

RHAFANEL DE SOUZA MORETTI

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR
CC-CC - BASEADO NO INVERSOR Z-SOURCE -
ALIMENTADO POR CÉLULAS A COMBUSTIVEL**

FLORIANÓPOLIS

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR
CC-CC - BASEADO NO INVERSOR Z-SOURCE -
ALIMENTADO POR CÉLULAS A COMBUSTIVEL**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

RHAFael DE SOUZA MORETTI

Florianópolis, Junho de 2007.

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC- CC - BASEADO NO INVERSOR Z-SOURCE - ALIMENTADO POR CÉLULAS A COMBUSTIVEL

Rhafaél de Souza Moretti

“Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Kátia Campos de Almeida, Dra.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente

Enio Valmor Kassick, Dr.

Flávio Alberto Bardemaker Batista, Dr.

Dirceu Soncini, M.

*Aos meus queridos pais, Mércles
Thadeu Moretti e Maria de Fátima de Souza
Moretti, responsáveis por minhas conquistas.*

*Aos meus irmãos, Dámian de Souza
Moretti e Guilherme de Souza Moretti,
grandes amigos.*

Agradecimentos

Ao professor Ivo Barbi, pela orientação, confiança e sabedoria transmitida durante estes anos.

A todos os professores do INEP, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, João Carlos dos Santos Fagundes pelas aulas ministradas durante o primeiro ano de Mestrado.

Aos colegas do curso de Doutorado, Alceu, Cícero e de Mestrado Mário Henrique, Romeu, Carlos, Murilo, Thiago, Hugo, Marcos, Poletto e Marlos pelas idéias compartilhadas, dúvidas esclarecidas e amizade conquistada durante este tempo de convívio. E em especial ao colega André Luiz Fuerback, pelas contribuições e incansáveis horas de dedicação e esclarecimento de dúvidas.

A todos os funcionários do INEP, tanto o corpo técnico quanto administrativo, pela disposição e auxílio durante as partes práticas e burocráticas.

Aos meus pais Mércles Thadeu Moretti e Maria de Fátima de Souza Moretti, pelo apoio, carinho e incentivo.

A Danielle pela dedicação e pela ajuda na nas correções ortográficas.

A todos os meus familiares que me apoiaram e de uma forma ou outra contribuíram para minha formação.

Ao apoio financeiro do INEP e CNPq o qual viabilizou a realização deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC - BASEADO NO INVERSOR Z-SOURCE - ALIMENTADO POR CÉLULAS A COMBUSTÍVEL

Rhafael de Souza Moretti

Maio de 2007

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: célula a combustível , conversor CC-CC , impedância Z-Source

Número de páginas: 80.

RESUMO: Este trabalho visa a análise e a implementação prática de um conversor CC-CC elevador de tensão, baseado na topologia do inversor Z-Source, e o estudo de seu comportamento, ao ser alimentado por uma Célula a Combustível. Primeiramente, foram abordados os conceitos e os princípios de funcionamento das Células a Combustível, juntamente com suas características elétricas, estáticas e dinâmicas, de forma a auxiliar na compreensão de seu funcionamento. Em seguida, procedeu-se à compreensão da topologia do conversor CC-CC; suas etapas de operação, equacionamentos, características externas e dimensionamento dos elementos passivos e esforços nos componentes. A modelagem dinâmica foi realizada, tendo sido proposta uma estrutura de controle em malha fechada. O projeto e o controle do conversor incluíram o dimensionamento dos elementos e a realização dos cálculos do filtro para a Célula a Combustível. Por fim, são apresentados os resultados de simulação do sistema completo e em seguida os resultados dos ensaios de laboratório obtidos com a implementação prática do protótipo.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF A CC-CC
CONVERTER - BASED ON THE Z-SOURCE INVERTER -
SUPPLIED BY A FUEL CELL**

Rhafael de Souza Moretti

May, 2007

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics

Keywords: fuel cell, CC-CC converter, impedance Z-Source

Page Numbers: 80.

