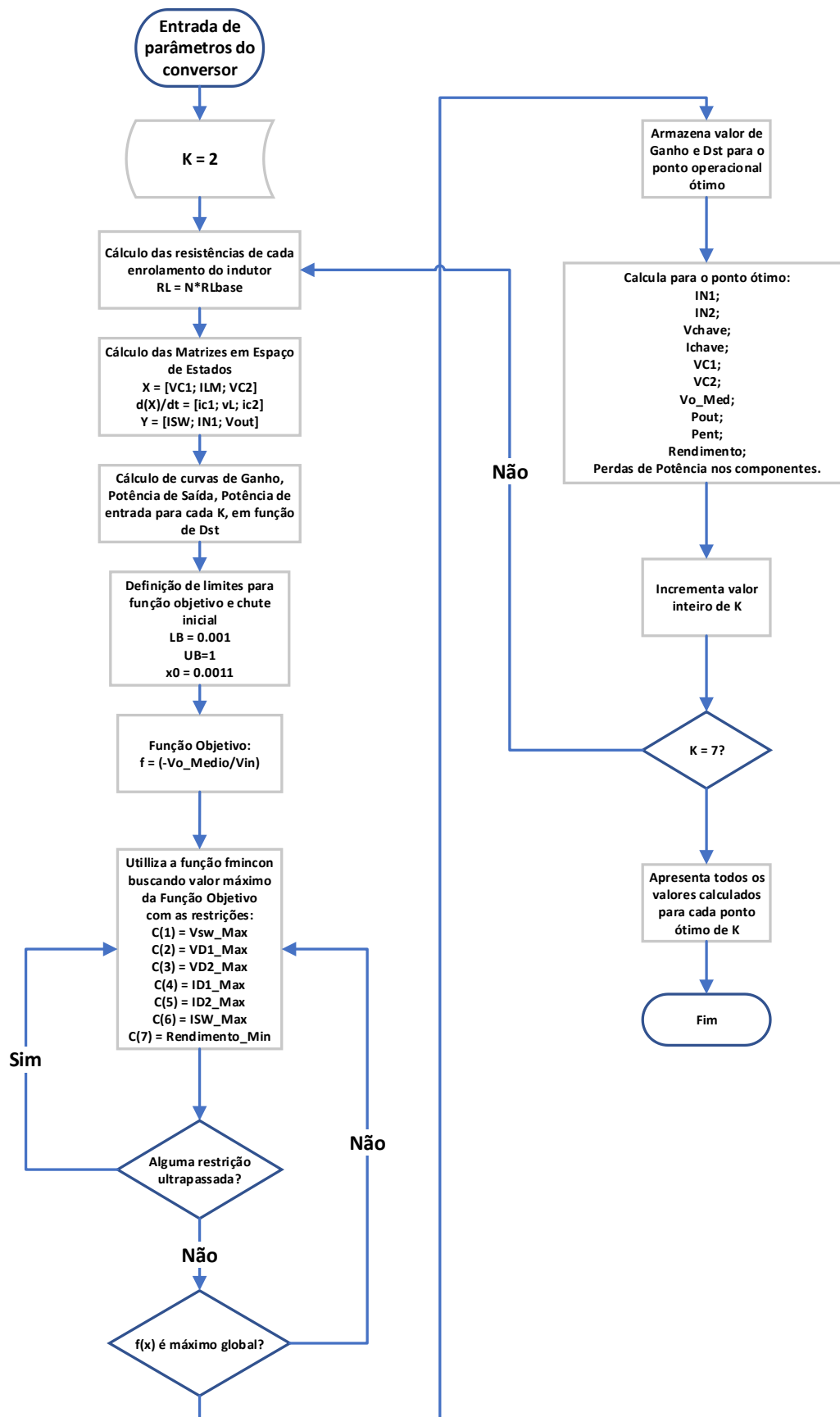
Inicialize o vetor x , com os valores mínimos desejados, as variáveis de folga $s > 0$ tal que $g(x) + s = 0$, o parâmetro barreira μ , o parâmetro β e os multiplicadores de Lagrange, onde $\pi = \mu S^{-1}e$. Escolha o valor do critério de parada ϵ .

3.4 Otimização de pontos operacionais do conversor fonte-Y

Para realizar os cálculos dos pontos ótimos de operação do conversor, foi desenvolvido script no software Matlab, utilizando o algoritmo mostrado na Figura 10.

Para a realização dos cálculos, inicialmente é carregado um script com os valores de todos os parâmetros do conversor, conforme descrito na Tabela 22. Os valores referentes aos componentes foram obtidos dos respectivos *datasheets*.

Figura 10 - Fluxograma do algoritmo do script em MATLAB.



Fonte: Autor.

Tabela 2 - Parâmetros do script do MATLAB.

Parâmetro	Descrição
Rout	Resistência de carga conectada ao conversor (Ω)
Vin	Tensão de entrada (V)
N1	Número de espiras do enrolamento 1 do indutor
N2	Número de espiras do enrolamento 2 do indutor
N3	Número de espiras do enrolamento 3 do indutor
RL_base	Valor da resistência de uma espira de enrolamento (Ω)
RC1	Resistência parasita do capacitor 1 (Ω)
RC2	Resistência parasita do capacitor 2 (Ω)
Ron	Resistência de condução da chave (Ω)
RD1	Resistência de condução do diodo 1 (Ω)
RD2	Resistência de condução do diodo 2
VD1	Tensão de polarização direta do diodo 1 (V)
VD2	Tensão de polarização direta do diodo 2 (V)
Rend_Min	Rendimento mínimo aceitável
VD1_Max	Tensão reversa máxima para diodo 1 (V)
VD2_Max	Tensão reversa máxima para diodo 2 (V)
VSW_Max	Tensão máxima permitida na chave (V)
Tri	Tempo de subida da corrente para ligar chave (s)
Tfu	Tempo de descida da tensão para ligar chave (s)
Tru	Tempo de subida tensão desligamento da chave (s)
Tfi	Tempo de descida da corrente de desligamento da chave (s)
Qrr_D1	Carga de recuperação reversa D1 (C)
Qrr_D2	Carga de recuperação reversa D2 (C)
ID1_Max	Corrente máxima permitida D1 (A)
ID2_Max	Corrente máxima permitida D2 (A)
ISW_Max	Corrente máxima permitida na chave (A)

O cálculo das resistências de cada enrolamento do indutor é feito baseado na espessura do fio de cobre utilizado, no diâmetro do núcleo da bobina e no número de espiras do enrolamento.

A função *fmincon* utilizada no *script* do MATLAB possui a sintaxe apresentada em (3.35).

$$[x,fval] = \text{fmincon}(@\text{obj_fcn},x0,[],[],[],[],\text{LB},\text{UB}); \quad (3.35)$$

Onde:

x é o valor resultante da razão cíclica *shoot-trough* para o ponto ótimo;

$fval$ é o resultado da função objetivo para o ponto ótimo;

obj_fcn é a função objetivo, neste caso sendo a função de cálculo de ganho;

$x0$ é o valor inicial de razão cíclica;

LB é limite inferior de razão cíclica;

UB é o limite superior de razão cíclica.

A finalidade da função *fmincon* é alcançar o valor mínimo de uma função não-linear, multivariável com restrições. Como no nosso caso estamos buscando o valor máximo de ganho, a função objetivo possui um sinal de -, ficando como apresentado em (3.36)

$$f(x) = -\frac{Vo_medio}{Vin} \quad (3.36)$$

Onde:

Vo_medio é o valor calculado de tensão média na saída do conversor;

Vin é o valor de tensão de entrada, fornecido pelo *script* de parâmetros.

O algoritmo de otimização escolhido para a função *fmincon* é o de pontos interiores com método de barreira logarítmica, que é o padrão das opções da função.

Após a função *fmincon* fornece o valor ótimo de ganho e o valor correspondente de razão cíclica para esse ponto, são calculados os valores de corrente, tensão, potência, rendimento e perdas nos componentes. Após isso o valor de K é incrementado e nova otimização é realizada.

O processo continua até K atingir o valor 7, considerado um limite razoável para uma implementação prática de indutor.

Após a finalização da execução dos cálculos são fornecidas planilhas com os valores obtidos bem como plotados gráficos das grandezas, que serão apresentados no próximo capítulo.

3.5 Considerações Finais

Diferentes métodos de otimização estão disponíveis e podem ser aplicados em projetos para busca de pontos de operação ótimos em conversores. A proposta deste trabalho é a utilização do método Programação não linear, de Pontos Interiores com o método de barreira logarítmica. A metodologia apresentada neste capítulo será aplicada utilizando o software Matlab com *scripts* que farão a otimização com base na modelagem matemática apresentada no capítulo 2.

A escolha do método de otimização foi feita devido ao algoritmo ser consolidado como uma ferramenta de otimização para funções não-lineares sob condições de restrições. A praticidade do software Matlab em oferecer funções pré-definidas para a implementação dos métodos de otimização auxiliou no desenvolvimento das análises.

CAPÍTULO 4 – ESTUDOS DE OTIMIZAÇÃO DE PONTOS OPERACIONAIS DO CONVERSOR CC-CC FONTE-Y

Este capítulo trata da apresentação de uma coletânea de estudos de otimização aplicados ao conversor CC-CC fonte-Y, na qual foram exploradas diferentes combinações de configurações de projeto do conversor relacionadas com a razão cíclica, fator de acoplamento K , tensão de entrada e potência de carga, para obtenção de condições de operação otimizadas. Especificamente, os processos de otimização das operações buscaram como objetivo primário a obtenção do máximo ganho considerando o atendimento a restrições relacionadas com valores mínimos de rendimento e limites máximos de esforços de tensão e corrente permitidos nos semicondutores. Adicionalmente, também foram efetuados estudos de otimização considerando pontos operacionais específicos relacionados com ganhos de tensão fixos, em diferentes faixas de potência e tensão de entrada. A implementação dos métodos de otimização e as estimativas das grandezas elétricas baseadas nos modelos matemáticos do conversor não ideais foram efetuadas por meio do software MATLAB. Por fim, com o objetivo de ratificar as configurações de projeto otimizadas, simulações computacionais foram realizadas no software PSIM e resultados experimentais foram coletados em protótipo experimental do conversor CC-CC fonte Y para alguns pontos de operação específicos.

4.1 Considerações Iniciais

Foram consideradas diferentes faixas de potência para verificar qual das configurações operacionais dentre as exploradas seriam as mais adequadas considerando os objetivos de otimização estabelecidos para a aplicação do conversor fonte-Y. Para isso, foram realizadas otimizações de ponto de operação do conversor com diferentes valores de carga resistiva e diferentes valores de tensão de entrada, fazendo analogia a sistemas fotovoltaicos com diferentes quantidades de módulos na entrada, objetivando a maximização de ganho e analisando casos sem restrições e com restrições de valor mínimo de rendimento e de valor máximo esforços de tensão nos semicondutores.

Para os cálculos de otimização foi desenvolvido *script* no software Matlab, considerando a modelagem não ideal do conversor apresentada no capítulo 2 e aplicando a

metodologia de otimização apresentada no Capítulo 3. O software PSIM foi utilizado para simular o funcionamento do circuito do conversor em alguns pontos de operação para a comparação com os resultados dos cálculos.

Os casos analisados são apresentados na Tabela 3. As análises iniciais (caso A) foram realizadas considerando um sistema com 3 módulos fotovoltaicos genéricos, com 40 V cada. As outras análises foram feitas considerando diferentes quantidades de um módulo comercial com dados característicos sob condições padrão de testes (*Standard Test Conditions* - STC), apresentados na Tabela 3. As condições STC são obtidas considerando valores de referência de irradiação solar de 1000 W/m^2 , espectro de Massa Atmosférica de 1,5 e temperatura da célula do módulo fotovoltaico de 25°C .

Tabela 3- Casos analisados.

Caso	Entrada	Potência de Entrada (W)	Condições
A.1	3 módulos fotovoltaicos genéricos com tensão de 40V cada	Diferentes valores	Otimização de ganho sem restrições
A.2			Otimização de ganho com restrições de tensão máxima na chave
A.3			Otimização de ganho com restrições de tensão e corrente máximas na chave e nos diodos
A.4			Otimização de ganho com restrições de tensão e corrente máximas na chave e nos diodos e rendimento mínimo de 90%
A.5		1000 W	Análise do caso A com tensão de saída fixa em 400 V e potência de saída fixa em 1000 W
B	1 módulo fotovoltaico comercial	350	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V
C	String com 2 módulos fotovoltaicos comerciais em série	700	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V
D	String com 4 módulos fotovoltaicos comerciais em série	1400	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V
E	String com 6 módulos fotovoltaicos comerciais em série	2100	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V
F	2 strings em paralelo com 5 módulos fotovoltaicos comerciais em série	3500	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V
G	2 strings em paralelo com 7 módulos fotovoltaicos comerciais em série	4900	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V
H	4 strings em paralelo com 7 módulos fotovoltaicos comerciais em série	9800	Análise dos pontos de operação com objetivo de $V_{out} = 400$ V

Para os casos analisados foram verificadas as curvas de ganho, rendimento, potência, tensão de saída, esforços máximos de tensão e corrente na chave e nos diodos. O algoritmo de otimização foi aplicado para convergir a configurações de parâmetros que resultem em ponto operacional com ganho otimizado. Com o objetivo de subsidiar análises e diagnósticos complementares, nas condições otimizadas foram registrados os valores estimados das perdas de potência relativas às resistências dos enrolamentos no indutor, perdas de potência por condução e comutação na chave e nos diodos, e perdas de potência nos capacitores, bem como a distribuição porcentual de cada perda na perda média total.

Tabela 4 - Dados do módulo fotovoltaico comercial sob condições padrão de testes (STC).

Modelo	Fabricante	Potência Nominal (W)	Tensão de Operação (V)	Corrente de Operação (A)
CS3U-350P	Canadian Solar	350	39,2	8,94

Assim, considerando o cenário de faixas de potência e de tensão de alimentação estabelecidos para a realização das análises de otimização, de forma conservativa especificou-se os dispositivos semicondutores empregados no conversor, bem como adotou-se valores de referência para as resistências série equivalentes dos enrolamentos dos indutores acoplados e capacitores. Especificamente, os componentes semicondutores adotados para a realização das análises são: Diodo D1: GC2X5MPS12 (carbeto de silício), Diodo D2: RURP8100 (diodo ultra rápido) e para a Chave SW: MOSFET STW47NM60.

A Tabela 5 apresenta os valores máximos de tensão reversa ($V_{m\acute{a}x}$) e corrente ($I_{m\acute{a}x}$) no MOSFET e nos diodos D1 e D2, conforme *datasheet* dos fabricantes.

Tabela 5 - Valores máximos permitidos de tensão e corrente nos semicondutores.

	MOSFET STW47NM60	D1 GC2X5MPS12	D2 RURP8100
$V_{m\acute{a}x}$ (V)	600	1200	1000
$I_{m\acute{a}x}$ (A)	47	28	16

A Tabela 6 apresenta a relação e a quantidade de espiras dos enrolamentos do indutor utilizadas nos casos estudados.

Tabela 6- Relação de espiras dos enrolamentos do indutor acoplado.

K	Relação de Espiras	N1	N2	N3
2	3:1:5	112	37	186
3	1:3:5	37	112	186
4	5:1:3	186	37	112
5	1:3:4	37	112	148
6	1:4:5	37	148	186
7	5:1:2	186	37	74

Na Tabela 7 encontram-se os parâmetros dos componentes do conversor. Os dados dos semicondutores foram retirados de seus respectivos *datasheets*.

Tabela 7 - Parâmetros do conversor.

R_{Lbase} (m Ω)	R_{C1} (m Ω)	R_{C2} (m Ω)	R_{D1} (m Ω)	R_{D2} (m Ω)	R_{ON} (m Ω)	V_{D1} (V)	V_{D2} (V)
0,78	10	10	200	150	75	1,5	1,5

Onde:

R_{Lbase} = resistência de uma espira dos enrolamentos do indutor;

R_{C1} = resistência série do capacitor C_1 ;

R_{C2} = resistência série do capacitor C_2 ;

R_{D1} = resistência em condução do diodo D_1 ;

R_{D2} = resistência em condução do diodo D_2 ;

R_{ON} = resistência em condução da chave ligada;

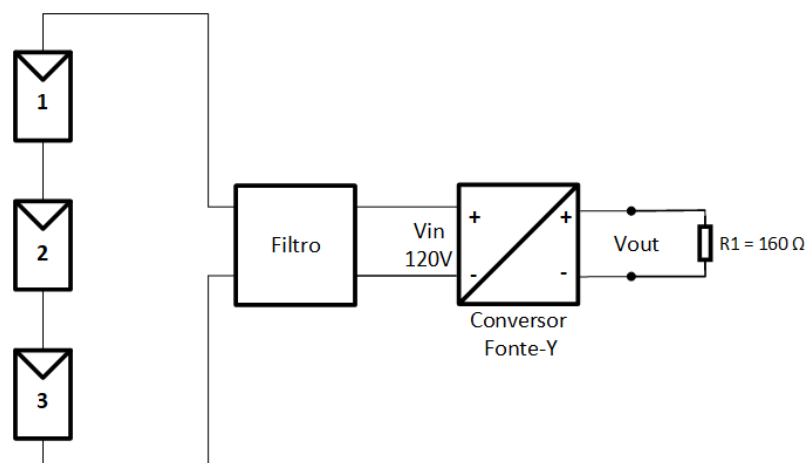
V_{D1} = tensão de polarização direta do diodo D_1 ;

V_{D2} = tensão de polarização direta do diodo D_2 ;

4.2 Caso A – Sistema com 3 módulos fotovoltaicos genéricos em série

O diagrama de blocos simplificado do sistema de integração de energia renovável analisado neste caso pode ser visto na Figura 11. O sistema emprega como fonte primária uma string com 3 módulos fotovoltaicos de 40 V em série, totalizando 120 V. Devido à inerente característica pulsante da corrente de entrada do conversor CC-CC fonte-Y, o circuito emprega um filtro de entrada capacitivo para permitir a conexão direta com os módulos fotovoltaicos. Desta forma, a operação do conversor será otimizada e analisada em diferentes pontos operacionais, inicialmente considerando a maximização do ganho de tensão, e, posteriormente a operação com ganhos fixos e a otimização da operação baseada no melhor atendimento de restrições (rendimento, esforços de tensão e corrente) para uma potência de 1 kW e 400 V de tensão de saída.

Figura 11 - Diagrama do caso A.

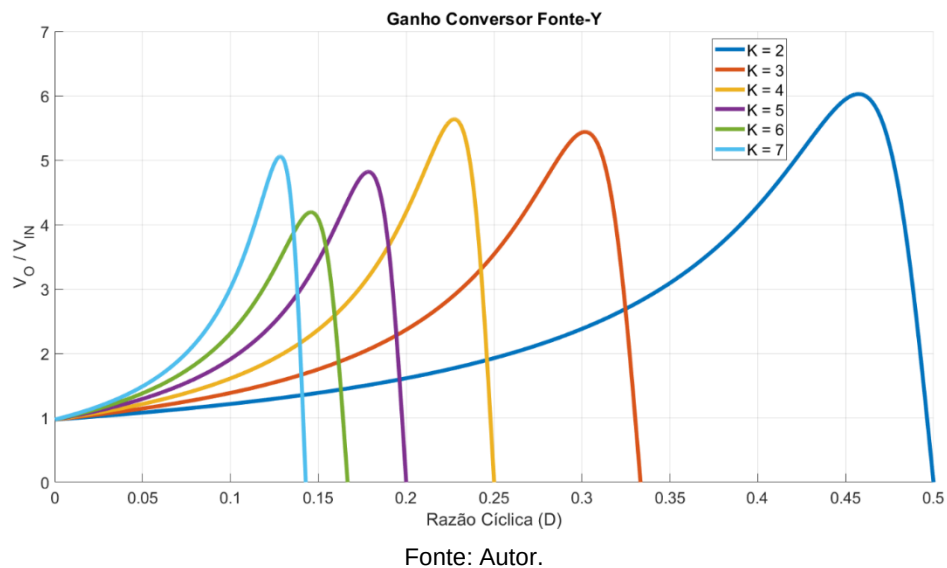


Fonte: Autor.

Utilizando as equações da modelagem em espaços de estados (2.72), (2.73), (2.74), (2.75), (2.76) e (2.77) em script no Matlab, foram plotados gráficos que apresentam os valores calculados considerando a modelagem matemática do conversor não ideal.

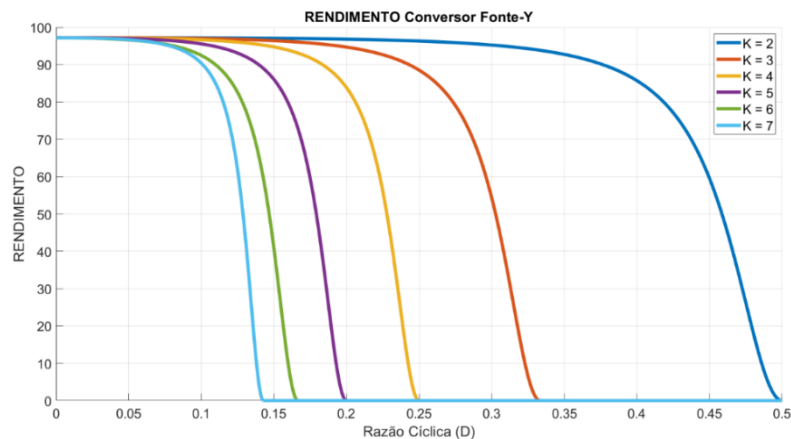
Na Figura 12 é possível observar as curvas do ganho tensão em função da razão cíclica, tomando como parâmetro discreto o fator de acoplamento K variando de 2 a 7. Analisando o resultado dos gráficos da Figura 12 e comparando com a Figura 4 do capítulo 2 é possível verificar que, no conversor não ideal [39], considerando as não idealidades dos componentes, conforme o valor da razão cíclica aumenta, o valor do ganho aumenta até atingir um pico máximo, de cerca de 6 para $K=2$, diminuindo em seguida devido à influência das perdas de chaveamento, perdas de condução nos dispositivos semicondutores e perdas resistivas nos componentes.