ABSTRACT: This work aims the analysis and implementation of a CC-CC converter, based on the Z-source inverter topology, and the study of its behavior, while supplied by a fuel cell. First of all, the concepts and the functioning principles of fuel cells were approached, together with their electrical, static and dynamic properties, in order to make easier the comprehension of their operation. Further, the Z-Source topology was studied: its operation stages, mathematical analysis, external characteristics and dimensioning of passive elements and electrical strains of components. The dynamic modeling was performed and a control structure in closed loop was proposed. The converter project and control included the dimensioning of elements and the calculation of the fuel cell filter. Finally, the simulation results for the entire system are presented, together with the laboratory tests results, obtained with the practical implementation of the prototype.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABELAS	XIV
LISTA DE SIMBOLOGIA	XV
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 - CÉLULAS A COMBUSTÍVEL	3
1.1 INTRODUÇÃO	3
1.2 CRIAÇÃO DA CÉLULA A COMBUSTÍVEL E SUAS APLICAÇÕES.....	3
1.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA CAC	4
1.4 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DA CAC.....	5
1.4.1 <i>Característica estática da CaC</i>	6
1.4.2 <i>Característica dinâmica da CaC</i>	8
1.5 CONCLUSÃO.....	11
CAPITULO 2 - TOPOLOGIA Z-SOURCE CC-CC	12
2.1 INTRODUÇÃO	12
2.2 TOPOLOGIA Z-SOURCE.....	13
2.3 OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA	14
2.3.1 <i>Etapas de operação</i>	14
2.3.2 <i>Formas de onda básicas</i>	16
2.3.3 <i>Característica ideal de transferência estática</i>	17
2.4 OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	19
2.4.1 <i>Etapas de operação</i>	19
2.4.2 <i>Formas de onda básicas</i>	21
2.5 CARACTERÍSTICA EXTERNA E CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA	22
2.6 POTÊNCIA EM FUNÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA	26
2.7 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA L_z	27
2.8 CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA C_z	28
2.9 CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA L_f E C_f	29
2.10 ESFORÇOS NOS COMPONENTES.....	30
2.11 MODELAGEM ESTÁTICA COM PERDAS	30
2.11.1 <i>Modelagem com perdas com alimentação por fonte de tensão</i>	31

2.11.2 Modelagem com perdas para circuito completo	35
2.12 CONCLUSÃO	38
CAPÍTULO 3 - MODELAGEM DINÂMICA	39
3.1 INTRODUÇÃO	39
3.2 MODELAGEM POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS	39
3.3 CIRCUITO DE CONTROLE	45
3.4 CONCLUSÃO	48
CAPÍTULO 4 - PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO	49
4.1 INTRODUÇÃO	49
4.2 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS DO CONVERSOR	50
4.3 CÁLCULO DO FILTRO E PROTEÇÃO DA CÉLULA	53
4.4 PROJETO DE CONTROLE DO CONVERSOR	54
4.5 ANÁLISE DO PONTO DE OPERAÇÃO COM PERDAS NO CIRCUITO	58
4.6 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CIRCUITO	59
4.6.1 Circuito alimentado por fonte de tensão	60
4.6.2 Circuito alimentado pela Célula a Combustível	63
4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	67
4.7.1 Circuito alimentado por fonte de tensão	67
4.7.2 Circuito alimentado pela CaC	72
4.8 CONCLUSÃO	76
CONCLUSÃO GERAL	77
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	79

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1- Estrutura básica da CaC a hidrogênio.	4
Fig. 2- Curva de polarização típica de um CaC tipo PEM.	6
Fig. 3- Característica estática da CaC extraída na prática e pelo modelo.	8
Fig. 4- Modelo elétrico da característica dinâmica da CaC.	9
Fig. 5- Método da interrupção da corrente.	9
Fig. 6- Método da interrupção da corrente.	10
Fig. 7- Simulação da tensão CaC pelo método de interrupção de corrente.	11
Fig. 8- Inversor Z-Source	12
Fig. 9- Topologia do conversor Z-Source CC-CC.	13
Fig. 10- Primeira etapa de operação.	15
Fig. 11- Representação da segunda etapa de operação.	15
Fig. 12- Formas de onda básicas do conversor Z-Source CC-CC.	16
Fig. 13- Tensão e corrente no indutor L_z em modo de operação contínuo.	17
Fig. 14- Característica ideal de transferência estática.	18
Fig. 15- Primeira etapa de operação.	20
Fig. 16- Segunda etapa de operação.	20
Fig. 17- Terceira etapa de operação.	21
Fig. 18- Formas de onda do conversor Z-Source CC-CC em modo de condução descontínua.	22
Fig. 19- Corrente e tensão no indutor L_z em modo de condução descontínua.	23
Fig. 20- Características externas do conversor.	25
Fig. 21- Potência em função da razão cíclica.	27