Figura 12- Curvas de ganho em função da razão cíclica para cada valor de relação de espiras K do indutor.



A Figura 13 apresenta as curvas de rendimento em função da razão cíclica para cada fator de acoplamento K do indutor. É possível observar que conforme o valor de K aumenta, o rendimento apresenta queda com menor valor de razão cíclica. No caso dos pontos de operação com ganho máximo, neste caso, o rendimento ficou em torno de 51% para todos os valores de K (conforme Tabela 8), influenciado pelo valor das não-idealidades do circuito.

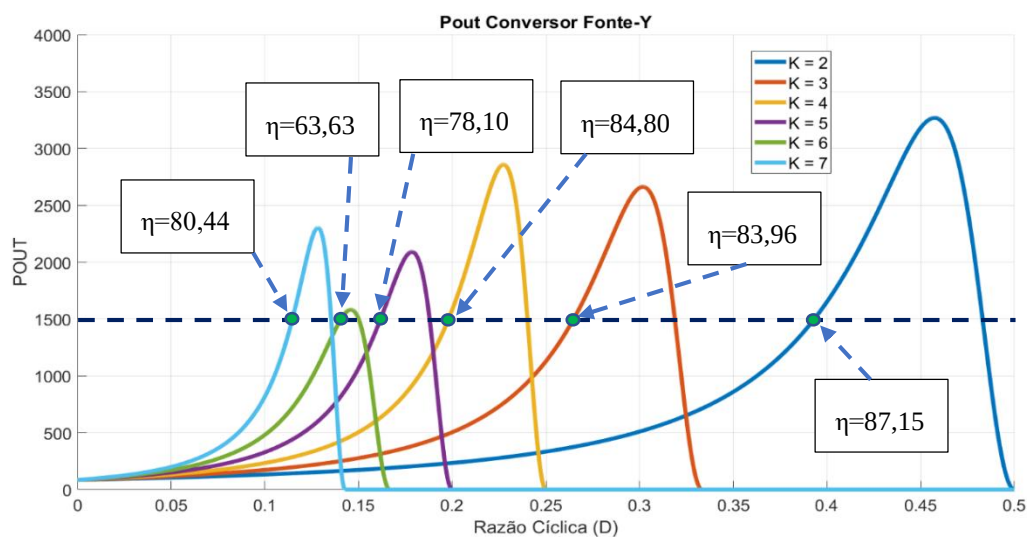
Figura 13 - Curvas de rendimento em função da razão cíclica para cada valor de K.



Fonte: Autor.

Na Figura 14 estão representadas as curvas de potência em função da razão cíclica para cada valor de K. Para cada valor do fator de acoplamento tem-se valores diferentes de potência máxima devido à influência da posição dos enrolamentos no circuito e consequentemente à sua quantidade de espiras e perdas resistivas em série. Analisando as curvas, verifica-se que é possível atingir a mesma potência de saída por meio de diferentes combinações de razão cíclica e valores de K. Obviamente os valores de potência de saída dependerão diretamente da potência de cada módulo fotovoltaico considerado na entrada. Neste caso, a análise efetuada avalia a capacidade de potência que o conversor pode atingir, sem considerar limitações no fornecimento de potência por parte dos módulos.

Figura 14 - Curvas de potência em função da razão cíclica para cada valor de K e valores de rendimento em cada ponto operacional de mesma potência.

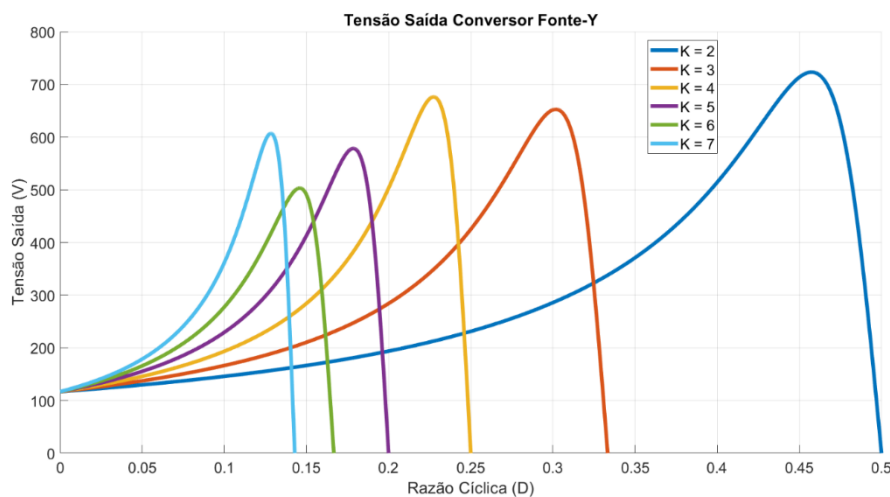


Fonte: Autor.

Traçando-se uma reta em um valor fixo de potência de saída, neste caso fixando por exemplo em 1500 W (considerando arranjo de módulos com potência total superior na entrada), observa-se na Figura 14 que existem diferentes pontos operacionais com diferentes valores de rendimentos e razões cíclicas para uma mesma potência. Isso demonstra a flexibilidade desse conversor, que possibilita atingir o mesmo valor de tensão e potência na saída com fatores K e diferentes razões cíclicas (*shoot-through*), porém impactando em outras grandezas como rendimento, esforços nos semicondutores e valor de perdas por potência nos componentes, como será visto adiante.

A Figura 15 apresenta os valores da tensão de saída em função da razão cíclica para cada valor de K . É possível observar a influência do valor do ganho que resulta em diferentes valores de tensão na saída conforme os valores das relações de espiras. Nota-se também que após atingir um valor máximo, a tensão atenua drasticamente devido à influência das não-idealidades nos componentes. Essa região da curva deve ser evitada pois qualquer pequena variação na razão cíclica causará uma grande variação na tensão de saída, podendo causar instabilidade no funcionamento do conversor.

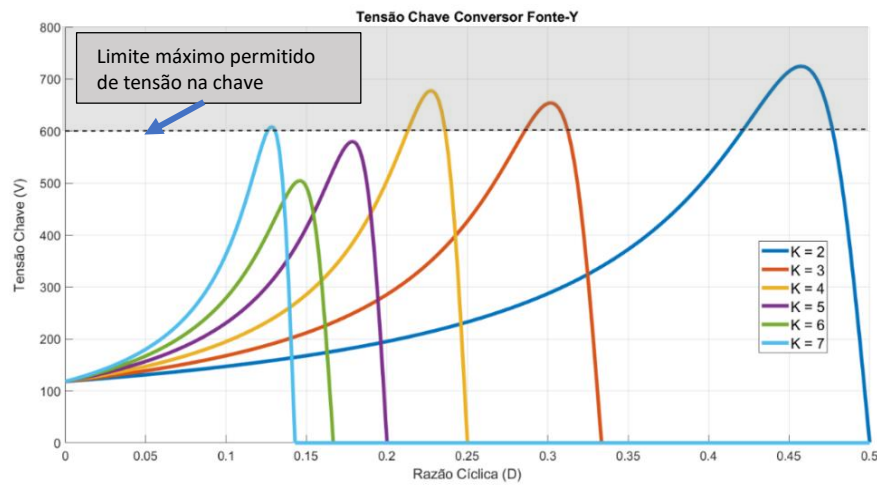
Figura 15- Curvas de tensão de saída em função da razão cíclica para cada valor de K .



Fonte: Autor.

Na Figura 16 são apresentadas as curvas de esforços de tensão na chave SW, calculados pela equação (2.58), em função da razão cíclica para cada valor de K . Nota-se que apenas nas curvas relacionadas com $K = 5$ e $K = 6$ não há regiões em que ocorra a ultrapassagem do valor máximo permitido de tensão na chave SW (600 V). Dessa maneira é importante evitar pontos de operação nessas regiões que podem causar danos à chave.

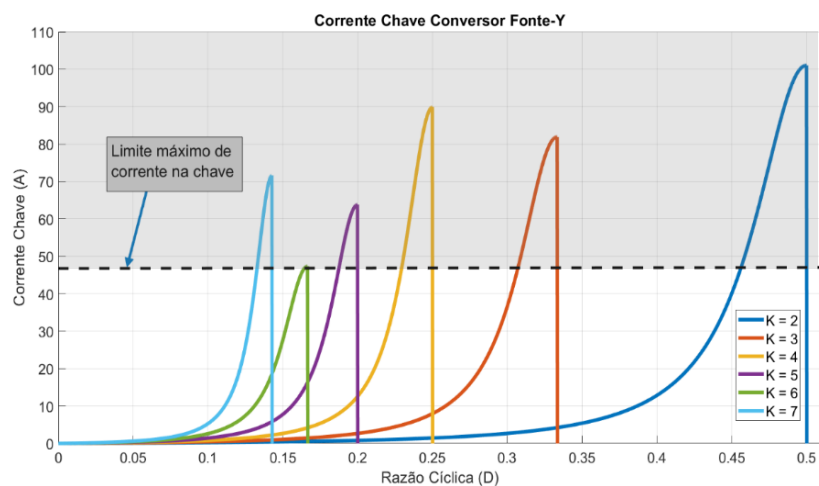
Figura 16- Valores de tensão na chave em função da razão cíclica para cada K .



Fonte: Autor.

Na Figura 17 são apresentadas as curvas de corrente na chave SW em função da razão cíclica. A linha pontilhada mostra o valor máximo de corrente permitida no MOSFET (47 A). Assim como no caso da tensão na chave, deve-se evitar regiões onde o ponto de operação leve a valores de corrente maiores que o permitido, evitando danos à chave.

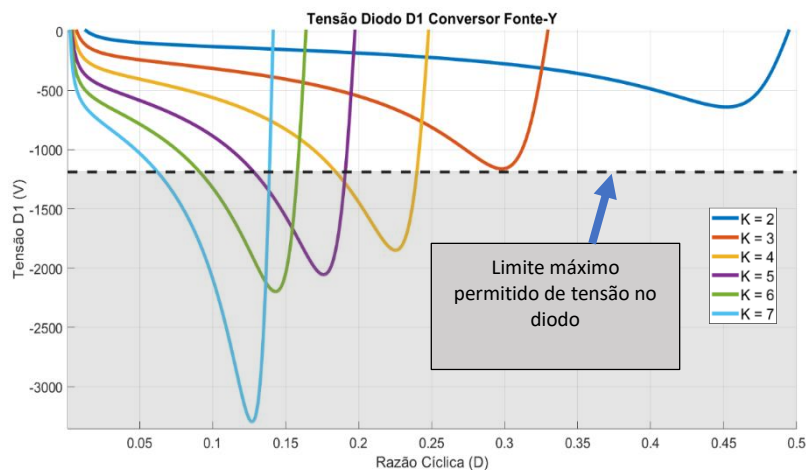
Figura 17 - Curvas de valores de corrente em função da razão cíclica para cada valor de K .



Fonte: Autor.

Na Figura 18 são apresentadas as curvas de tensão reversa no diodo D1 para cada valor de K . A região destacada abaixo da linha pontilhada mostra os pontos das curvas em que o valor limite de 1200 V é ultrapassado. Esses pontos de operação devem ser evitados para proteger o diodo contra danos por excesso de tensão.

Figura 18 - Valores de tensão no diodo D1 em função da razão cíclica para cada valor de K .

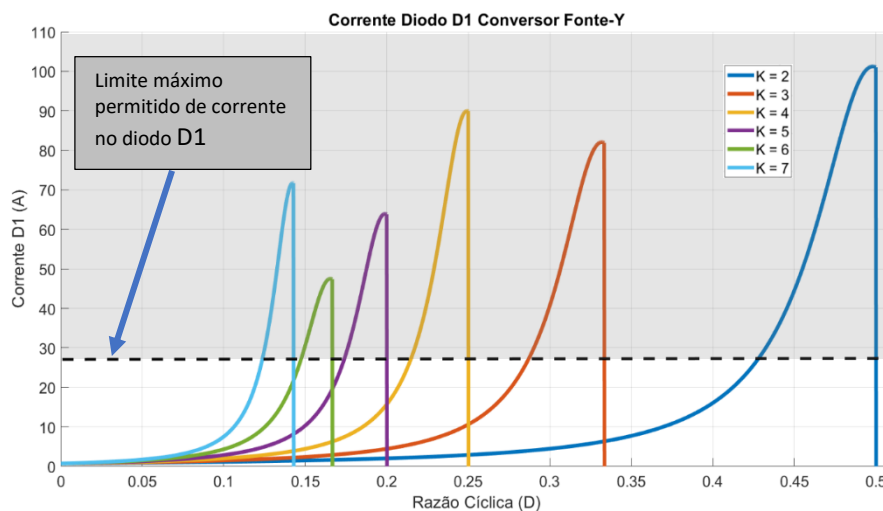


Fonte: Autor.

Na Figura 19 são apresentadas as curvas de corrente no diodo D1 para cada valor de K .

É possível observar que o valor máximo é ultrapassado em diversas regiões de operação, que devem ser evitadas para que não ocorra danos ao componente.

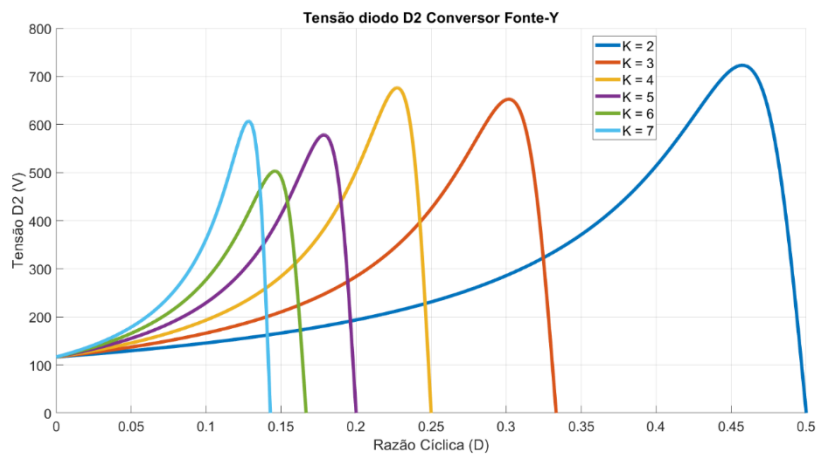
Figura 19- Valores de corrente no diodo D1 em função da razão cíclica para cada valor de K .



Fonte: Autor.

As curvas de tensão no diodo D2 podem ser observadas na Figura 20. Em nenhum momento a tensão máxima permitida de 1000 V é ultrapassada.

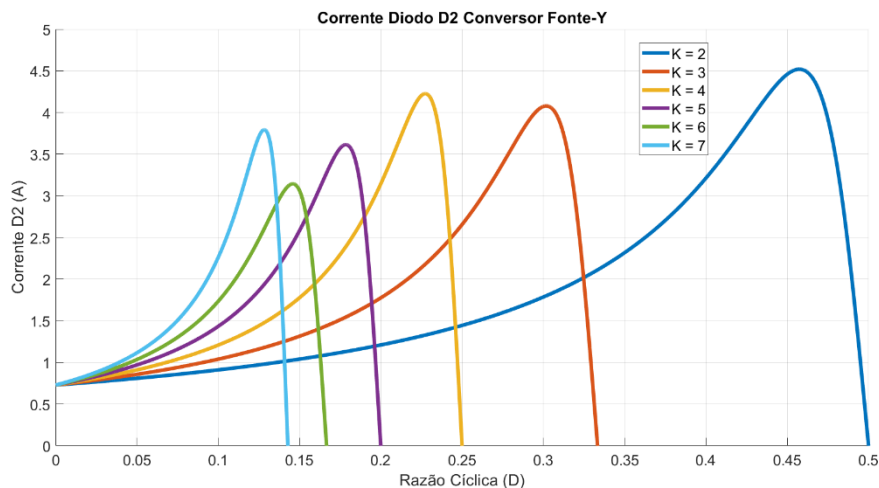
Figura 20 - Curvas de tensão no diodo D2 em função da razão cíclica para cada valor de K.



Fonte: Autor.

Na Figura 21 é possível observar as curvas dos valores de corrente no diodo D2. Em nenhuma das curvas existe a ultrapassagem do valor máximo permitido de 28 A.

Figura 21 - Curvas de corrente no diodo D2 em função da razão cíclica para cada valor de K.



Fonte: Autor.

4.2.1 Caso A.1 - Otimização do ponto de operação sem considerar restrições

Neste caso foi aplicado o algoritmo de otimização com objetivo de maximização de ganho sem restrições.

A função objetivo é: $V_{o\text{médio}}/V_{in}$,

Sendo: $V_{O\text{médio}}$ obtido utilizando-se a equação (2.77) e V_{in} o valor de tensão de entrada.

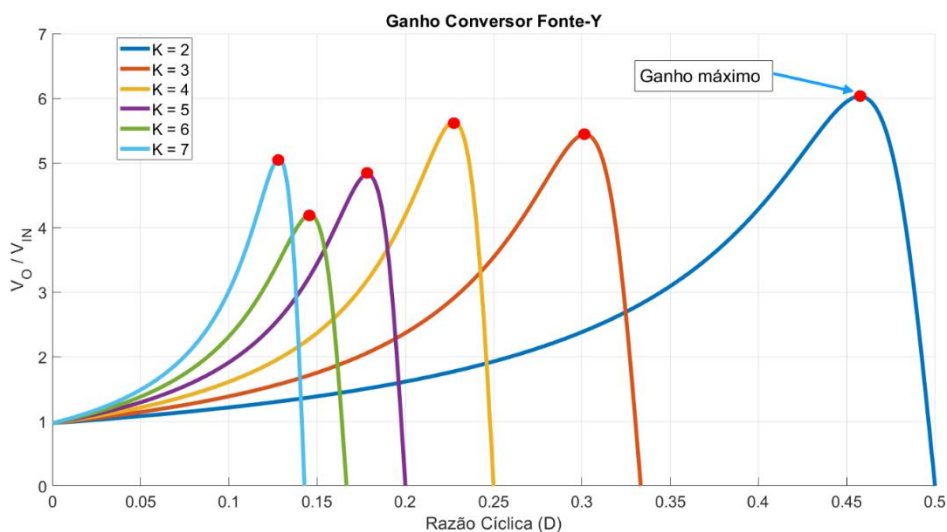
Na Tabela 8 é possível observar os valores de ganho, razão cíclica (D_{ST}), rendimento, potência de saída (P_{OUT}) e tensão de saída (V_{OUT}). Nota-se que para esta faixa de operação, o rendimento do conversor resultou em aproximadamente 51 % para todos os valores de K. Os valores de ganho ficaram entre 4 e 6 e a tensão de saída aproximadamente entre 600 V e 720 V, com valores de potência acima de 2 kW.

Tabela 8 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída e tensão de saída.

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)
2	6,02	0,457	51,34	3268,9	723,21
3	5,43	0,301	51,53	2662,5	652,69
4	5,63	0,227	51,02	2858,3	676,26
5	4,81	0,178	51,77	2090,6	578,36
6	4,19	0,145	52,26	1582,3	503,16
7	5,05	0,128	51,31	2303	607,03

A Figura 22 apresenta as curvas do ganho de tensão em função da razão cíclica, tomando o fator K como parâmetro e com a indicação por meio de uma circunferência vermelha do ponto de operação em que o ganho foi otimizado (ganho máximo).

Figura 22 - Curvas de ganho e pontos de valor máximo de ganho para cada K.



Fonte: Autor.

Os esforços de tensão e corrente na chave SW e nos diodos D1 e D2 foram calculados para cada ponto de operação alcançado, sendo resumidos na Tabela 9, onde os resultados destacados em cinza ultrapassaram os valores máximos admitidos para os componentes. Os valores de tensão no MOSFET ficaram acima do valor permitido de 600 V em todos os pontos de operação. A corrente máxima no MOSFET (46 A) é ultrapassada quando se utiliza $K = 2$. Os valores da tensão no diodo D1 destacados na tabela mostram que, para relações de espiras K acima de 3, o valor máximo permitido de tensão no diodo (1200 V), conforme informado no manual do fabricante, é ultrapassado. Considerando a corrente máxima em D1 (28 A), apenas para $K = 6$ o valor não é ultrapassado. Dessa maneira deve-se evitar estes pontos de operação que causarão danos aos componentes, impondo-se restrições conforme os casos apresentados posteriormente.

Tabela 9 - Valores de tensão e corrente nos semicondutores.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	724,71	48,53	-640,65	53,05	723,21	4,52
3	654,19	38,97	-1169,5	43,05	652,69	4,07
4	677,76	42,45	-1840,1	46,68	676,26	4,22
5	579,86	30,03	-2061,4	33,65	578,36	3,61
6	504,66	22,08	-2196,8	25,23	503,16	3,14
7	608,53	33,60	-3280,7	3739	607,03	3,79

As perdas de potência médias em cada componente do conversor foram calculadas considerando os modelos matemáticos não ideais, sendo resumidas na Tabela 10. As perdas de chaveamento (comutação) na chave SW, nos diodos D1 e D2 estão indicadas como PSW_COMUT, PD1_COMUT e PD2_COMUT. As perdas em condução na chave, nos diodos D1 e D2, estão indicadas como PSW, PD1 e PD2, respectivamente. Por fim, as perdas de potência no indutor e nos capacitores C1 e C2 estão indicadas como PRL, PC1 e PC2. Nota-se que as maiores parcelas de perda nos componentes do conversor ficam por conta do indutor e das perdas em condução do diodo D1 e da chave SW.

Tabela 10 - Valores das perdas de potência nos componentes em watts.

K	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUT (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PD1_COMUT (W)	PD2_COMUT (W)	PC1 (W)	PC2 (W)
2	1038,4	386,19	35,69	1117	14,85	0	1,45	94,89	0,17
3	699,7	377,49	43,44	595,43	10,89	0	1,31	72,08	0,07
4	926,31	594,61	62,82	634,16	10,68	0	1,36	102,61	0,05
5	534,93	378,98	56,60	326,13	8,36	0	1,16	61,51	0,02
6	331,89	250,74	50,92	186,9	6,84	0	1,01	39,14	0,01
7	829,11	659,83	88,07	377,04	8,57	0	1,22	100,93	0,02

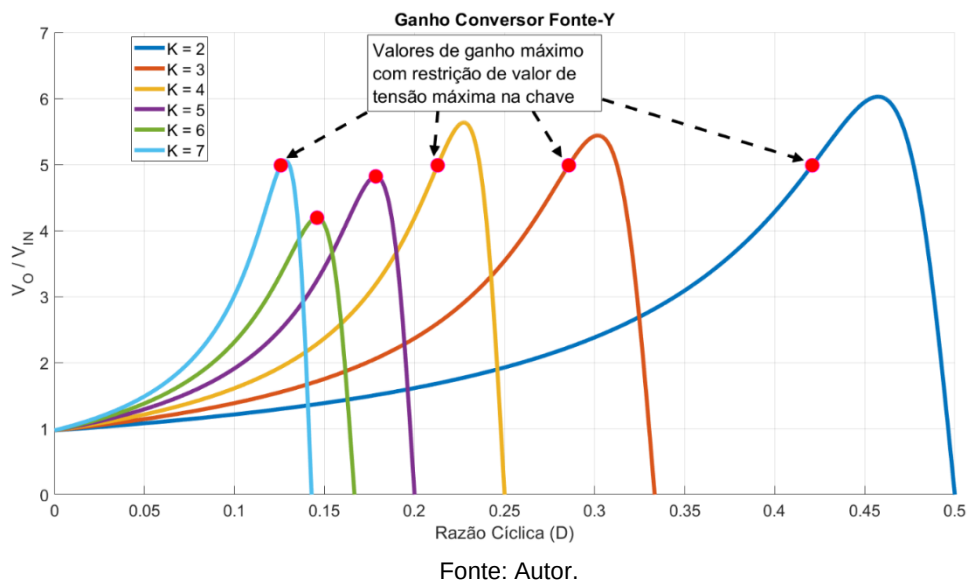
Nota-se que os valores de perda de chaveamento do diodo D1 apresentam resultado nulo devido ao fato de ser um diodo baseado em tecnologia SiC (Carbeto de Silício).

4.2.2 Caso A.2 - Otimização considerando apenas restrição de esforço máximo de tensão na chave

Neste caso foi realizada a otimização dos pontos de operação do conversor para diferentes valores de fatores K, com o objetivo de maximizar o ganho, considerando a restrição de atendimento ao valor máximo de tensão permitido na chave SW.

A Figura 23 apresenta os pontos operacionais resultantes do processo de otimização, em que é possível observar os pontos de máximo ganho, marcados com círculos, para cada curva de K, que fazem com que o conversor trabalhe no ponto de operação que não ultrapassa a tensão máxima de 600 V no MOSFET.

Figura 23- Valores otimizados de ganho considerando restrição de valor máximo de tensão na chave.



Para este caso foram calculados os valores de razão cíclica, rendimento, potência de saída e tensão de saída, conforme apresentado na Tabela 11. Nota-se que o valor de ganho ficou entre 4 e 5, portanto menor que o valor de otimização sem restrições. Isto se deve ao fato de a restrição de valor máximo de tensão na chave impõe um limite para o ponto operacional, consequentemente diminuindo o ganho do conversor. O valor de rendimento ficou maior que os valores de otimização sem restrição, mostrando que, para um mesmo valor de K, com menor razão cíclica obtem-se como resultado rendimentos maiores.

Tabela 11 - Valores de rendimento, potência de saída e tensão de saída para pontos de operação com restrição de esforço de tensão na chave.

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)
2	4,98	0,420	78,96	2238,8	598,5
3	4,98	0,285	71,33	2238,8	598,5
4	4,98	0,212	74,05	2238,8	598,5
5	4,81	0,178	51,77	2090,6	578,36
6	4,19	0,145	52,26	1582,3	503,16
7	4,98	0,125	59,66	2238,8	598,5

Os valores dos esforços de tensão e corrente são apresentados na Tabela 12. Nota-se que os valores na chave não ultrapassaram os limites máximos recomendados pelo fabricante, porém em alguns pontos de operação os valores máximos de tensão e corrente no diodo D1 foram ultrapassados, mostrando a importância de considerar como restrição no algoritmo de otimização esses limites para este caso. Os valores de esforços no diodo D2 não ultrapassaram os limites máximos.

Tabela 12 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para pontos de operação com restrição de valor máximo de tensão na chave.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	600	19,88	-561,87	23,62	598,5	3,74
3	600	22,41	-1115	26,15	598,5	3,74
4	600	21,45	-1692,6	25,19	598,5	3,74
5	579,86	30,03	-2061,4	33,64	578,36	3,61
6	504,66	22,08	-2196,8	25,23	503,16	3,14
7	600	27,52	-3288,2	31,26	598,5	3,74

Na Tabela 13 são apresentados os valores das perdas de potência nos componentes para este caso. Nota-se que devido à diminuição da potência de saída, consequentemente houve uma diminuição das perdas com relação ao caso anterior. Os valores mais significantes

continuam sendo das perdas resistivas no indutor, de condução da chave e de condução de D1.

Tabela 13 - Valores das perdas de potência nos componentes, em watts.

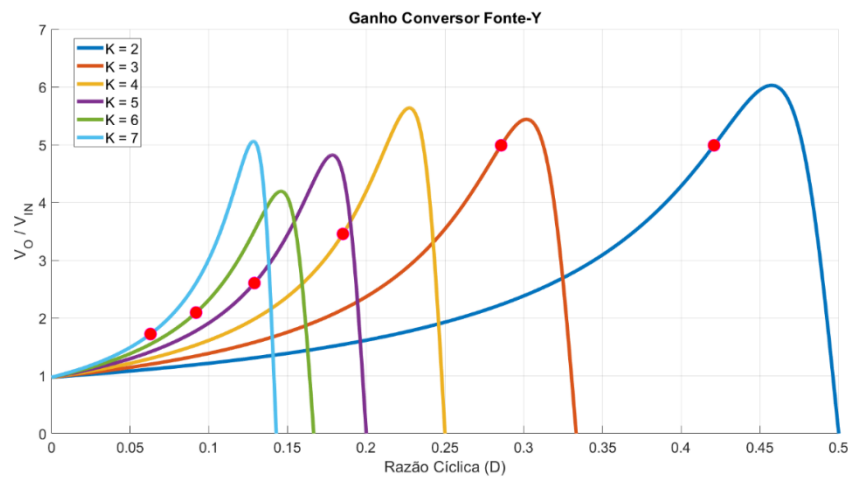
K	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUT (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PD1_COMUT (W)	PD2_COMUT (W)	PC1 (W)	PC2 (W)
2	188,96	70,47	15,89	228,2	10,99	0	1,20	16,22	0,10
3	246,5	131,87	26,39	230,71	9,57	0	1,20	24,61	0,05
4	255,52	162,11	33,9	199,04	8,99	0	1,20	27,46	0,03
5	534,93	378,98	56,60	326,13	8,36	0	1,16	61,51	0,02
6	331,89	250,74	50,92	186,9	6,84	0	1,01	39,14	0,01
7	569,46	451,87	73,63	270,56	8,40	0	1,20	68,91	0,02

Nota-se que em todos os pontos operacionais o valor da perda de condução em D1 representa cerca de 10 % da potência total de saída e o valor da perda de potência no indutor representa cerca de 20 % do total. É possível verificar também que conforme o valor de razão cíclica diminui, a parcela de perda por comutação na chave aumenta, devido ao fato desse valor de perda ser inversamente proporcional ao valor da razão cíclica. Neste caso utilizando-se o fator de acoplamento $K=2$ são obtidos valores de perdas de potência menores e consequentemente rendimento maior.

4.2.3 Caso A.3 - Otimização de ganho considerando restrição de esforço máximo de tensão e corrente na chave e nos diodos

Neste caso foram otimizados os pontos operacionais, com o objeto de maximizar ganho, considerando como restrições os limites máximos de esforços tanto de tensão como de corrente nos semicondutores, com intuito de evitar regiões de trabalho que possam danificar os componentes do circuito do conversor. Na Figura 24 são apresentadas as curvas de ganho em função da razão cíclica para cada valor K e os pontos de ganho otimizado considerando as restrições de tensão e corrente máximas permitidas para os semicondutores.

Figura 24- Valores de ganho em função da razão cíclica com pontos de otimização com restrições para cada K.



Fonte: Autor.

Na Tabela 14 são mostrados os valores desses pontos operacionais do conversor. Analisando os valores resultantes, verifica-se que os rendimentos alcançam valores acima de 90 % para K de 5 a 7, porém nestes pontos operacionais o valor de ganho fica abaixo de 2,7.

Tabela 14 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para pontos operacionais otimizados considerando restrições de limites máximos de esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)
2	4,98	0,420	78,96	2238,8	598,5
3	4,98	0,285	71,33	2238,8	598,5
4	3,45	0,185	89,54	1073,7	414,49
5	2,60	0,129	92,42	610,11	312,44
6	2,09	0,091	93,8	393,97	251,07
7	1,72	0,063	96,16	266,46	206,48

Com relação aos valores de esforços de tensão e corrente nos semicondutores, a Tabela 15 apresenta esses valores, que se encontram abaixo dos limites impostos pelas restrições em todos os pontos operacionais, porém chegando ao limite de esforço de tensão no diodo D1 nos pontos operacionais com K de 4 a 7. Esses pontos de operação são críticos devido a variações relacionadas a picos de tensão (*overshoots*) nos momentos de chaveamento causados pelas indutâncias parasitas que podem ocasionar a queima do diodo.

Tabela 15 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	600	19,88	-561,87	23,62	598,5	3,74
3	600	22,41	-1115	26,15	598,5	3,74
4	415,99	7,40	-1200	9,99	414,49	2,59
5	313,94	3,54	-1200	5,50	312,44	1,95
6	252,57	1,93	-1200	3,50	251,07	1,56
7	207,98	1,01	-1200	2,30	206,48	1,29

A Tabela 16 apresenta os valores das perdas de potência dos componentes do conversor neste caso. Neste caso também obteve-se as maiores parcelas das perdas no indutor e por conta da condução da chave SW e do diodo D1.

Tabela 16 - Valores das perdas de potência nos componentes do conversor.

K	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUT (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PD1_COMUT (W)	PD2_COMUT (W)	PC1 (W)	PC2 (W)
2	188,96	70,47	15,89	228,2	10,99	0	1,20	16,22	0,101
3	246,5	131,87	26,39	230,71	9,57	0	1,20	24,61	0,055
4	36,15	22,19	13,44	39,49	5,54	0	0,83	3,63	0,015
5	11,17	7,31	9,25	15,2	3,79	0	0,62	1,12	0,005
6	4,52	3,04	7,06	7,94	2,87	0	0,50	0,44	0,002
7	1,87	1,23	5,43	4,60	2,26	0	0,41	0,17	0,001

Nota-se que nos pontos operacionais para valores de fator de acoplamento $K=2$ e $K=3$, o valor da perda de condução representa cerca de 10% da potência total de saída, assim como no caso anterior, mas para os outros pontos operacionais esse percentual fica menor para este caso analisado. Para valores de K acima de 3 temos os melhores valores de rendimento, porém obtendo-se valores de ganho menores.

4.2.4 Caso A.4 - Otimização com restrição de esforço máximo de tensão e corrente na chave e nos diodos e restrição de rendimento mínimo de 90%

Neste caso foram otimizados os pontos operacionais do conversor, com o objeto de maximizar ganho, considerando como restrições os limites máximos de esforços tanto de

tensão como de corrente nos semicondutores, bem como o valor de rendimento de no mínimo 90 %. O intuito é evitar os pontos operacionais que possam danificar os componentes do circuito do conversor e garantir um rendimento de potência razoável (acima de 90 %).

Na Figura 25 são apresentadas as curvas de ganho para este caso com os pontos de ganho otimizado considerando as devidas restrições.

As equações das funções de restrição utilizadas são:

Tensão máxima reversa na chave é obtida utilizando-se a equação (2.58).

Corrente máxima na chave é obtida utilizando-se a equação (2.59).

Tensão máxima reversa no diodo D1 é obtida utilizando-se a equação (2.56).

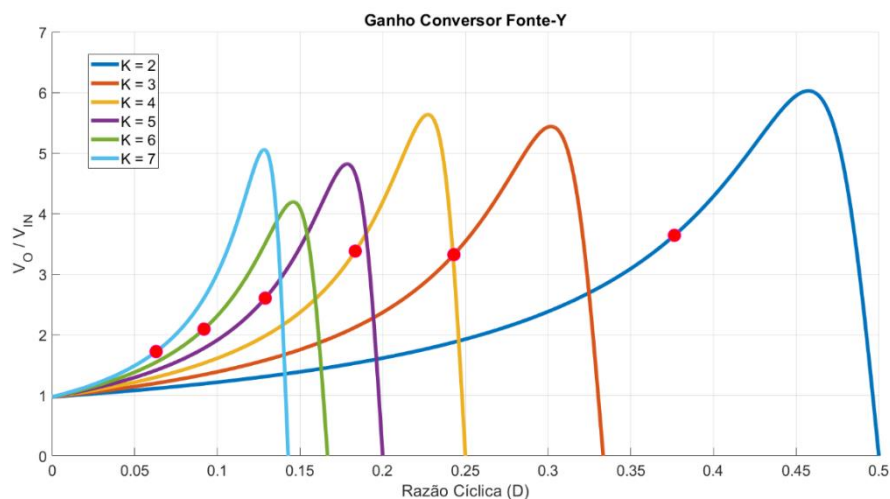
Corrente máxima no diodo D1 é obtida utilizando-se a equação (2.57).

Tensão máxima reversa no diodo D2 é obtida utilizando-se a equação (2.52).

Corrente máxima no diodo D2 é obtida utilizando-se a equação (2.53).

Rendimento é obtido utilizando-se a equação (2.90).

Figura 25 - Valores de ganho em função da razão cíclica com pontos de otimização com restrições de corrente e tensão nos semicondutores e rendimento mínimo para cada K.



Fonte: Autor.

Os valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída de tensão de saída podem ser observados na Tabela 17. Nota-se que para garantir um rendimento mínimo de 90 % ocorre a penalidade de diminuição de ganho, quando comparado com o caso anterior apresentado na tabela XIV.

Tabela 17 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída de tensão de saída do conversor considerando limites de esforços nos semicondutores e valor mínimo de 90% de rendimento.

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)
2	3,64	0,376	90	1192,5	436,81
3	3,32	0,243	90	993,09	398,62
4	3,38	0,183	90	1028,5	405,67
5	2,60	0,129	92,42	610,11	312,44
6	2,09	0,091	93,8	393,97	251,07
7	1,72	0,063	96,16	266,46	206,48

Os valores de esforços de tensão e corrente nos semicondutores estão apresentados na Tabela 18. Nota-se que todos os valores permaneceram dentro dos limites estabelecidos pelas restrições e deve-se atentar ao valor de tensão no diodo D1 que atingiu o limite de 1200 V para os pontos operacionais com valores de K de 5 a 7, bem como atingiu um valor bem próximo do limite para K = 4.

Tabela 18 - Esforços de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores para o caso A.3.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	438,31	8,31	-418,74	11,04	436,81	2,73
3	400,12	6,70	-767,2	9,19	398,62	2,49
4	407,17	6,98	-1175,3	9,52	405,67	2,53
5	313,94	3,54	-1200	5,50	312,44	1,95
6	252,57	1,93	-1200	3,50	251,07	1,56
7	207,98	1,01	-1200	2,30	206,48	1,29

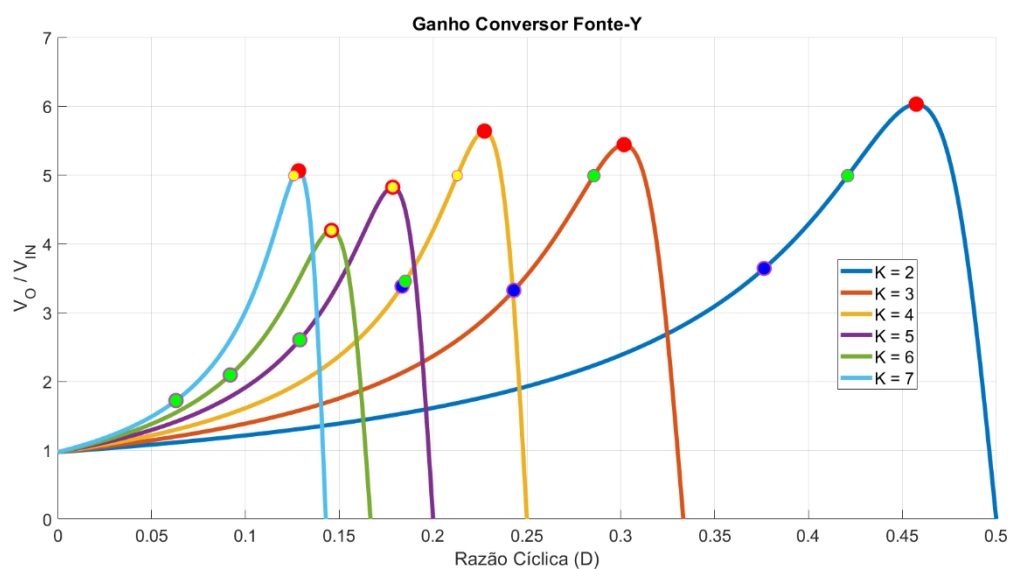
As perdas de potência nos componentes do conversor se encontram na Tabela 19. Nota-se que para este caso as perdas de condução em D1 são as maiores com relação às outras perdas, porém representam menos de 5 % da potência total de saída. Nota-se que as perdas de condução em D2 e as perdas no capacitor C2 apresentam valores baixos.

Tabela 19 - Valores de perdas de potência nos componentes do conversor.

K	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUT (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PD1_COMUT (W)	PD2_COMUT (W)	PC1 (W)	PC2 (W)
2	37,34	13,77	7,42	55,66	6,97	0	0,880	2,94	0,044
3	26,93	13,87	9,28	36,13	5,52	0	0,803	2,44	0,019
4	32,61	19,96	12,81	36,5	5,38	0	0,817	3,26	0,014
5	11,17	7,31	9,25	15,2	3,79	0	0,629	1,12	0,005
6	4,52	3,04	7,06	7,94	2,87	0	0,506	0,44	0,002
7	1,87	1,23	5,43	4,60	2,26	0	0,416	0,17	0,001

Para ilustrar a comparação entre os diferentes casos, na Figura 26 é apresentado o gráfico com todos os pontos operacionais otimizados plotados para cada caso. Os círculos vermelhos mostram os pontos de operação do caso A.1, com objetivo de ganho máximo sem restrições. Neste caso os maiores ganhos foram alcançados, porém com ultrapassagem dos limites de esforços nos semicondutores e com rendimento baixo, conforme mostrado anteriormente. Os círculos amarelos mostram os valores dos pontos de operação do caso A.2, com otimização de ganho com restrição apenas de esforço máximo de tensão na chave. Os círculos verdes marcam os pontos do caso A.3, com busca de ganho máximo com restrição de esforços de tensão e corrente na chave e nos diodos. Por fim, os círculos azuis apontam os pontos operacionais do caso A.4 com todas as restrições anteriores além da restrição de rendimento mínimo em 90 %. Nota-se que alguns pontos se sobrepõem, e o caso que considera todas as restrições (A.4) apresenta os valores menores de ganho e de razão cíclica.

Figura 26 - Pontos operacionais otimizados para os casos A.1 (vermelhos), A.2 (amarelos), A.3 (verdes) e A.4 (azuis).



Fonte: Autor.

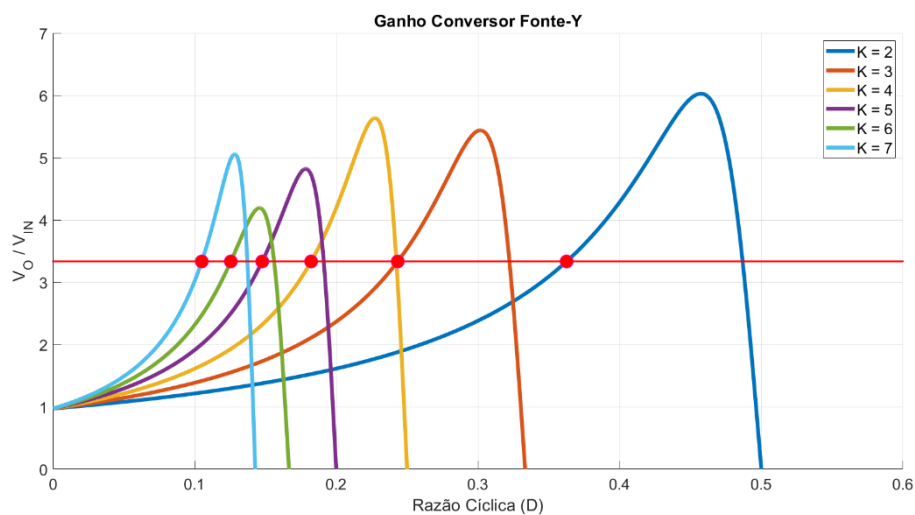
4.2.5 Caso A.5 – Comparação de valores de esforços nos semicondutores e de perdas nos componentes para pontos operacionais com mesma potência de 1 kW e tensão de saída em 400 V

Para este caso realizou-se a comparação de valores de esforços e perdas nos componentes para o mesmo valor de potência e diferentes valores de fator de acoplamento K . O objetivo neste caso é verificar a influência dos diferentes K e também de razão cíclica levando-se em conta os esforços de tensão e corrente dos semicondutores. Adicionalmente verifica-se a porcentagem de influência de cada perda de potência para os diferentes valores de K .