Fig. 22- Circuito com perdas alimentado por fonte de tensão.....	32
Fig. 23- Tensão de saída para o circuito com perdas e circuito sem perdas, alimentados por fonte de tensão em função da razão cíclica.....	33
Fig. 24- Potência de saída para o circuito com perdas e circuito sem perdas, alimentados por fonte de tensão em função da razão cíclica.....	34
Fig. 25- Circuito com perdas alimentado pela CaC.....	35
Fig. 26- Tensão de saída para o circuito com perdas, alimentados pela CaC em função da razão cíclica.	37
Fig. 27- Potência de saída para o circuito com perdas, alimentados pela CaC em função da razão cíclica.	37
Fig. 28- Primeira etapa de operação.	39
Fig. 29- Segunda etapa de operação.	41
Fig. 30- Diagrama de Bode e Lugar das Raízes da Planta.....	44
Fig. 31- Diagrama de Bode da planta extraídos do simulador.	45
Fig. 32 - Técnica de controle.	46
Fig. 33 - Sensor de tensão.....	46
Fig. 34 - Compensador PID.....	47
Fig. 35- Circuito implementado.....	49
Fig. 36- Diagrama de Bode do Filtro da CaC.....	54
Fig. 37- Diagrama de Bode e Lugar das Raízes da Planta.....	55
Fig. 38- Diagrama de Bode e Lugar das Raízes do sistema controlado.	56
Fig. 39- Lugar das Raízes do sistema controlado com imagem ampliada nos pólos dominantes.....	56
Fig. 40- Tensão de saída para resposta a um impulso na razão cíclica para circuito idealizado V_{out1} e para circuito completo V_{out2}	58
Fig. 41- Potência e tensão de saída em função da razão cíclica.	59

Fig. 42- Circuito simulado numericamente.	60
Fig. 43- Forma de onda da tensão e corrente de entrada.	61
Fig. 44- Forma de onda da corrente no indutor L_z e tensão no capacitor C_z	61
Fig. 45- Forma de onda da corrente no indutor L_f	62
Fig. 46- Forma de onda da tensão e da corrente de saída.	62
Fig. 47- Forma de onda da tensão dente de serra, da tensão de controle e do sinal PWM gerado.	63
Fig. 48- Circuito simulado numericamente.	63
Fig. 49- Forma de onda da tensão e corrente de entrada.	64
Fig. 50- Forma de onda da tensão e corrente pos filtro da CaC.	64
Fig. 51- Forma de onda da corrente no indutor L_z e tensão no capacitor C_z	65
Fig. 52- Forma de onda da corrente no indutor L_f	65
Fig. 53- Forma de onda da tensão e da corrente de saída.	66
Fig. 54- Forma de onda de onda da tensão dente de serra, da tensão de controle e do sinal PWM.	66
Fig. 55- Protótipo implementado.	67
Fig. 56- Rendimento em função da potência de saída do conversor.	68
Fig. 57- Razão cíclica e tensão na base do MOSFET.	69
Fig. 58- Tensão do capacitor do grampeador e tensão Drain-Source do MOSFET.	69
Fig. 59- Tensão e corrente da fonte de alimentação.	70
Fig. 60- Tensão e corrente na saída do filtro da célula.	70
Fig. 61- Tensão e corrente de saída.	71
Fig. 62- Tensão no capacitor C_z e corrente no indutor L_z	71
Fig. 63- Corrente no indutor L_f	72

Fig. 64- Razão cíclica e tensão de Gate-Source do MOSFET.....	72
Fig. 65- Tensão do capacitor do grameador e tensão Drain-Source do MOSFET.	73
Fig. 66- Tensão e corrente da fonte de alimentação.	73
Fig. 67- Tensão e corrente na saída do filtro da célula.	74
Fig. 68- Tensão e corrente de saída.	74
Fig. 69- Tensão no capacitor C_z e corrente no indutor L_z	75
Fig. 70- Corrente no indutor L_f	75
Fig. 71- Corrente e tensão de saída para um degrau de carga de 25%.	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Equações dos esforços componentes.	31
Tabela 2. Esforços nos componentes.	52
Tabela 3. Componentes comerciais utilizados para ajuste do compensador.	57