Adotou-se o valor de potência de saída de 1 kW, correspondendo a uma tensão de saída de 400 V, e um ganho de 3,33, representado pela linha vermelha.

Na Figura 27 são apresentados os pontos de operação do conversor para um o mesmo ganho, resultando em uma mesma potência na saída e mesmo valor de tensão de saída para todas as curvas de K .

Figura 27 - Valores de ganho fixo para diferentes relação de espiras K .



Fonte: Autor.

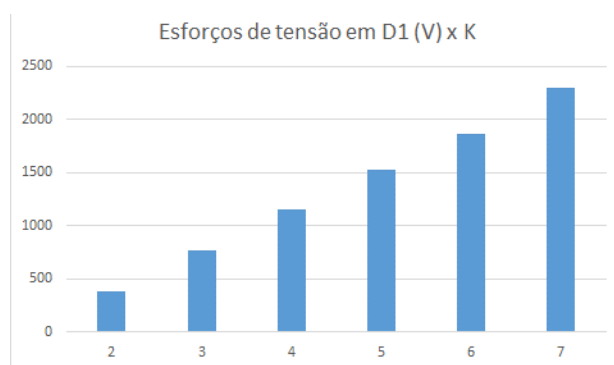
Na Tabela 20 encontram-se os valores para esses pontos de operação ilustrados na Figura 26. Nota-se que o valor do rendimento fica entre 88 % e 91,6 %. Para $K=2$ e $K=4$ o valor de rendimento fica acima de 90 %.

Tabela 20 – Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência de saída, tensão de saída e esforços de tensão e corrente nos semicondutores

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	3,3333	0,362	91,616	1000	400	401,5	6,59	-384,63	9,09	400	2,5
3	3,3333	0,243	89,926	1000	400	401,5	6,76	-769,76	9,26	400	2,5
4	3,3333	0,182	90,284	1000	400	401,5	6,73	-1159,4	9,23	400	2,5
5	3,3333	0,147	87,074	1000	400	401,5	7,07	-1526,8	9,57	400	2,5
6	3,3333	0,125	82,136	1000	400	401,5	7,64	-1870,8	10,14	400	2,5
7	3,3333	0,105	88,068	1000	400	401,5	6,96	-2303,5	9,46	400	2,5

Os valores dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores também são apresentados na Tabela 20. É possível verificar que para valores de K acima de 4 o valor de esforço de tensão no diodo D1 ultrapassa o limite de 1200 V. A Figura 28 mostra um gráfico de barras com os valores de esforço de tensão em D1 para cada valor K deste caso analisado.

Figura 28 - Esforços de tensão em D1 em função de K.



Fonte: Autor.

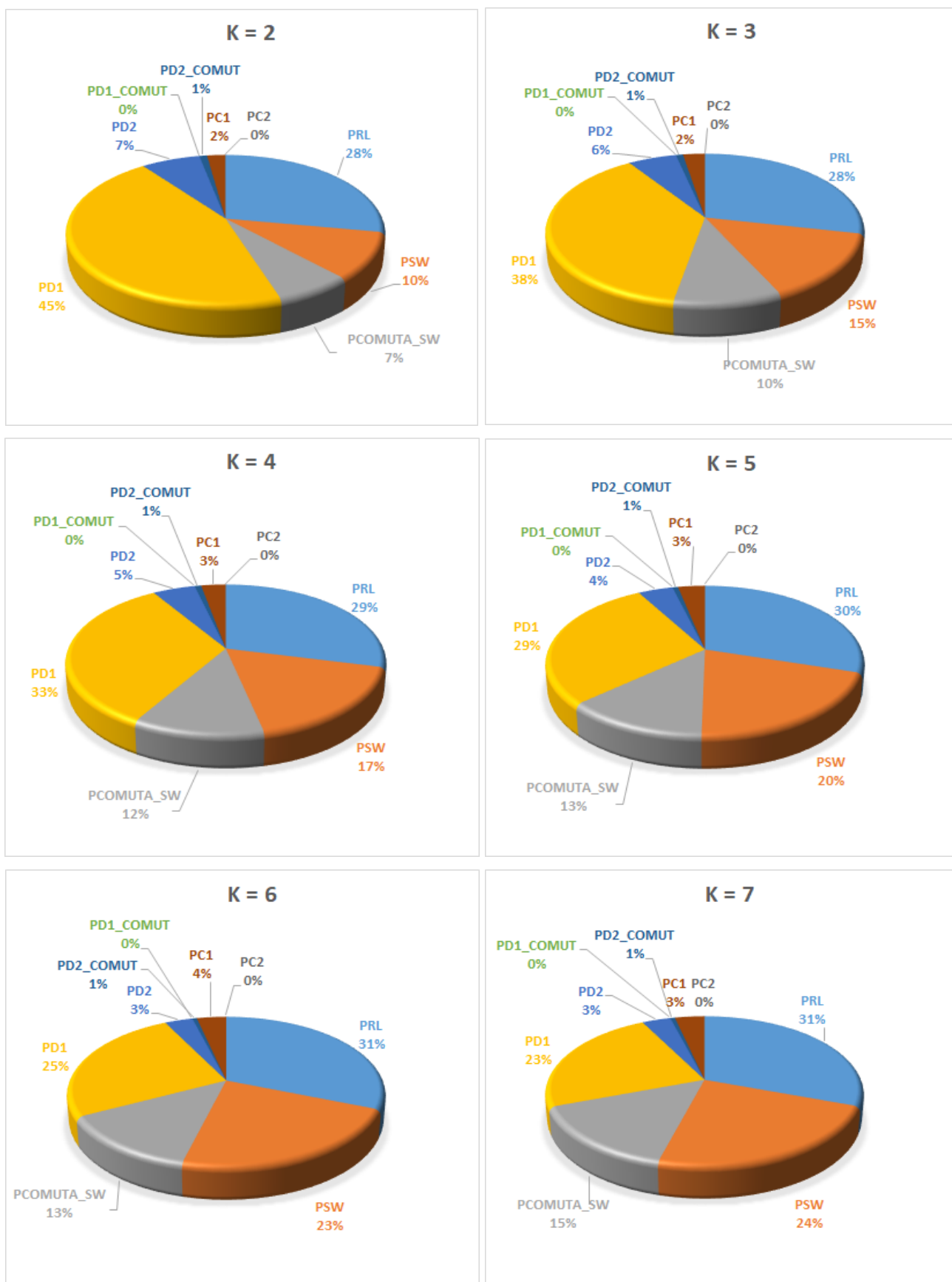
Na Tabela 21 são apresentados os valores das perdas de potência nos componentes. Na Figura 29 são apresentadas as porcentagens de cada perda em relação ao valor de perda de potência total para cada ponto operacional.

Tabela 21 - Perdas de potência nos componentes do conversor

K	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUT (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PD1_COMUT (W)	PD2_COMUT (W)	PC1 (W)	PC2 (W)
2	24,59	8,99	6,12	39,60	6,16	0	0,80	1,88	0,035
3	27,39	14,10	9,35	36,60	5,55	0	0,80	2,48	0,020
4	30,494	18,63	12,42	34,68	5,29	0	0,80	3,03	0,013
5	37,27	25,37	16,09	35,85	5,16	0	0,80	3,96	0,010
6	47,561	34,90	20,47	38,76	5,08	0	0,80	5,32	0,008
7	45,019	34,58	22,28	34,20	5,01	0	0,80	5,15	0,007

De acordo com as porcentagens de perdas da Figura 29, é possível observar que nesta faixa de potência de 1 kW, as maiores influências são referentes aos valores de perdas em condução de D1, perdas no cobre do indutor e perdas em condução da chave SW.

Figura 29- Valores de porcentagens das perdas nos componentes em relação ao valor total de perdas para cada K.



Fonte: Autor.

Para cada ponto estudado, conforme o valor de K aumenta, e a razão cíclica diminui, as parcelas de influência das perdas de chaveamento e condução de SW também aumentam. Isso se comprova através das equações (2.60), (2.61), (2.62) e (2.63), onde se observa que os valores tanto das perdas de comutação como de condução na chave são inversamente proporcionais ao valor da razão cíclica do conversor.

Observa-se que para o ponto de operação em $K=2$ a parcela da perda de condução em D1 corresponde à 45 % das perdas totais. Já em $K=4$ e $K=5$ o percentual de influência fica próximo ao das perdas no indutor, com cerca de 30 %.

As perdas tanto de comutação quanto de condução de D2 possuem baixa porcentagem de influência nas perdas para todos os pontos, assim como os valores das perdas de potência referente às resistências parasitas dos capacitores.

4.2.5.1 Simulação em PSIM de ponto operacional com potência de 1 kW e tensão de saída em 400 V do caso A.5

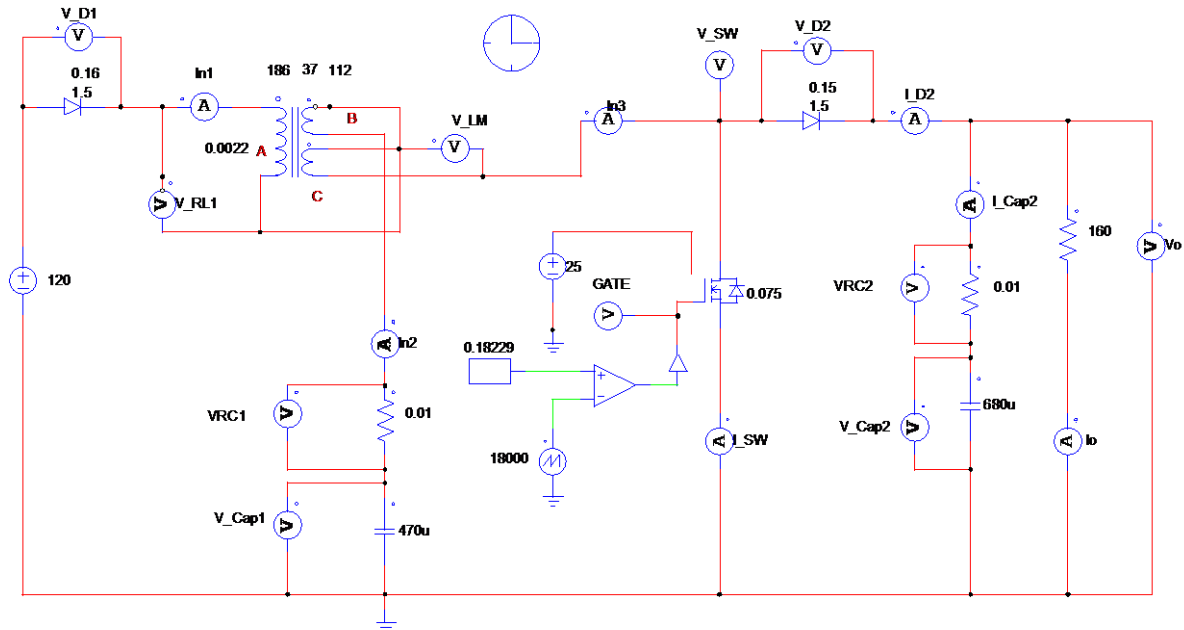
Para comparar os resultados dos cálculos efetuados foi selecionado um ponto operacional do caso anterior, com potência de 1 kW na saída do conversor e tensão de saída de 400 V, como mostrado na Tabela 22, com relação de espiras $K = 4$, que garante o rendimento do conversor acima de 90 % bem como garante os limites de esforços de tensão e corrente nos semicondutores abaixo do valor máximo permitido e pode posteriormente ser executado no conversor experimental.

Tabela 22 - Ponto operacional selecionado para simulação no PSIM.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout	Vout
4	3,3333	0,18229	90,284	1000	400

Na Figura 30 é possível observar o diagrama do circuito do conversor. Adotou-se uma frequência de chaveamento do MOSFET de 18 kHz. Foram consideradas as perdas abordadas na modelagem do capítulo 2 para cada componente.

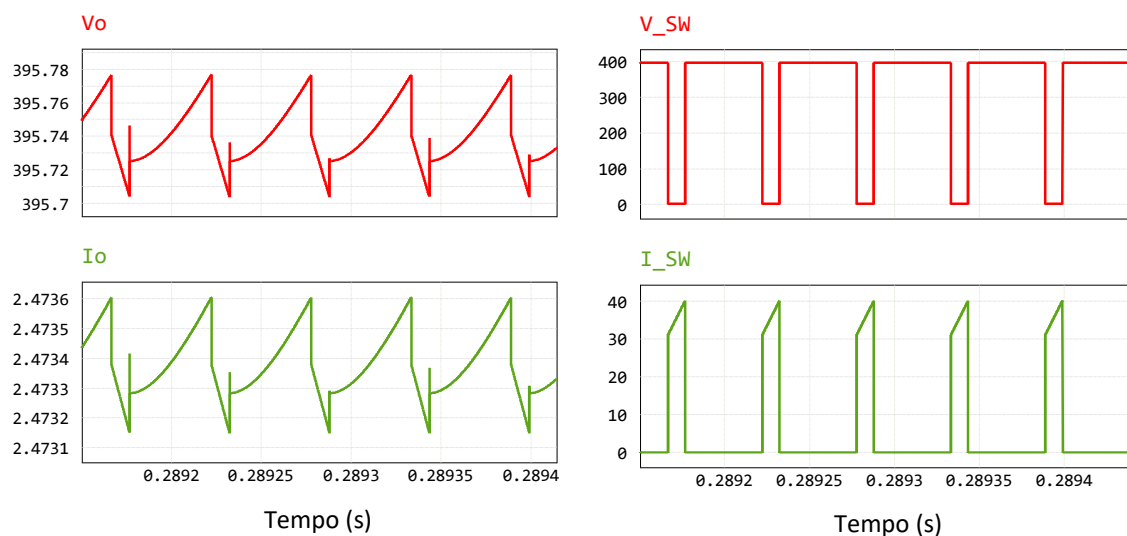
Figura 30 - Diagrama do circuito do conversor simulado no software PSIM.



Fonte: Autor.

Na Figura 31 são apresentadas as curvas de tensão e corrente do conversor para o ponto operacional estudado. O valor médio de tensão ficou em 395,74 V, resultando em um ganho de 3,297. O valor médio de corrente na saída é de aproximadamente 2,47 A, resultando em uma potência de saída de 977,5 W. Esses valores estão bem próximos dos valores obtidos pelo método de otimização.

Figura 31 - Tensão de saída e corrente de saída e tensão e corrente na chave do conversor.

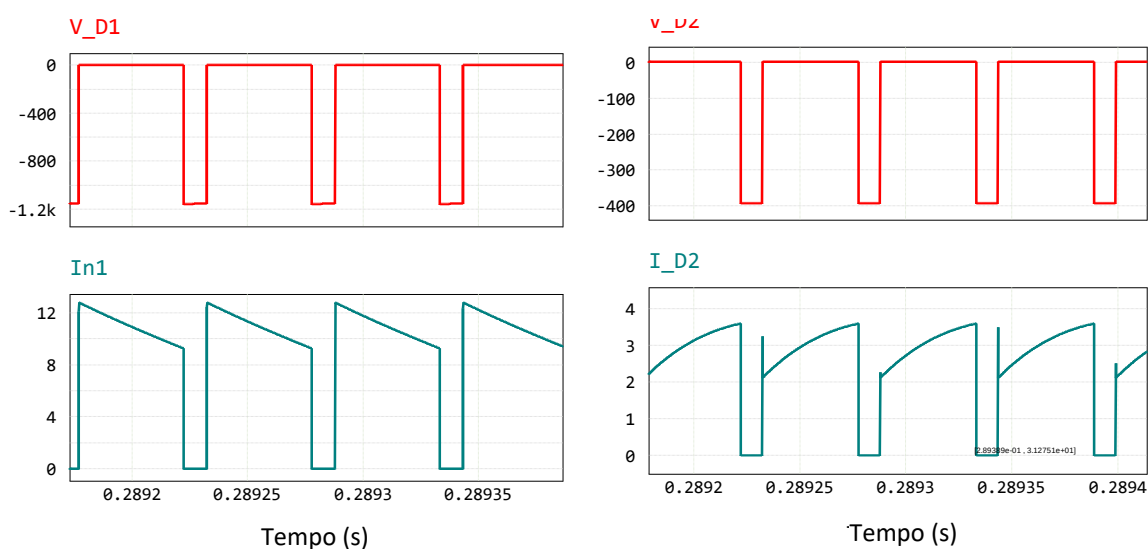


Fonte: Autor.

O valor máximo de tensão na chave ficou em 400 V e o valor médio de corrente na chave, resultou em 6,44 A, com valores de pico de 40 A, valores semelhantes aos valores obtidos no item anterior.

Na Figura 32 são apresentadas as curvas de esforço de tensão e corrente em D1. Nota-se que o esforço de tensão no diodo ultrapassa os 1000 V, mas fica abaixo do limite de 1200 V, chegando a 1158 V. Esse valor é crítico devido aos picos de tensão (*overshoots*) que podem ocorrer em circuitos com indutores nos instantes de chaveamento. O valor de corrente também fica abaixo do limite de 28 A.

Figura 32- Formas de onda da tensão e corrente no diodo D1 e no diodo D2.

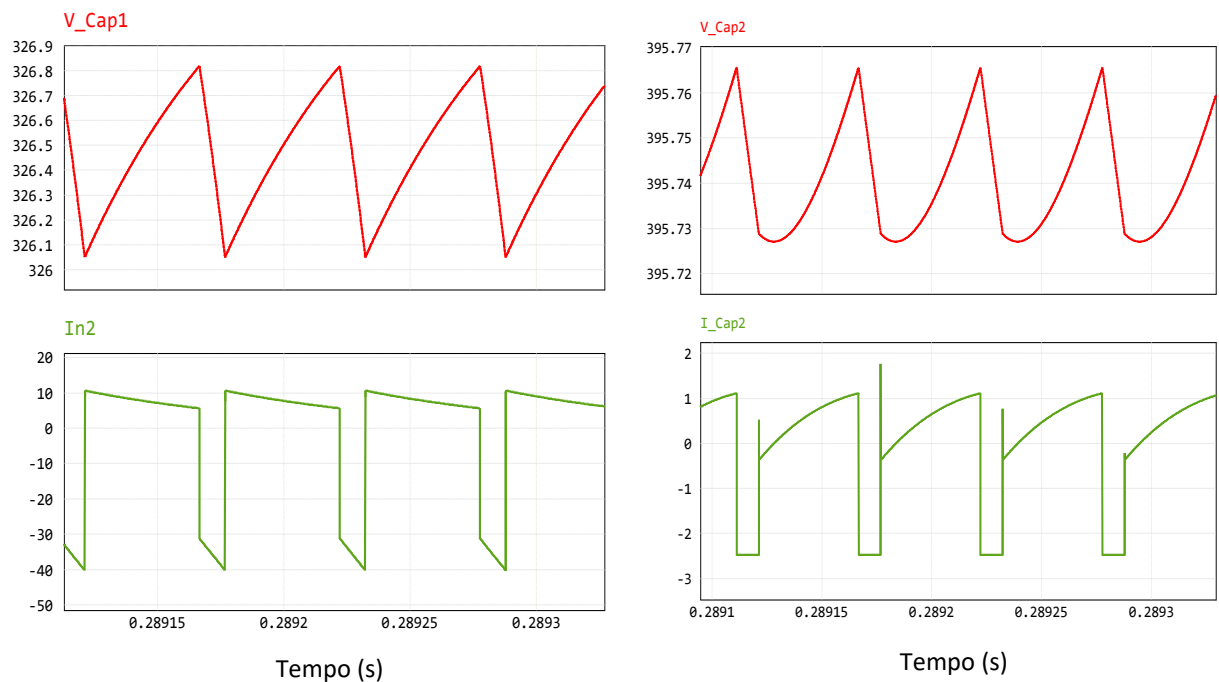


Fonte: Autor.

O valor da tensão de pico no diodo D2 ficou em 400 V e a corrente no diodo apresentou um valor máximo de 3,58 A.

Na Figura 33 se encontram as formas de onda de tensão e corrente nos capacitores C1 e C2.

Figura 33- Formas de onda das tensões e correntes nos capacitores C1 e C2.



Fonte: Autor.

Observa-se que o valor médio da tensão no capacitor C1 ficou em torno de 326,5 V e no capacitor C2 em torno de 395 V, podendo neste caso ser utilizado um capacitor de valor de tensão comercial de 450 V. Os picos de corrente em C1 ficaram entre 10 A e -40 A, e em C2 ficaram entre 1,5 A e -2,5 A.

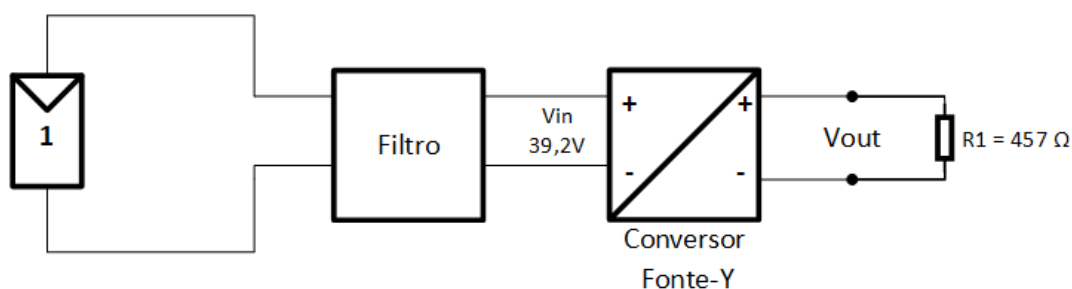
Os valores resultantes da simulação ficaram próximos dos valores obtidos na otimização.

4.3 Caso B

Um diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 34. Foi considerado um sistema com um módulo fotovoltaico comercial com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V.

Neste caso foi realizada a otimização buscando ganho máximo e análise dos pontos operacionais de tensão de saída em 400 V.

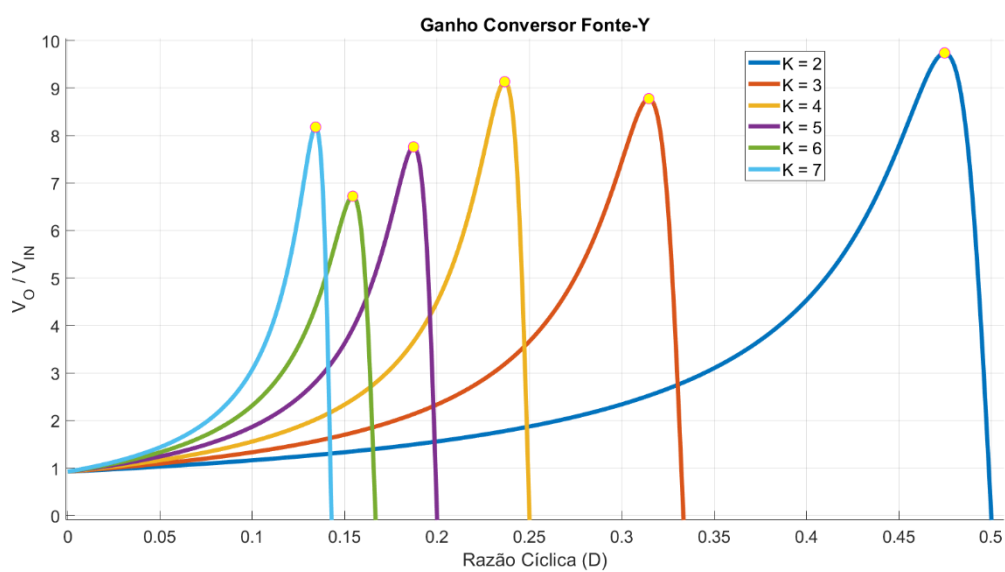
Figura 34 - Diagrama do caso B.



Fonte: Autor.

Na Figura 35 estão apresentadas as curvas de ganho com os pontos máximos de ganho marcados com círculos. Esses valores estão apresentados na Tabela 23, junto com os valores obtidos de razão cíclica, rendimento, potência possível de saída, e tensão de saída.

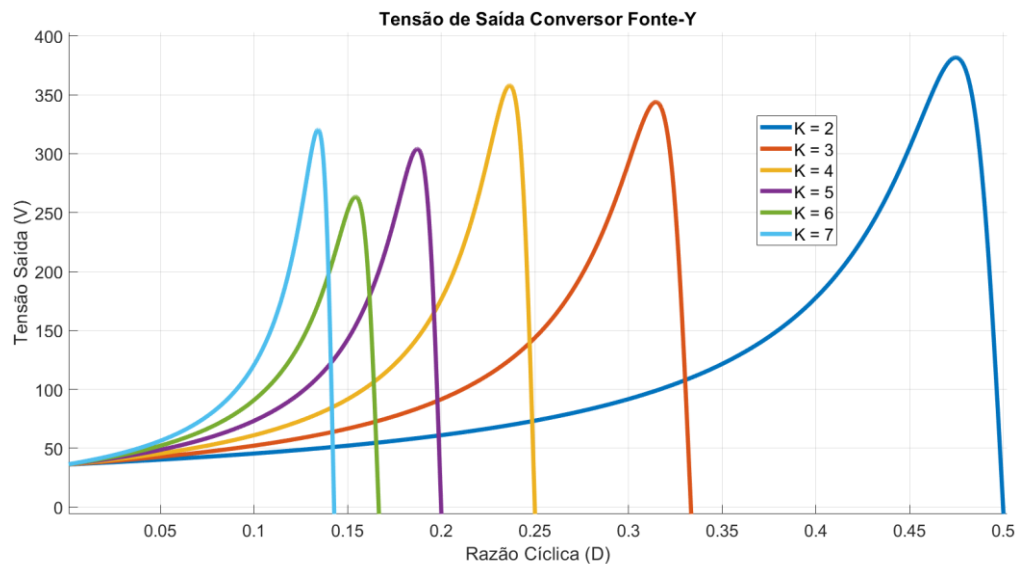
Figura 35 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para o caso B.



Fonte: Autor.

Na Figura 36 é possível verificar que nesta configuração o conversor não consegue atingir a tensão de 400 V na saída em qualquer configuração de combinação de razão cíclica e de fator K analisadas.

Figura 36 - Curvas de tensão para o caso B.



Fonte: Autor.

Nota-se que tanto o valor desejado de 400 V de tensão na saída como a potência de saída de 350 W não são possíveis de serem atingidos com esta configuração, apesar de ser uma configuração que proporciona altos valores de ganho superiores a 9.

Tabela 23 - Valores de razão cíclica, ganho, rendimento, potência e tensão de saída para os pontos operacionais do caso B.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout (W)	Vout (V)
2	9,7365	0,474	49,16	318,76	381,67
3	8,7738	0,314	49,21	258,84	343,93
4	9,1314	0,236	48,91	280,37	357,95
5	7,7586	0,187	49,31	202,41	304,14
6	6,7206	0,154	49,55	151,87	263,45
7	8,1756	0,134	49,05	224,75	320,48

Na Tabela 24 são apresentados os valores dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

Tabela 24 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso B.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	383,17	15,70	-354,26	16,54	381,67	0,835
3	345,43	12,66	-643,69	13,41	343,93	0,752
4	359,45	13,83	-1013,3	14,62	357,95	0,783
5	305,64	9,80	-1136,1	10,47	304,14	0,665
6	264,95	7,24	-1216,2	7,81	263,45	0,576
7	321,98	10,98	-1808,5	11,68	320,48	0,701

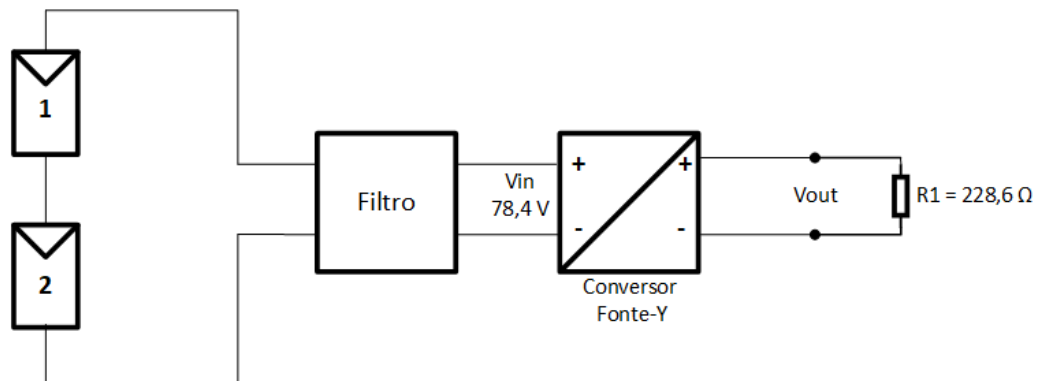
É possível notar que mesmo não atingindo a tensão desejada de 400 V na saída do conversor, para valores de K acima de 5 o limite de tensão máxima permitido no diodo D1 é ultrapassado. Isto se deve ao fato a razão cíclica ser baixa, com valores abaixo de 0,2 nesses pontos operacionais, e o valor de VD1 ser inversamente proporcional ao valor da razão cíclica conforme demonstrado pela equação (2.56).

Esta configuração para este nicho de potência apresenta um alto ganho para valores de K de 2 a 4, mantendo os limites de esforços nos semicondutores, podendo ser uma opção para estes pontos operacionais em integração de sistemas de energias renováveis que não possuam exigência em valor de tensão de 400 V na saída.

4.4 Caso C

Um diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 37. Foi considerada uma string com 2 módulos fotovoltaicos comerciais com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V cada, totalizando uma potência de 700 W e uma tensão de entrada para o conversor de 78,4 V.

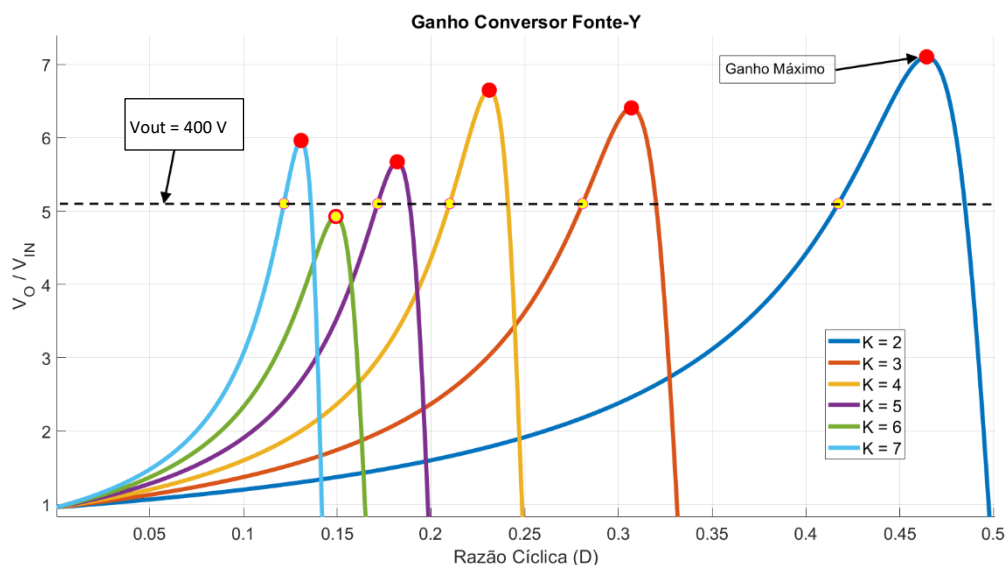
Figura 37 - Diagrama do caso C.



Fonte: Autor.

Na Figura 38 é possível observar as curvas de ganho para esta configuração do conversor e os pontos de ganho máximo sem restrições e os pontos onde a tensão de saída é de 400 V. Nota-se que apenas para $K=6$ não é possível atingir a tensão desejada na saída e da mesma maneira, não é possível atingir a potência de 700 W para esse ponto operacional. Nas curvas também são apresentados os pontos de ganho máximo que esta configuração permite. Na Tabela 25 se encontram os valores desses ganhos máximos e os respectivos valores de rendimento, potência de saída possível e tensão de saída.

Figura 38 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso C.



Fonte: Autor.

Tabela 25 - Valores máximos de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso C.

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)
2	7,10	0,464	50,67	1356,7	556,91
3	6,40	0,306	50,80	1103,6	502,27
4	6,64	0,231	50,37	1188,9	521,33
5	5,67	0,182	50,98	865,06	444,69
6	4,92	0,149	51,37	652,46	386,2
7	5,96	0,130	50,6	955,95	467,47

Nota-se que nesta configuração é possível atingir valor de ganho de até 7,1 e tensão de saída de 556 V para o valor de $K=2$. Neste caso, existe penalização do valor de rendimento. Obviamente não é possível implementar na prática um conversor que disponibilize valores de potência de saída maiores que o valor de potência de entrada. Neste caso os cálculos feitos tiveram como objetivo a constatação dos limites de ganho e rendimento, sem preocupação com a potência.

Na Tabela 26 estão apresentados os valores de ganho, rendimento, potência e tensão de saída do conversor para os pontos operacionais de tensão de saída em 400 V. É possível observar que apenas quando $K=6$ não é possível atingir o valor de 400 V na saída do conversor. Por outro lado, o valor de rendimento resulta acima de 80 % para K variando de 2 a 4.

Tabela 26 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso C.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout (W)	Vout (V)
2	5,10	0,417	84,44	699,91	400
3	5,10	0,280	80,33	699,91	400
4	5,10	0,209	81,65	699,91	400
5	5,10	0,171	72,47	699,91	400
6	4,92	0,149	51,37	652,46	386,2
7	5,10	0,121	75,97	699,91	400

Na Tabela 27 são apresentados os valores de esforços nos semicondutores. Nota-se que para os valores de K de 5 a 7 a tensão máxima permitida no diodo D1 é ultrapassada. Os outros valores se encontram abaixo do limite máximo permitido para os componentes.

Tabela 27 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso C.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	401,5	8,82	-382,49	10,57	400	1,749
3	401,5	9,36	-763,94	11,11	400	1,749
4	401,5	9,18	-1153,8	10,93	400	1,749
5	401,5	10,56	-1506,5	12,31	400	1,749
6	387,7	14,51	-1724,7	16,2	386,2	1,689
7	401,5	10,00	-2283,9	11,75	400	1,749

Para este caso, os pontos operacionais com relação de espiras K=2 e K=4 apresentam valores de rendimento semelhantes (84,44 % e 81,65 %), com a característica de que no ponto referente a K=4 o valor da razão cíclica *shoot-through* representa metade do valor para K=2. Para complementar esta análise apresentamos na Tabela 28 os valores das perdas em cada componente comparando estes dois pontos operacionais. Os valores de perdas em comutação para o diodo D1 é nulo e para o diodo D2 é abaixo de 1 W e não foram colocados na tabela, assim como o valor das perdas em C2.

Tabela 28 - Valores das perdas nos componentes para diferentes valores de K para caso C.

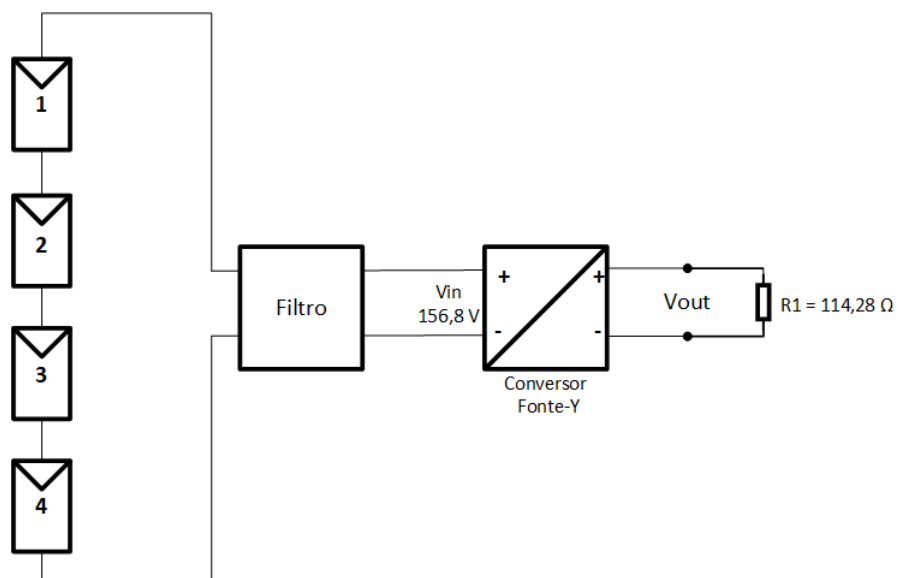
K	Ganho	Dst	Rend	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUT (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PC1 (W)
2	5,102	0,417	84,44	37,52	13,98	7,11	54,21	4,22	3,20
4	5,102	0,209	81,65	47,6	30,12	14,71	46,66	3,53	5,08

As perdas de potência referentes à condução e comutação na chave mais que dobram com o valor de $K=4$, devido ao fato de que no cálculo dessas perdas (equações de (2.60) a (2.63)) o valor resultante é inversamente proporcional ao valor da razão cíclica, que neste caso para $K=4$ é aproximadamente metade do valor da razão cíclica para $K=2$. As perdas de potência no diodo D1 diminuem com o aumento do valor de K , porém como visto na tabela XXVII o valor de esforço de tensão em D1 quase que triplica. Sendo assim a escolha do ponto operacional com $K=2$ seria mais adequada neste caso, considerando os esforços de tensão reversa em D1.

4.5 Caso D

O diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 39. Foi considerada uma string com 4 módulos fotovoltaicos comerciais com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V cada, totalizando uma potência de 1400 W e uma tensão de entrada para o conversor de 156,8 V.

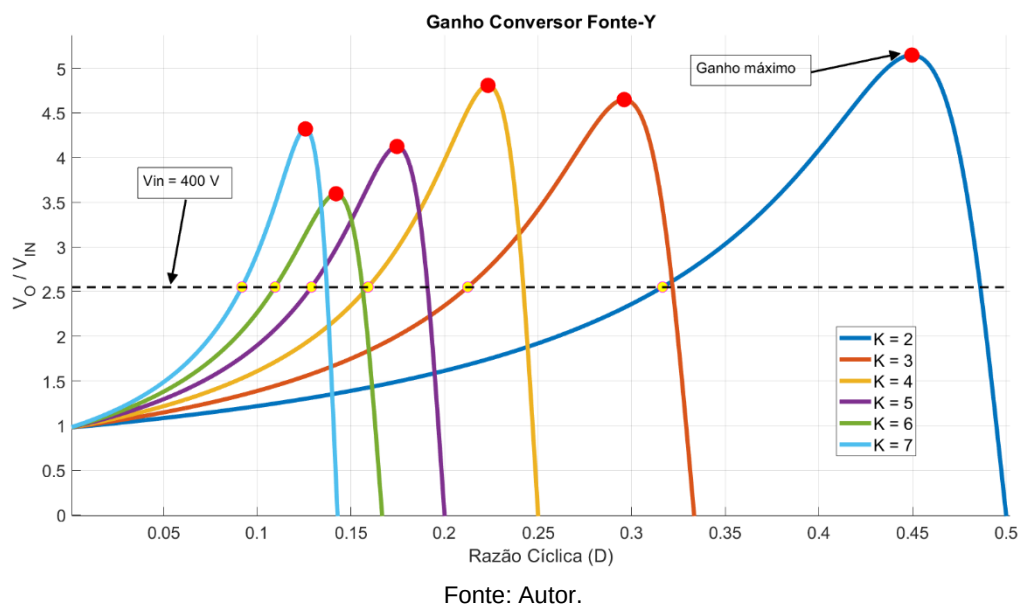
Figura 39 - Diagrama da configuração do caso D.



Fonte: Autor.

Na Figura 40 é possível observar as curvas de ganho para esta configuração do conversor, os pontos de ganho máximo e os pontos operacionais referentes à tensão de saída de 400 V. Nota-se que em todas as configurações de K a tensão desejada de 400 V na saída é possível de ser atingida e da mesma maneira a potência de 1400 W.

Figura 40 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso D.



Fonte: Autor.

Na Tabela 29 são apresentados os valores de ganho, rendimento, potência e tensão de saída do conversor. É possível notar que nesta configuração apenas K=6 apresenta um rendimento inferior a 90 %.

Tabela 29 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso D.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout (W)	Vout (V)
2	2,551	0,31648	93,635	1400,1	400
3	2,551	0,21242	92,538	1400,1	400
4	2,551	0,15918	92,674	1400,1	400
5	2,551	0,12893	90,648	1400,1	400
6	2,551	0,10949	87,517	1400,1	400
7	2,551	0,091788	91,196	1400,1	400

Os valores de esforços nos semicondutores são apresentados na Tabela 30. Neste caso também temos a tensão máxima no diodo D1 sendo ultrapassada para configurações com valores de K acima de 4. Os demais valores ficam dentro dos limites permitidos.

Tabela 30 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso D.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	401,5	6,03	-383,61	9,53	400	3,50
3	401,5	6,14	-768,42	9,64	400	3,50
4	401,5	6,13	-1156,1	9,63	400	3,50
5	401,5	6,35	-1524,3	9,85	400	3,50
6	401,5	6,70	-1869,9	10,20	400	3,50
7	401,5	6,29	-2297,1	9,79	400	3,50

Comparando dois pontos operacionais, com $K = 2$ e $K = 4$, é possível observar que os valores de rendimento de ambos são muito parecidos, sendo 93,63 e 92,67 respectivamente. Porém as razões cíclicas para estes dois pontos operacionais são bem diferentes, com valores de 0,31 e 0,15 respectivamente, assim como no caso anterior. Na Tabela 31 são apresentados os valores das perdas de potência para comparar o impacto delas no rendimento de cada ponto operacional.

Tabela 31 - Valores das perdas nos componentes para diferentes valores de K para caso D.

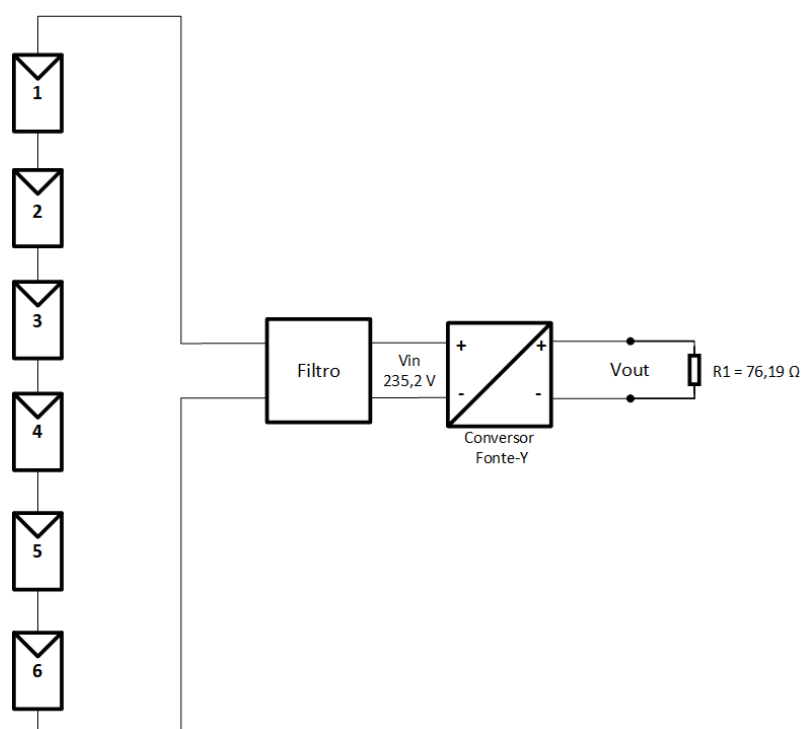
K	Ganho	Dst	Rend (%)	PRL (W)	PSW (W)	PSW_COMUTA (W)	PD1 (W)	PD2 (W)	PD2_COMUT (W)	PC1 (W)
2	2,55	0,316	93,63	24,50	8,63	6,41	40,91	9,03	0,806	1,68
4	2,55	0,159	92,67	30,29	17,73	12,96	36,53	7,91	0,806	2,81

As mesmas considerações para o caso anterior se aplicam neste caso. Nota-se que o valores das perdas tanto de comutação como de condução na chave praticamente dobram para $K = 4$, comparando com o valor de $K = 2$, devido ao valor de razão cíclica de $K=4$ que praticamente é metade do valor de razão cíclica para $K=2$.

4.6 Caso E

O diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 41. Foi considerada uma string com 6 módulos fotovoltaicos comerciais com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V cada, totalizando uma potência de 2100 W e uma tensão de entrada para o conversor de 235,2 V.

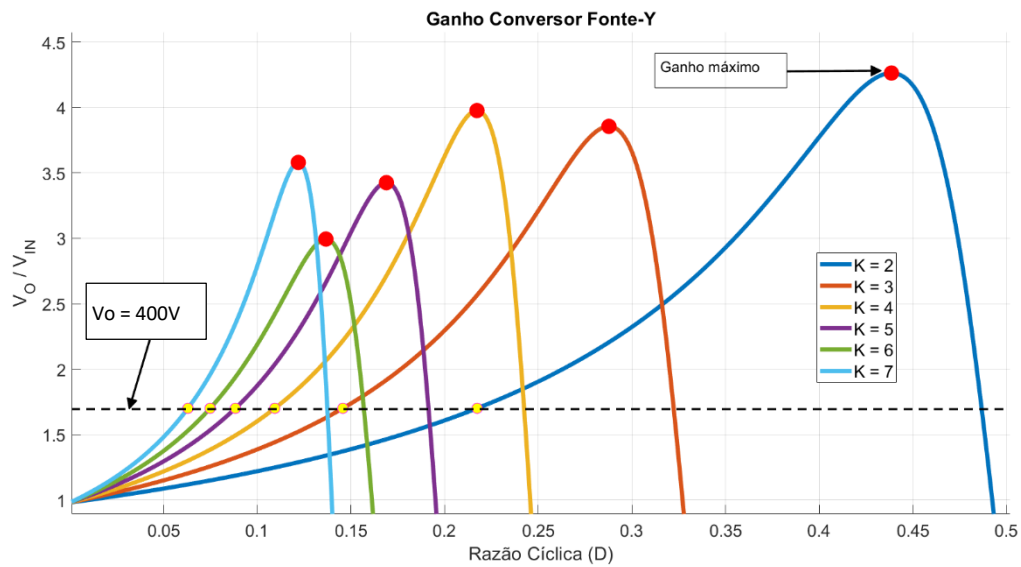
Figura 41 - Diagrama da configuração do caso E.



Fonte: Autor.

Na Figura 42 são apresentadas as curvas de ganho para este caso. É possível notar que o valor de ganho fica abaixo de 2. Porém, conforme mostrado na Tabela XXXIV, esta configuração permite alcançar outros valores de ganho máximo, para diferentes pontos operacionais, assim como altos valores de potência, chegando a 13,2 kW.

Figura 42 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso E.



Fonte: Autor.

A Tabela 32 apresenta os valores de ganho, rendimento, potência e tensão de saída do conversor para este caso. Nota-se que é possível atingir alto valor de rendimento com valores de razão cíclica baixos nesta configuração.

Tabela 32 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso E.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout (W)	Vout (V)
2	1,70	0,217	96,14	2100	400
3	1,70	0,145	95,75	2100	400
4	1,70	0,109	95,69	2100	400
5	1,70	0,088	94,99	2100	400
6	1,70	0,074	93,73	2100	400
7	1,70	0,062	95,10	2100	400

Na Tabela 33 são apresentados os valores de esforços nos semicondutores para este caso. Nota-se que para valores de K acima de 4 o valor limite máximo permitido de tensão em D1 é ultrapassado, assim como nos casos anteriores.

Tabela 33- Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso E.

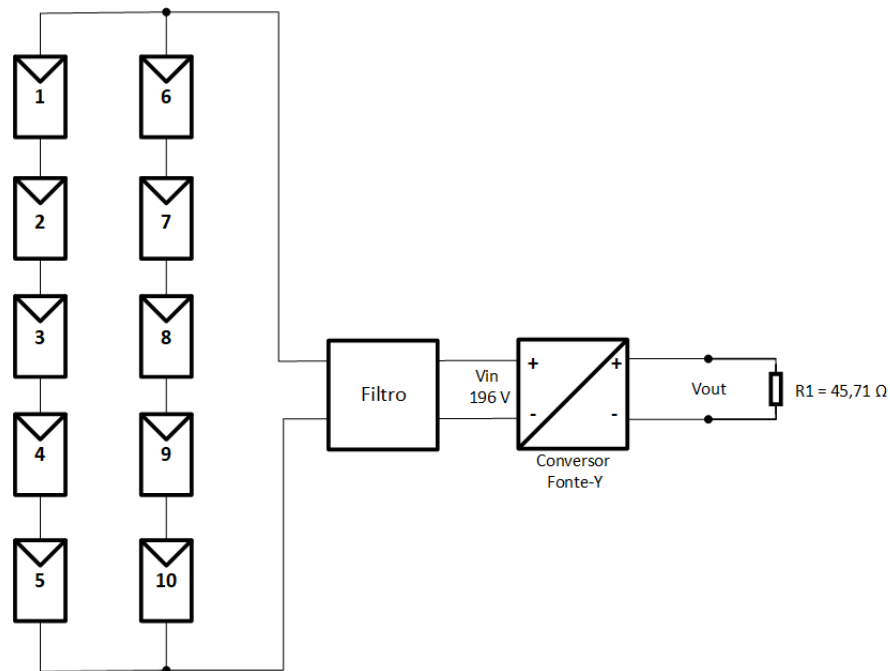
K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	401,5	4,03	-381,16	9,28	400	5,25
3	401,5	4,07	-766,55	9,32	400	5,25
4	401,5	4,08	-1149,6	9,33	400	5,25
5	401,5	4,14	-1522,7	9,39	400	5,25
6	401,5	4,27	-1873,3	9,52	400	5,25
7	401,5	4,13	-2287,3	9,38	400	5,25

Neste nicho de operação, para a utilização como integração para tensão CC de 400 V, a configuração apresenta baixo valor de ganho, porém com altos valores de rendimento, acima de 93 % para todos os pontos operacionais analisados. Nos cálculos computacionais é possível atingir valores maiores de ganho para potências e tensões maiores na saída, com respectiva redução do valor de rendimento do conversor.

4.7 Caso F

O diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 43. Foi considerado um arranjo com 10 módulos fotovoltaicos comerciais com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V cada, divididos em duas strings de 5 módulos em paralelo, totalizando uma potência de 3500 W e uma tensão de entrada para o conversor de 196 V.

Figura 43 - Diagrama da configuração do caso F.

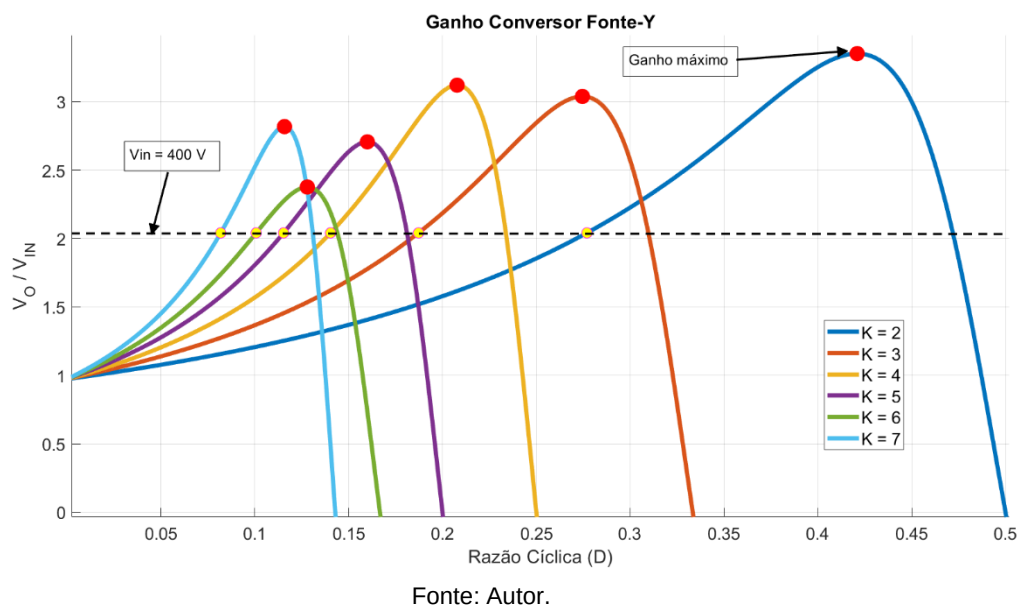


Fonte: Autor.

Na Figura 44 é possível observar as curvas de ganho e os pontos operacionais para tensão de 400 V e potência de 3500 W desejadas na saída do conversor. Na Tabela 34 são apresentados os resultados para esses pontos operacionais.

É possível verificar que nesta configuração é possível atingir ganhos maiores do que os da Tabela XXXVI, em outros pontos operacionais buscando ganho máximo, conforme pode ser visto na Tabela XXXVII.

Figura 44- Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso F.



Na Tabela 34 é possível verificar os valores de ganho, rendimento, potência e tensão de saída do conversor para este caso. O ganho ficou um pouco acima de 2 e os valores de rendimento dos pontos operacionais ficaram entre 80 % e 91 %.

Tabela 34 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso F.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout (W)	Vout (V)
2	2,04	0,276	91,04	3500,3	400
3	2,04	0,187	89,45	3500,3	400
4	2,04	0,140	89,51	3500,3	400
5	2,04	0,115	86,41	3500,3	400
6	2,04	0,100	80,74	3500,3	400
7	2,04	0,081	87,17	3500,3	400

A Tabela 35 apresenta os valores dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso analisado. Nota-se que para valores de K acima de 4 o valor limite máximo permitido de tensão em D1 é ultrapassado.

Tabela 35 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso F.

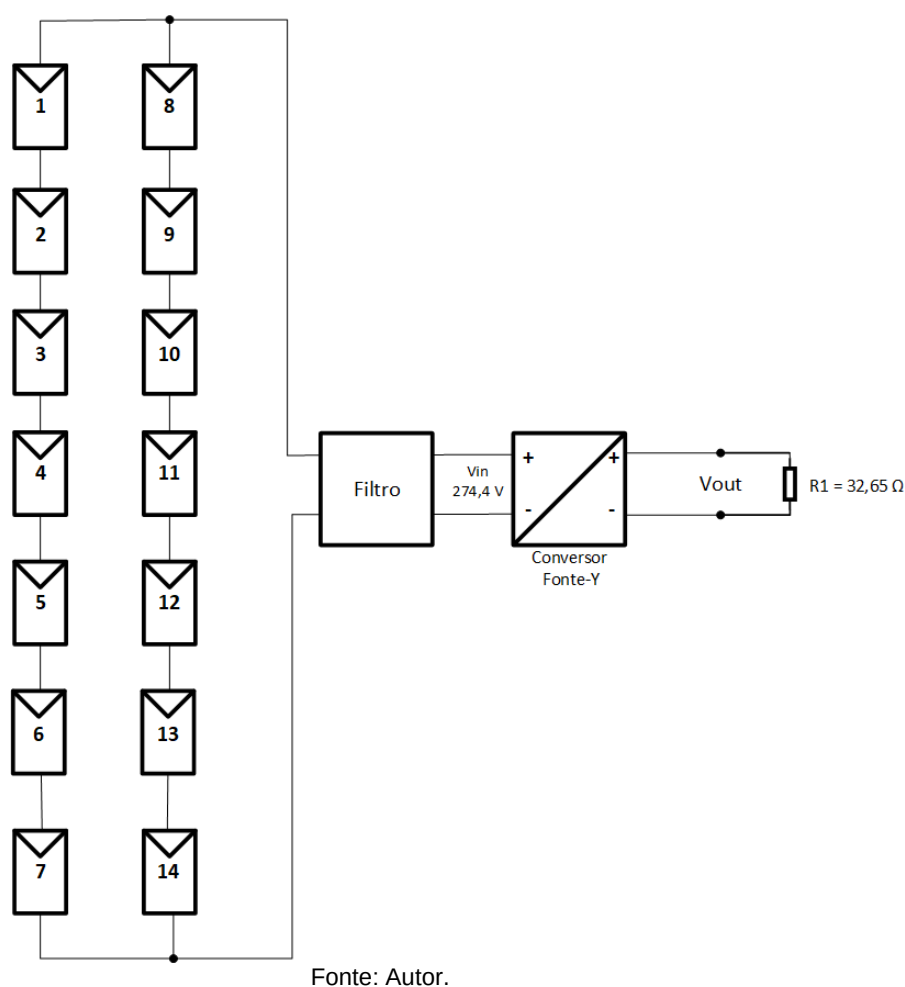
K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	401,5	10,86	-368,94	19,61	400	8,75
3	401,5	11,21	-738,8	19,96	400	8,75
4	401,5	11,2	-1111,3	19,95	400	8,75
5	401,5	11,91	-1446,9	20,67	400	8,75
6	401,5	13,36	-1725,6	22,11	400	8,75
7	401,5	11,73	-2187,7	20,48	400	8,75

Nesta configuração o conversor se mostra adequado para a aplicação trabalhando em pontos operacionais com valores de K entre 2 e 4 que garantem um rendimento próximo de 90 %, e sem ultrapassar os valores limites de esforços nos semicondutores. O ponto operacional com $K=2$ se mostra adequado neste caso, apresentando menor valor de esforço de tensão no diodo D1 bem como rendimento um pouco maior comparado a $K=3$ e $K=4$.

4.8 Caso G

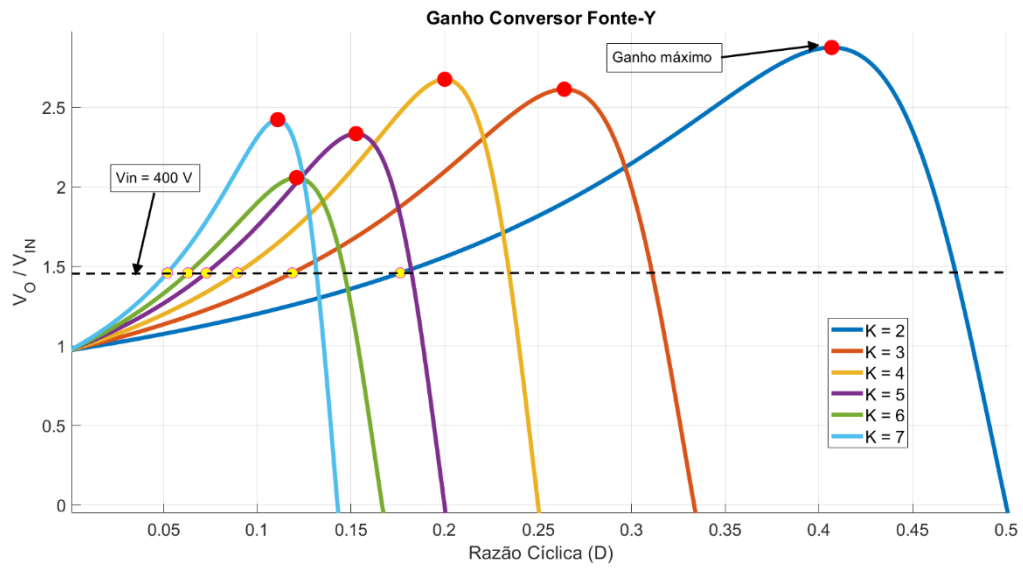
O diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 45. Foi considerada um arranjo com 14 módulos fotovoltaicos comerciais com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V cada, divididos em duas strings em paralelo, totalizando uma potência de 4900 W e uma tensão de entrada para o conversor de 274,4 V.

Figura 45 - Diagrama da configuração do caso G.



A Figura 46 apresenta as curvas de ganho e os pontos operacionais para cada valor K com tensão de saída de 400 V e potência de saída de 4900 W. Também são apresentados os pontos de ganho máximo que podem ser alcançados com esta configuração.

Figura 46 - Curvas de ganho e pontos de ganho máximo para caso G.



Na Tabela 36 são apresentados os valores de ganho, rendimento, potência e tensão de saída do conversor para este caso. O valor de ganho ficou abaixo de 2 e o rendimento acima de 90 % para todos os pontos.

Tabela 36 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso G.

K	Ganho	Dst	Rend (%)	Pout (W)	Vout (V)
2	1,45	0,176	94,34	4900,4	400
3	1,45	0,118	93,87	4900,5	400
4	1,45	0,089	93,67	4900,5	400
5	1,45	0,072	92,75	4900,4	400
6	1,45	0,062	90,72	4900,5	400
7	1,45	0,051	92,81	4900,5	400

A Tabela 37 apresenta os valores dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso analisado. Apenas a tensão do diodo D1 é ultrapassada quando os valores de K assumidos são maiores que 4.

Tabela 37 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso G.

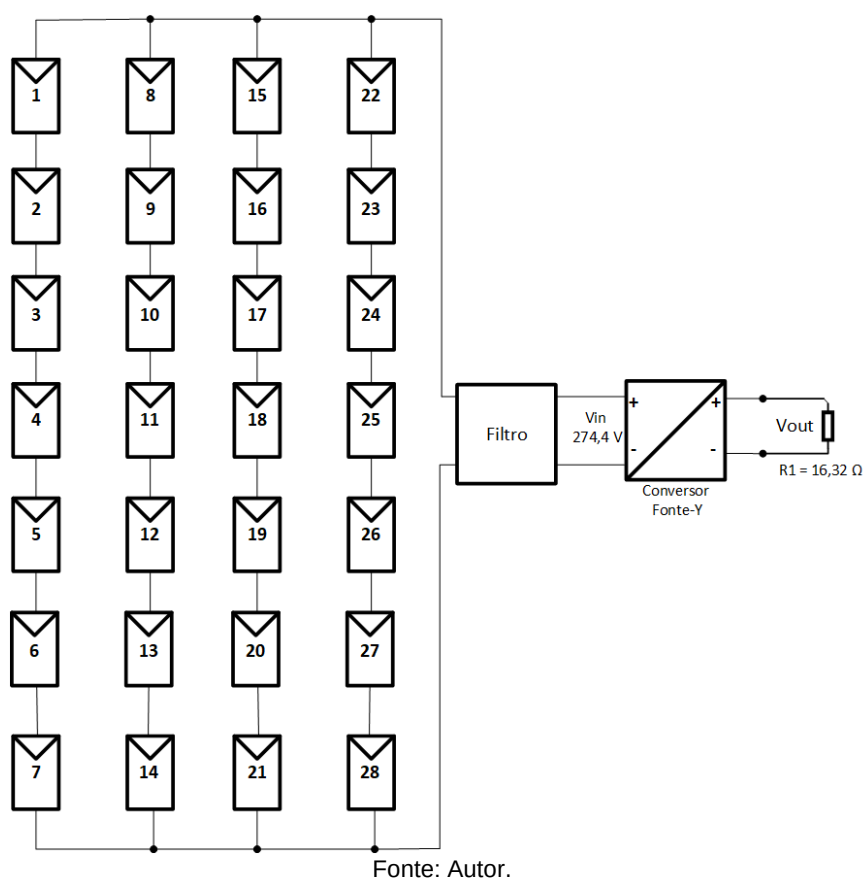
K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	401,5	6,67	-363,63	18,93	400	12,25
3	401,5	6,77	-736,1	19,02	400	12,25
4	401,5	6,81	-1097,2	19,06	400	12,25
5	401,5	7,00	-1448,1	19,25	400	12,25
6	401,5	7,43	-1747	19,68	400	12,25
7	401,5	6,99	-2168,7	19,24	400	12,25

Apesar do valor de ganho ficar abaixo de 2, esta configuração apresenta um alto rendimento, acima de 92 % para os pontos operacionais analisados. Neste caso também o ponto operacional com melhor rendimento e menor esforço de tensão em D1 é com K=2 e Dst = 0,176.

4.9 Caso H

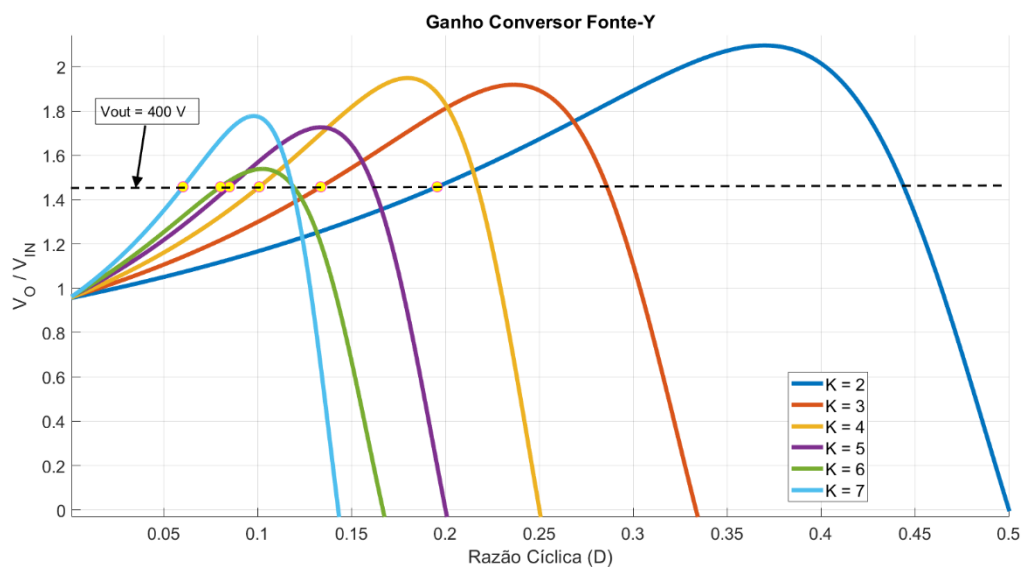
O diagrama do sistema analisado neste caso pode ser visto na Figura 47. Foi considerado um arranjo com 28 módulos fotovoltaicos comerciais com potência de 350 W e tensão de operação de 39,2 V cada, divididos em duas strings em paralelo, totalizando uma potência de 9800 W e uma tensão de entrada para o conversor de 274,4 V.

Figura 47 - Diagrama da configuração do caso H.



A Figura 48 apresenta as curvas de ganho e os pontos de operação buscados para cada valor de K.

Figura 48 - Curvas de ganho e pontos de operação do caso H.



Fonte: Autor.

Na Tabela 38 são apresentados os valores de ganho, rendimento, potência e tensão de saída do conversor para este caso. O valor de ganho ficou abaixo de 2 e o rendimento abaixo de 90 % para todos os pontos.

Tabela 38 - Valores de ganho, razão cíclica, rendimento, potência e tensão de saída para o caso H.

K	Ganho	Dst	Rend	Pout (W)	Vout (V)
2	1,457	0,195	88,77	9803,9	400
3	1,457	0,133	87,36	9803,9	400
4	1,457	0,100	86,99	9803,9	400
5	1,457	0,084	83,91	9803,9	400
6	1,457	0,080	75,67	9803,9	400
7	1,457	0,060	84,36	9803,9	400

A Tabela 39 apresenta os valores dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso analisado. Em todos os pontos operacionais as correntes em D1 e D2 tem seu limite máximo ultrapassado. A tensão no diodo D1 tem seu limite máximo ultrapassado para valores de K maiores que 4.

Tabela 39 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores para o caso H.

K	VSW (V)	ISW (A)	VD1 (V)	ID1 (A)	VD2 (V)	ID2 (A)
2	401,5	15,73	-333,69	40,24	400	24,51
3	401,5	16,38	-676,51	40,89	400	24,51
4	401,5	16,55	-1003,4	41,06	400	24,51
5	401,5	18,06	-1287,4	42,57	400	24,51
6	401,5	22,70	-1423	47,21	400	24,51
7	401,5	17,84	-1937,5	42,35	400	24,51

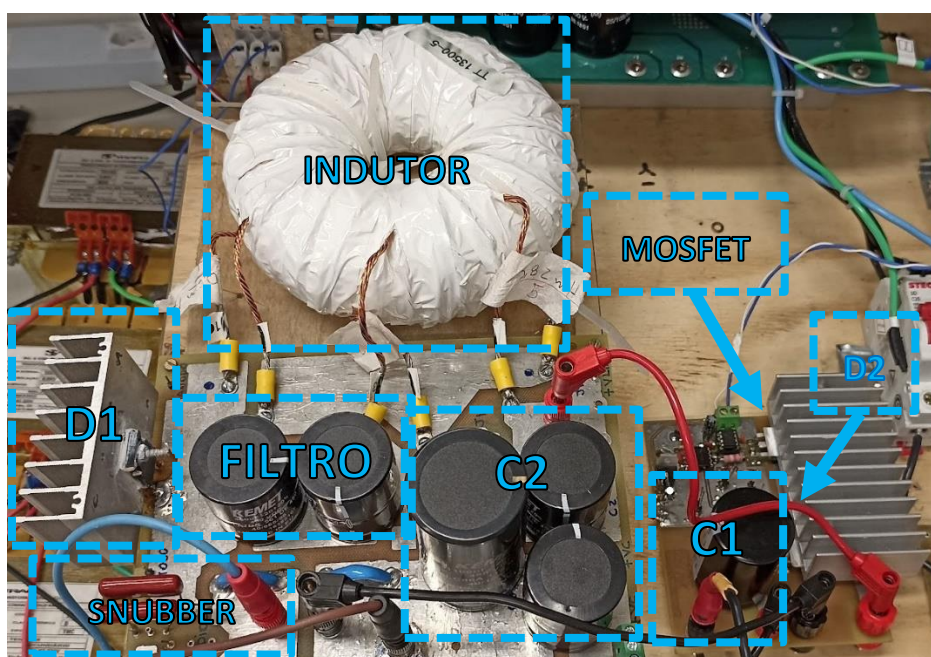
Esta configuração se mostra inadequada devido aos valores de esforços de corrente nos diodos ultrapassarem os limites. Também se mostra uma configuração com baixos valores de ganho para os pontos operacionais desejados, resultando também em valores de rendimento abaixo de 90 % para todos os pontos.

4.10 Resultados experimentais

Para comprovar a proposta do estudo de otimização foram coletados resultados práticos de um protótipo do conversor CC-CC fonte-Y. Foram analisados dois pontos operacionais com diferentes fatores de acoplamento K , baseando-se no caso A.5, em que foram realizados os cálculos considerando 3 módulos fotovoltaicos em série com comparação dos esforços nos semicondutores e de perdas nos componentes para pontos operacionais com mesma potência de 1 kW e tensão de saída em 400 V. A primeira análise foi feita para $K=3$ e a segunda análise para $K=4$, devido à configuração disponível de indutor no laboratório. Posteriormente foram coletados dados de diferentes valores de potência, variando-se o valor da carga resistiva e mantendo-se a tensão de saída fixa para plotar uma curva de rendimento do conversor.

Na Figura 49 é apresentada uma foto do protótipo, identificando os componentes no circuito.

Figura 49 - Foto do protótipo experimental do conversor.



Fonte: Autor.

O filtro capacitivo foi implementado com dois capacitores de 560 μF em paralelo. O valor capacitor C2 é proveniente da associação em paralelo de dois capacitores de 560 μF e um capacitor de 1100 μF .

Na Tabela 40 são apresentados os valores dos componentes do protótipo. Além dos componentes apresentados o protótipo conta ainda com um circuito de *snubber* [65] para o diodo D1.

Tabela 40 - Configuração do protótipo do conversor CC-CC tipo fonte-Y.

C_{FILTRO} (μ F)	C1 (μ F)	C2 (μ F)	f_s (kHz)	D1	D2	MOSFET
1120	470	2220	18	GC2X5MPS12	RURP8100	STW47NM60

4.10.1 Resultado experimental para K=3

A primeira análise realizada utilizou a configuração apresentada no caso A.5, em que foi aplicada a otimização de ganho com restrição de valor de esforços de tensão e corrente nos semicondutores e tensão na saída em 400 V. Foi analisado o ponto operacional com K=3, tensão de entrada de 120 V e resistência de carga de 160 Ω . A Tabela 41 apresenta os dados da configuração do ponto operacional.

Tabela 41 - Configuração do setup experimental para caso A.5 com k=4.

K	Relação de espiras N1: N2: N3	V_{in} (A)	R_{carga} (Ω)	f_s (kHz)	Razão Cíclica
3	37: 112: 186	120 V	160	18	0,243

Foram realizadas medições de tensão e corrente de entrada, tensão e corrente de saída, tensão e corrente no diodo D1 e tensão e corrente na chave. Nas figuras 50 e 51 é possível observar as formas de onda registradas pelo osciloscópio. A Tabela 42 apresenta os resultados e os valores obtidos com a aplicação do método de otimização para comparação.

Tabela 42 - Valores obtidos dos resultados do protótipo comparados com os obtidos pelo algoritmo de otimização.

	Calculado MATLAB	Medido Experimental	Erro Relativo (%)
Ganho	3,3333	2,94	11,65
Rendimento (%)	89,92	88,27	1,83
P_{out} (W)	1000	882,75	11,73
V_{out} (V)	400	359,8	10,05
V_{sw} (V)	401,5	360	10,34
I_{sw} (A)	6,77	7,107	-3,65
VD1 (V)	-769,76	-620	19,46
ID1 (A)	9,27	8,02	13,48

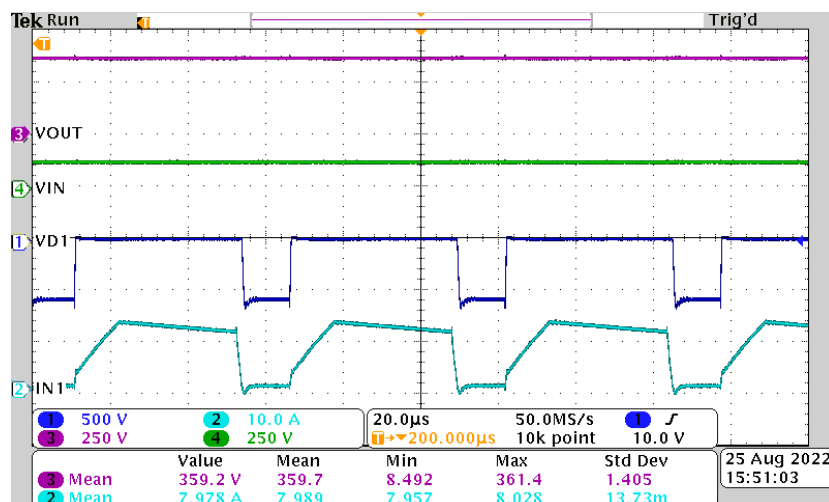
É possível observar que o valor de ganho se apresenta um pouco menor que o obtido pela aplicação do método de otimização, assim como a tensão de saída. Esse resultado é afetado pela influência de comportamentos não contabilizados no modelo, como por exemplo as indutâncias de dispersão do indutor.

O rendimento também apresentou valor um pouco menor, por conta da influência das perdas no *snubber* do diodo D1, que foi implementado para atenuar os picos (*overshoots*) e proteger o diodo contra queima por excesso de tensão, e que não foi contabilizado no modelo estudado.

Os esforços de tensão na chave apresentaram valores próximos aos obtidos pelo modelo.

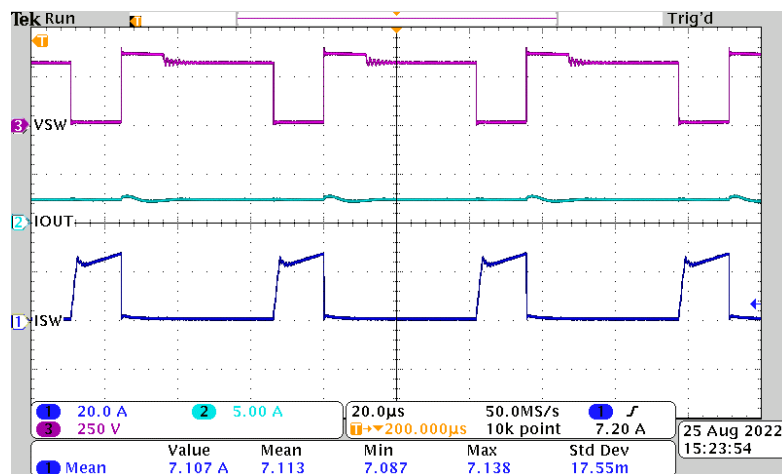
O valor de esforço de tensão no diodo D1 foi menor, provavelmente pela influência do *snubber*. A corrente em D1 também apresentou valor ligeiramente menor.

Figura 50 – Formas de onda da tensão de entrada, tensão de saída, tensão no diodo D1 e corrente de entrada (mesma de D1) do protótipo do conversor.



Fonte: Autor.

Figura 51 - Formas de onda de tensão e corrente na chave e corrente de saída do protótipo do conversor.



Fonte: Autor.

4.10.2 Resultado experimental para $K=4$

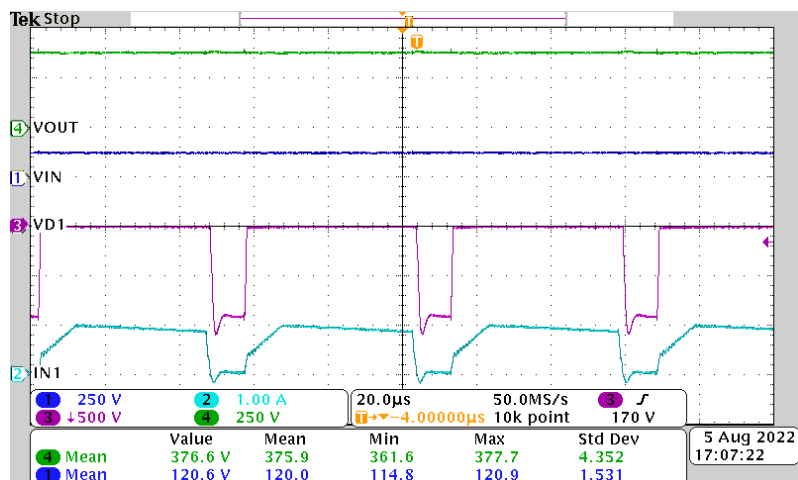
A segunda análise também utilizou a configuração apresentada no caso A.5. Foi analisado o ponto operacional com $K=4$. A Tabela 43 apresenta os dados da configuração do ponto operacional.

Tabela 43 - Configuração do setup experimental para caso A.5 com $k=4$.

K	Relação de espiras N1: N2: N3	Vin (A)	Rcarga (Ω)	fs (kHz)	Razão Cíclica
4	186:37:112	120 V	160	18	0,182

Foram realizadas as mesmas medições feitas na análise anterior. Nas figuras 52 e 53 é possível observar as formas de onda registradas pelo osciloscópio.

Figura 52 – Formas de onda de tensão de entrada, tensão de saída, tensão no diodo D1 e corrente de entrada.



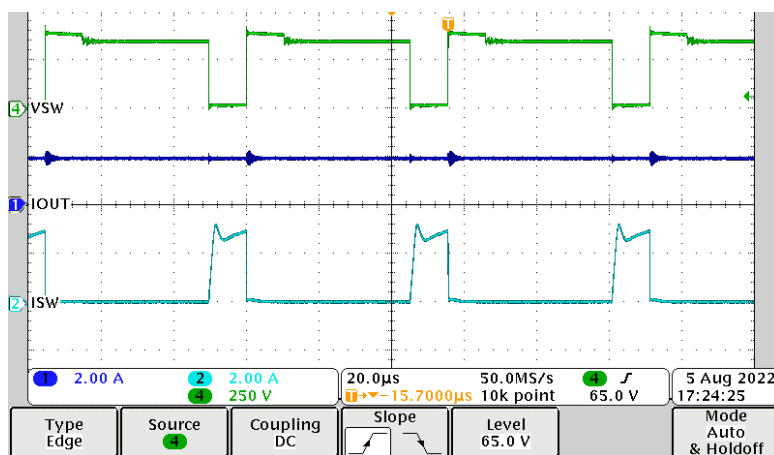
Fonte: Autor.

O valor de tensão de saída do conversor atingiu 375,9 V para uma tensão de entrada de 120 V, resultando em um ganho de tensão de 3,1325.

Para evitar um *overshoot* de tensão muito alto no diodo D1 foi utilizado circuito de *snubber* para proteger o diodo de uma queima por picos de tensão acima do valor máximo permitido. Esse circuito causa amortecimento nos picos, mas também insere perdas não contabilizadas no modelo estudado. O valor de tensão máxima no diodo neste ponto operacional foi de 1.100 V. A forma de onda da tensão em D1 é semelhante à da obtida na simulação do PSIM, conforme já apresentado na Figura 31.

Os valores de tensão e corrente na chave SW foram medidos também e se encontram na Figura 53.

Figura 53 – Formas de onda de tensão e corrente na chave SW e corrente de saída do conversor.



Fonte: Autor.

O valor de tensão na chave atinge 390 V. A corrente de saída ficou em 2,16 A, A corrente na chave SW atinge um pico de 16 A.

Na Tabela 44 se encontram os valores calculados, simulados e medidos de um mesmo ponto operacional.

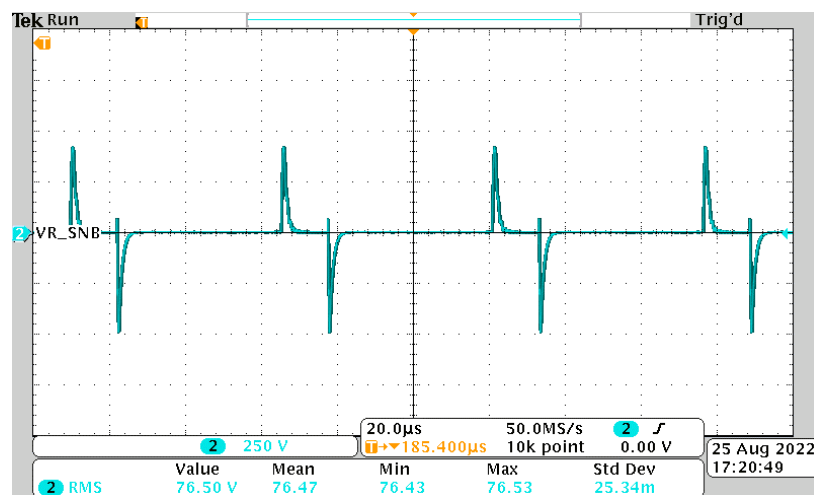
Tabela 44 - Comparação dos valores para ponto de operação,

	Calculado MATLAB	Simulado PSIM	Medido Experimental	Erro Relativo (%)
Ganho	3,3333	3,297	3,132	6,02
Rendimento (%)	90,284	83,06	74,48*	17,50
Pout (W)	1000	977,5	825	17,50
Vout (V)	400	395,74	375,9	6,03
Vsw (V)	401,5	400	390	2,86
Isw (A)	6,7301	6,25	5,856	12,99
VD1 (V)	-1159,4	-1105	-1100	5,12
ID1 (A)	9,5704	8,743	9,87	-3,13

O valor de rendimento obtido na medição experimental é afetado diretamente pelas perdas no *snubber*, que grampeia a tensão no diodo D1 para evitar picos, as quais não foram contabilizadas no modelo. Esse resultado também se deve ao fato de que a construção do circuito não foi realizada levando em consideração técnicas de otimização de circuitos impressos.

Na Figura 54 é possível observar a forma de onda da tensão no *snubber*.

Figura 54 - Forma de onda da tensão no *snubber* do diodo D1.



O valor eficaz da tensão no *snubber* alcançou 76,5 V. Como o valor da resistência do *snubber* é de 260 Ω , isso resulta em uma potência dissipada de 22,5 W.

O valor da tensão de saída é afetado pelas indutâncias de dispersão que não foram contabilizadas no modelo.

Nota-se que os valores de tensão e corrente na chave, bem como o valor de esforço de tensão em D1 e corrente em D1 mostraram resultados aderentes aos calculados e simulados.

O valor de ganho ficou 6 % abaixo do obtido pelo método, mostrando que o modelo de otimização do ponto operacional se apresenta como uma solução para a busca de ganho ótimo sem ultrapassar os valores de esforços máximos permitidos nos semicondutores para este ponto operacional estudado, se mostrando uma configuração pertinente a seu utilizada como integração de sistemas de energia renovável.

4.10.3 Curva de Rendimento

Para uma análise do comportamento do rendimento para diferentes potências no conversor, foram realizadas medições potência de entrada e saída em diferentes pontos e plotada uma curva de rendimento. Para isso foram variados os valores de resistência de carga de 160 Ω a 360 Ω com passo de 20 Ω , mantendo-se a tensão de saída em 360 V. Os valores foram colocados no gráfico em função do valor de potência de carga em p.u. A equação (4.1) foi utilizada para calcular os valores do eixo x.

$$P_{carga} = \frac{P_{nominal}}{P_{entrada}} \quad (4.1)$$

Em que:

$$P_{nominal} = \frac{360^2}{R} \quad (4.2)$$

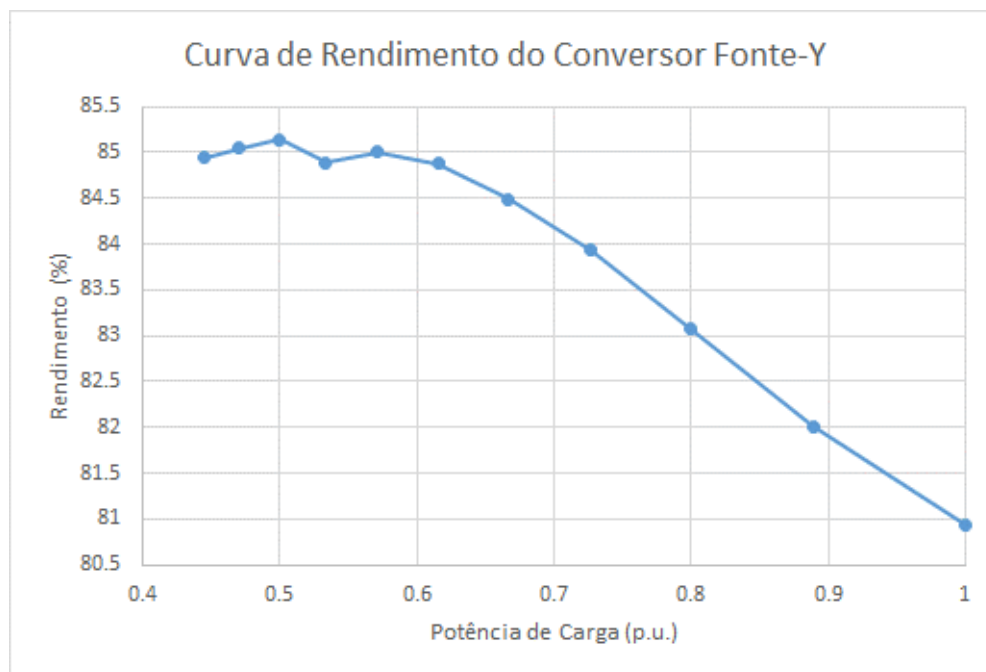
Sendo R a resistência utilizada para a medição da potência no ponto, e o valor 360 sendo a o valor da tensão em todos os pontos do ensaio. A Tabela 45 apresenta os valores obtidos.

Tabela 45 - Valores de potência de entrada, de saída e rendimento obtido para cada valor de resistência de carga e tensão de saída de 360 V.

Rout (Ω)	Pentrada (W)	Pout (W)	Pnominal (W)	Pcarga (p.u.)	Rendimento (%)
160	939	760	810,00	1,000	80,94
180	845	693	720,00	0,889	82,01
200	756	628	648,00	0,800	83,07
220	666	559	589,09	0,727	83,93
240	606	512	540,00	0,667	84,49
260	562	477	498,46	0,615	84,88
280	520	442	462,86	0,571	85,00
300	483	410	432,00	0,533	84,89
320	451	384	405,00	0,500	85,14
340	428	364	381,18	0,471	85,05
360	405	344	360,00	0,444	84,94

A Figura 55 apresenta a curva do rendimento do conversor CC-CC fonte-Y, obtida considerando as condições operacionais descrita anteriormente com tensão de entrada em 360 V. Nota-se que para cargas de maior potência obtem-se uma diminuição do rendimento do conversor, chegando a 81 % o valor de carga máxima e resultando acima de 85 % para potência de carga em 0,5 p.u.

Figura 55 - Curva de rendimento do conversor fonte-Y para tensão de saída de 360 V.



Fonte: Autor.

4.11 Considerações Finais

Foram feitas análises do conversor CC-CC tipo fonte-Y para integração de sistema fotovoltaico em CC.

Inicialmente foram realizados os cálculos utilizando o modelo do conversor CC-CC fonte-Y para considerando não idealidades para diferentes pontos operacionais, maximizando ganho e buscando a garantia de rendimento mínimo e limites de esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

Foram realizadas comparações de diferentes configurações para diferentes nichos de potência com o objetivo de buscar diferentes pontos de operação para alcançar o mesmo valor de tensão de saída de 400 V.

Um dos pontos operacionais foi simulado no software PSIM e os resultados apresentaram valores próximos aos calculados. Foi selecionado um ponto de operação com valor de tensão de entrada de 120 V e potência do conversor de 1000 W para teste no

protótipo e os resultados apresentaram valores próximos aos calculados e simulados, porém com diferenças devido ao fato de o modelo não considerar as perdas por indutâncias de dispersão e perdas no *snubber* do diodo D1. Neste nicho de potência e ponto operacional com $K=4$ o conversor se mostrou adequado para a aplicação sugerida, apresentando ganho de 3,13 e rendimento no protótipo experimental de 74,48 %, sem ultrapassar os valores de esforços nos semicondutores, porém resultando em um valor de tensão em D1 de 1100 V, muito próximo do limite de 1200 V recomendado pelo fabricante.

O conversor se mostra adequado para outros nichos de potência estudados, como por exemplo no caso D, com potência de saída de 1400 W e nos pontos operacionais com valores de relação de espiras K de 2 a 4, apresentando ganho acima de 2,5 e rendimento acima de 90 %. Acima desse valor de K os pontos de operação levam a esforços de tensão no diodo D1 que ultrapassam o valor máximo recomendado pelo fabricante.

Na faixa de potência do caso C, com o conversor operando na potência de 700 W e tensão de saída de 400 V, os resultados mostraram valor alto de ganho, chegando a 5,10, e rendimento acima de 80 % nos pontos operacionais com K de 2 a 5. Vale observar que neste caso também para valores de K acima de 4 o valor de tensão máximo em D1 é ultrapassado, devido ao baixo valor de razão cíclica desses pontos operacionais.

No nicho de potência de 350 W, apresentado no caso B, o conversor não atingiu a tensão desejada de 400 V mas pode ser uma opção de integração CC-CC para aplicações que exigem alto ganho com valores de tensão de saída mais baixos.

As análises do caso A mostram que o conversor tem flexibilidade para trabalhar em diferentes pontos operacionais com diferentes fatores K e diferentes valores de razão cíclica. O algoritmo de otimização com restrições aplicado ao modelo considerando não idealidades dos componentes se mostrou adequado para os cálculos reais das grandezas desejadas, para o cálculo dos esforços nos componentes e dos valores das perdas.

Nos casos G (potência de 4900 W) e H (potência de 9800 W) e tensões de entrada na faixa de 274 V, verifica-se que para os pontos operacionais objetivando a tensão de 400 V o valor de ganho fica abaixo de 2, e no caso H em todos os pontos operacionais analisados o valor de esforço de corrente em D1 ultrapassa o limite máximo recomendado pelo fabricante.

Conclui-se que um fator limitante da operação do conversor é o esforço de tensão no diodo D1, que pode ser diminuído utilizando-se razões cíclicas mais altas e/ou fatores K menores. Com relação às perdas, verifica-se que a influência das perdas de chaveamento e condução na chave são maiores quando se tem maiores valores de K ou menores valores de razão cíclica, chegando a contribuir com 40 % das perdas para $K=7$, na análise da faixa de potência em 1 kW.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentadas as discussões sobre os resultados obtidos e algumas propostas para trabalhos futuros.

5.1 Discussão e Conclusões

O conversor CC-CC do tipo fonte-Y se mostrou viável para integração de fontes renováveis de energia, sendo uma opção com flexibilidade para atingir pontos operacionais por meio de diferentes configurações, que a depender da escolha otimizada do par razão cíclica e fator de enrolamento K podem diminuir o impacto das perdas no rendimento e possibilitar a obtenção de ganhos razoáveis com pequenos valores de razão cíclica.

Assim, este trabalho apresentou contribuições no estudo de conversores CC-CC baseados em redes de impedância do tipo fonte-Y tratando da otimização de seu projeto por meio do método de pontos interiores com barreira logarítmica, visando a otimização de função objetivo buscando maximizar ganho e rendimento garantindo restrições de esforços máximos nos semicondutores, subsidiada pelo desenvolvimento de modelos contabilizando não idealidades, inéditas e ainda não exploradas na literatura.

Os resultados dos projetos foram obtidos através da aplicação de algoritmo consolidado de otimização no software MATLAB, estudando a adequação de aplicação em diferentes nichos de potência. De tal modo, diversos pontos operacionais foram analisados, com diferentes combinações de relação de espiras, diferentes valores de tensão de entrada e de resistência de carga. Além disso, as explorações de otimizações também consideraram análises de pontos operacionais fazendo analogia com diferentes arranjos de módulos fotovoltaicos, considerando tensão de saída fixa para integração em microrrede CC ou como sendo o estágio de entrada de um inversor convencional para integração em uma rede CA.

As soluções de grandes sinais CC obtidas por meio do modelo matemático em conjunto com os métodos de determinação de perdas em cada componente permitiram a estimação das perdas de potência nos componentes, bem como a porcentagem da influência de cada uma no cômputo da perda de potência total do conversor, e, por conseguinte, no seu

rendimento. Neste aspecto, verificou-se que as perdas de potência relacionadas à condução do diodo D1, as perdas resistivas no indutor e as perdas referentes à comutação e condução da chave são as mais relevantes.

Adicionalmente, a operação do protótipo em ambiente de laboratório demonstrou a importância da utilização de um circuito de amortecimento (*snubber*) para atenuar os picos de tensão nos intervalos das comutações causados pela característica da tecnologia do dispositivo e influência das indutâncias de dispersão.

As simulações realizadas no software PSIM, e os resultados obtidos no protótipo de bancada, corroboraram com a validação do modelo matemático contabilizando não idealidades em componentes. Foi possível constatar que as indutâncias de dispersão e o *snubber* do diodo D1, que não foram consideradas no modelo, afetam o rendimento e o ganho, causando pequenas divergências entre as grandezas estimadas, simuladas e os dados coletados de forma experimental no protótipo. Todavia, estas divergências não afetam os direcionamentos e conclusões globais alcançadas, e ainda, tais aspectos podem ser incorporados em aprimoramento dos modelos para análises futuras.

Nos conversores convencionais quanto menor o valor da razão cíclica, menores são as perdas em condução na chave. No caso do conversor fonte-Y estudado verificou-se que a diminuição da razão cíclica afeta as perdas em condução e causa o aumento dos valores de esforços de tensão na chave, devido ao modelo matemático demonstrar que o valor de esforço é inversamente proporcional ao valor da razão cíclica.

Os resultados demonstraram a importância das equações de projeto do conversor, baseadas nos modelos matemáticos, considerarem as não idealidades dos componentes de forma que as especificações permitam a obtenção dos pontos operacionais desejados e atendimento a índices de mérito como o rendimento, o que naturalmente pode não ocorrer com o emprego de modelo ideal, em especial para ganhos mais elevados.

Por fim, apesar da constatação clara da característica de flexibilidade do conversor CC-CC fonte-Y, permitindo a obtenção de ganhos considerando diversas combinações de razão cíclica e fator de enrolamento K, em virtude das limitações operacionais relacionadas com o esforço de tensão resultante no diodo D1, e o impacto das perdas nos componentes, a convergência das condições ótimas acaba sendo direcionada para combinações de valores de

razões cíclicas mais elevadas acompanhadas de fatores de enrolamento K menores nos casos avaliados.

5.2 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros sugere-se:

- A realização de estudos considerando outros algoritmos de otimização aplicados ao modelo do conversor considerando modelo não ideal do conversor.
- A contabilização das perdas relacionadas com as indutâncias de dispersão no indutor no modelo do conversor, bem como as perdas referentes ao circuito de *snubber*.
- A extensão da análise para a aplicação em conversão CC-CA (inversor), analisando diferentes estratégias de modulação em diferentes pontos de operação.
- A consolidação de um aplicativo no Matlab para descrever diagnósticos e indicadores para concepção dos projetos que forneça pontos de operação com diferentes funções custo e aplicando estratégias de otimização multiobjectivo.

REFERÊNCIAS

- [1] EPE [Empresa de Pesquisa Energética], “Relatório Síntese 2022 – ano base 2021,” 2021. [Online]. Available: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2022>. [Acesso em 28 06 2022].
- [2] V. F. Barbosa, *Projeto e Desenvolvimento de um retificador híbrido monofásico bidirecional com compensação série no barramento CC para aplicações em microrredes CC*, Uberlândia: Universidade Federal de Uberlândia – UFU, 2020..
- [3] R. Lasseter, *MicroGrids*, vol. 1, New York, NY: IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2002, pp. 305-308.
- [4] R. Santana, *Inversor de fonte de impedância para aplicações em fontes de energia renovável*, Lisboa: Instituto Superior Técnico de Lisboa, 2013.
- [5] F. Z. Peng, “Z-source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, nº 2, pp. 504-510, 2003.
- [6] Y. P. SIWAKOTI e et al, “Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, nº 2, pp. 699-715, Feb 2015.
- [7] Y. Yu, F. C. Lee e J. E. Triner, “Power Converter Design Optimization,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, pp. 344-355, May 1979..
- [8] S. Balachandran e F. C. Lee, “Algorithms for Power Converter Design Optimization,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vols. %1 de %2AES-17, nº 3, pp. 422-432, May 1981.
- [9] C. J. Wu, F. C. Lee, S. Balachandran e H. L. Goin, “Design Optimization for a Half-Bridge DC-DC Converter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vols. %1 de %2AES-18, nº 4, pp. 497-508, July 1982.
- [10] R. B. Ridley, C. Zhou e C. Y. Lee, “Application of nonlinear design optimization for power converter components,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, nº 1, pp. 29-40, Jan 1990.
- [11] J. Hsieh e C. Liu, “An integrated knowledge- and algorithm-based method for power converter design,” em *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992.

- [12] S. Zhao, F. Blaabjerg e H. Wang, "An Overview of Artificial Intelligence Applications for Power Electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, nº 4, pp. 4633-4658, April 2021.
- [13] L. C. Pivetta, *Sistema de Projetos Otimizados de Conversores Estáticos (POCE) usando algoritmos genéticos*, Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria, 2017.
- [14] J. E. Macêdo, *Dimensionamento ótimo de sistemas de distribuição de água via particle swarm optimization*, Caruaru, PE: Universidade Federal de Pernambuco – UFPE, 2018.
- [15] H. C. Sartori, *Projeto de Conversores Estáticos Fazendo Uso de Uma Metodologia de Minimização de Volume/Perdas/Custo*, Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, 2004.
- [16] L. V. BARBOZA, "Método Não-Linear de Pontos Interiores Aplicado à Minimização de Perdas em Sistemas de Potência," *TEMA Tend. Mat. Apl. Comp.*, vol. 2, pp. 189-200, 2006.
- [17] S. J. Wright, "Primal-Dual Interior-Point methods," *SIAM publications*, 1996.
- [18] D. R. CANTANE e A. R. OLIVEIRA, *Métodos de Pontos Interiores Aplicados ao Problema de Regressão pela Norma L_p* , São Carlos, SP: Universidade de São Paulo – USP, 2004.
- [19] J. A. Momoh, M. E. Hawary e R. Adapa, "A review of selected optimal power flow literature to 1993 - Newton linear programming and Interior Point methods," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, nº 1, pp. 105-111, 1999.
- [20] M. Ibrahim, P. Lefranc, D. Frey, L. Gonnet, J. P. Ferrieux e S. Am, "Design optimization of single-phase PFC rectifier using Pareto-Front analysis and including electro-thermal modelling," em *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015.
- [21] S. Busquets-Monge e et al, "Design of a boost power factor correction converter using optimization techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, nº 6, pp. 1388-1396, Nov 2004.
- [22] S. Busquets-Monge e et al, "Power converter design optimization," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, nº 1, pp. 32-38, Fev 2004.
- [23] D. Tran, S. Chakraborty, Y. Lan, J. Van Mierlo e O. Hegazy, "Optimized Multiport DC/DC Converter for Vehicle Drivetrains: Topology and Design Optimization," *Appl. Sci*, vol. 8, p. 1351, 2018.

- [24] H. Mejbri, K. Ammous, S. Abid e H. Morel, "Multi-Objective Optimization of Power Converter Sizing Based on Genetic Algorithms: Application to Photovoltaic Systems," *COMPEL: Int J for Computation and Maths*, 2012.
- [25] C. Versèle, O. Deblecker e J. Lobry, "A Response Surface Methodology Approach to Study the Influence of Specifications or Model Parameters on the Multiobjective Optimal Design of Isolated DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 7, pp. 3383-3395, July 2012.
- [26] W. Martinez, C. Cortes, A. Bilal e J. Kyyra, "Finite Element Methods for Multi-objective optimization of a High Step-up Interleaved Boost Converter," em *International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, 2018.
- [27] H. Helali e et al, "Power converter's optimisation and design. Discrete cost function with genetic based algorithms," em *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005.
- [28] C. Larouci, M. Boukhnifer e A. Chaibet, "Design of Power Converters by Optimization Under Multiphysic Constraints: Application to a Two-Time-Scale AC/DC–DC Converter," *EEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nº 11, pp. 3746-3753, 2010.
- [29] M. D'Antonio, C. Shi, B. Wu e A. Khaligh, "esign and Optimization of a Solar Power Conversion System for Space Applications," em *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2018.
- [30] I. Laird, X. Yuan, J. Scoltock e A. J. Forsyth, "A Design Optimization Tool for Maximizing the Power Density of 3-Phase DC–AC Converters Using Silicon Carbide (SiC) Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, nº 4, pp. 2913-2932, April 2018.
- [31] S. Zhao, F. Blaabjerg e H. Wang, "An Overview of Artificial Intelligence Applications for Power Electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, nº 4, pp. 4633-4658, April 2021.
- [32] E. Bridi, *Metodologia de Otimização de Conversores Estáticos com Paralelismo de Células Boost Aplicado à Célula a Combustível*, Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, 2019.
- [33] L. Schmitz, *Conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor Boost com células de ganho*, Florianópolis, SC: Universidade Federal de Santa Catarina. Centro Tecnológico, 2015.

- [34] B. Luckett e J. He, "Multi-Objective Design Optimization of Electric Aircraft Propulsion Power Converters," em *2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, 2022.
- [35] Y. P. SIWAKOTI e et al, "Y-Source Impedance Network," em *Proc. APEC 2014*, Fort Worth. TX, 2014.
- [36] Y. P. SIWAKOTI e et al, "Y-source boost dc/dc converter for distributed generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, nº 2, pp. 1059–1069, 2015.
- [37] B. Huang, A. Shahin, J. P. Martin, S. Pierfederici e B. Davat, "High voltage ratio non-isolated dc-dc converter for fuel cell power source applications," em *IEEE PESC*, 2008.
- [38] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. Kjaer e F. Blaabjerg, "A new power converter for fuel cells with high system efficiency," *Int. J. Electron*, vol. 90, nº 11/12, p. 727–750, Nov 2003.
- [39] F. Z. Peng, H. Li, G. J. Su e J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional dc/dc converter for fuel cell and battery application," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 19, nº 1, p. 54–65, Jan 2004.
- [40] J. Wang, F. Z. Peng, J. Anderson, A. Joseph e R. Buffenbarger, "Low cost fuel cell converter system for residential power generation," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 19, nº 5, p. 1315–1322, Sep 2004.
- [41] Y. J. Alcazar, D. S. Oliveria, F. L. Tofoli e R. P. Torrico-Bascope, "DC-DC nonisolated boost converter based on the three-state switching cell and voltage multiplier cells," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 60, nº 10, p. 4438–4449, Oct 2013.
- [42] M. H. Todorovic, L. Palma e P. N. Enjeti, "Design of a wide input range dc-dc converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 55, nº 3, p. 1247–1255, Mar 2011.
- [43] M. Nymand e M. A. Andersen, "High efficiency isolated boost dc-dc converter for high power low voltage fuel cell applications," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 57, nº 2, p. 505–514, Feb 2010.
- [44] X. Liu, H. Li e Z. Wang, "A fuel cell power conditioning system with low-frequency ripple-free input current using a control-oriented power pulsation decoupling strategy," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 29, nº 1, p. 159–169, Jan 2014.
- [45] A. K. Rathore e U. R. Prasanna, "Analysis. design. and experimental results of novel snubberless bidirectional naturally clamped ZCS/ZVS current-fed half-

bridge dc/dc converter for fuel cell vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 60, nº 10, p. 4482–4491, Oct 2013.

- [46] J. A. Momoh, M. E. Hawary e R. Adapa, “A review of selected optimal power flow literature to 1993 - Newton linear programming and Interior Point methods,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, nº 1, pp. 105-111, 1999.
- [47] V. H. Quintana, G. L. Torres e J. Medina-Palomo, “Interior Point methods and their applications to power systems: A classification of publications and software codes,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 1, pp. 170-176, 2000.
- [48] T. D. Homem, *Procedimento híbrido envolvendo os métodos primaldual de pontos interiores e branch and bound em problemas multiobjetivo de aproveitamento de resíduos de cana-de-açúcar*, Bauru, SP: Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, 2010.
- [49] G. B. DANTZIG, “Programming of inter-dependent activities II,” *Mathematical Model*, nº 17, pp. 200-211, 1949.
- [50] N. KARMAKAR, A new polynomial time algorithm for linear programming, 4 ed., Combinatoria, 1984, pp. 373-395.
- [51] I. DIKIN, “Iterative solution of problems of linear and quadratic programming (in Russian),” *Doklady Akademii Nauk USSR*, pp. 747-748, 1967.
- [52] E. R. BARNES, “A Variation on Karmarkar's Algorithm for Solving Linear Programming Problems,” *Mathematical Programming*, vol. 36, pp. 174-182, 1986.
- [53] R. J. VANDERBEI, M. S. MEKETON e B. A. FREEDMAN, A modification of Karmarkar's linear programming algorithms, *Algorithmica*, 1986, pp. 395-407.
- [54] I. ADLER, N. KARMAKAR, M. RESENDE e G. VEIGA, “An implementation of Karmarkar's algorithm for linear programming,” *Mathematical Programming*, pp. 297-335, 1989.
- [55] N. MEGIDDO e M. SHUB, “Boundary behavior of interior point algorithms in linear programming,” *Mathematics of Operations Research*, vol. 14, pp. 97-146, 1989.
- [56] N. MEGIDDO, On the complexity of linear programming. In: *Advances in Economical Theory*, Cambridge: Ed. Bewely. Cambridge University Press, 1987, pp. 225-268.
- [57] J. RENEGAR, “A polynomial-time algorithm based on Newton's method for linear programming,” *Mathematics Programming*, vol. 40, pp. 59-93, 1988.

- [58] P. M. VAIDYA, "An algorithm for linear programming which requires $O(((m+n)n^2+(m+n)1.5n)L)$ arithmetic operations," *Mathematical Programming*, vol. 47, pp. 175-2001, 1990.
- [59] Y. YE, "An $O(n^3L)$ potencial reduction algorithm for linear programming," *Contemporary Mathematics*, vol. 114, pp. 91-107, 1986.
- [60] C. ONZAGA, "An algorithm for solving linear programming problems in $O(n^3L)$ operations. In: Megiddo. N. Progress in mathematical programming: interior-point and related methods," pp. 1-28, 1989.
- [61] R. D. MONTEIRO e I. ADLER, "Interior path-following primal-dual algorithms. Part I: Linear Programming. Part II: Convex Quadratic Programming," *Mathematical Programming*, vol. 44, p. 2766, 1989.
- [62] C. GONZAGA, "Polynomial affine algorithms for linear programming," *Mathematical Programming*, vol. 49, pp. 7-21, 1990.
- [63] R. D. MONTEIRO, I. ADLER e M. C. RESENDE, "A polynomia-time primal-dual affine scaling algorithm for linear and convex quadratic programming and its power series extension," *Mathematics of Operations Research*, vol. 15, pp. 191-214, 1990.
- [64] M. KOJIMA, S. MIZUNO e A. YOSHISE, A primal dual - interior point method for linear programming. It Progress in Mathematical Programming: Interior-Point and Related Methods, Ed. N. Megiddo. Springer-Verlag, 1989, pp. 29-48.
- [65] R. Ridley, "Flyback converter snubber design," *Switching Power Magazine*, 2005.