LISTA DE SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
R_a	Perdas por ativação da CaC	Ω
R_r	Perdas resistivas da CaC	Ω
C_a	Capacitância de ativação da CaC	F
V_{cel}	Tensão de circuito aberto da CaC	V
v_{C_z}	Tensão no capacitor C_z	V
i_{L_z}	Corrente no indutor L_z	A
V_{C_z}	Tensão média no capacitor C_z	V
I_{L_z}	Corrente média no indutor L_z	A
V_{in}	Fonte de tensão de entrada	V
V_S	Tensão sobre o transistor de potência S	V
T	Período de chaveamento	s
D	Razão cíclica	
V_o	Tensão média de saída	V
V_{L_z}	Tensão média no indutor L_z	V
I_{C_z}	Corrente média no capacitor C_z	A
$I_{L_{SM}}$	Corrente máxima no indutor L_z	A
P_s	Potência de saída	W
P_e	Potência de entrada	W
I_o	Corrente de carga	A
f_s	Frequência de chaveamento	Hz
a	Ganho de tensão	
γ	Variável de parametrização	
L_{zcr}	Indutância crítica	H
R_l	Resistência da carga	Ω
Δi_{L_z}	Ondulação de corrente do indutor L_z	A
L_z	Indutância do indutor L_z	H
C_z	Capacitância do capacitor C_z	F

$I_{C_{zef}}$	Corrente eficaz do capacitor C_z	A
Δi_{L_f}	Ondulação de corrente do indutor L_f	A
Δv_{C_f}	Ondulação de tensão do capacitor C_f	V
R_{SE}	Resistência série do capacitor	Ω
$P_{R_{SE}}$	Potência dissipada pela R_{SE}	W
R_{Son}	Resistência de condução do interruptor	Ω
V_{D1}	Tensão de condução do diodo D_1	V
R_{L_z}	Resistência parasita do indutor L_z	Ω
R_{L_f}	Resistência parasita do indutor L_f	Ω
$V_{D_{cel}}$	Tensão de condução do diodo D_{cel}	V
$R_{L_{fcel}}$	Resistência parasita do indutor L_{fcel}	Ω
R_T	Soma das resistências R_a , R_r e $R_{L_{fcel}}$	Ω
R_{eq}	Soma das resistências R_{L_f} e R_l	Ω
Z_l	Impedância de carga	Ω
H	Ganho do sensor	
G_{PWM}	Ganho do gerado de PWM	
w_o	Frequência natural	Rad/s
ξ	Fator de amortecimento	
G	Ganho do controlador	
f_{z1}	Frequência do primeiro zero do controlador	Hz
f_{z2}	Frequência do segundo zero do controlador	Hz
f_{p1}	Frequência do primeiro pólo do controlador	Hz
f_{z2}	Frequência do segundo pólo do controlador	Hz

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
D_Z	Diodo zener
L	Indutor
S	Interruptor de potência
R	Resistor
V	Fonte de tensão

3. Acrônimos e Abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<i>CaC</i>	Células a Combustível
<i>CC</i>	Corrente contínua
<i>CI</i>	Circuito integrado
<i>e-</i>	Elétron
<i>H+</i>	Próton de hidrogênio
<i>H₂</i>	Molécula de hidrogênio
<i>IGBT</i>	“Insulated Gate Bipolar Transistor”
<i>INEP</i>	Instituto de Eletrônica de Potência
<i>MOSFET</i>	“Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor”
<i>O₂</i>	Molécula de Oxigênio
<i>PEM</i>	“Proton Exchange Membrane”
<i>PID</i>	Proporcional Integral Derivativo
<i>PWM</i>	“Pulse Width Modulation”

4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
<i>Ω</i>	Ohm
<i>A</i>	Ampère
<i>H</i>	Henry
<i>Hz</i>	Hertz
<i>rad</i>	radianos
<i>rad/s</i>	radianos por segundos
<i>s</i>	segundos
<i>V</i>	Volt
<i>W</i>	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

O consumo de energia mundial apresentou um aumento expressivo a partir da Revolução Industrial, principalmente com a utilização do carvão mineral como principal fonte energética [12]. Esse consumo tornou-se ainda maior com o desenvolvimento de novas tecnologias e a com a utilização do petróleo como fonte combustível. Aliado ao crescimento da população mundial, a qual quadruplicou do início do século XX até o final do mesmo século [12], o uso da energia na sociedade moderna tem representado uma ameaça ao meio ambiente, principalmente no que diz respeito ao impacto gerado ao meio atmosférico.

O desenvolvimento e a expansão de processos para a extração, conversão, distribuição e utilização de energia representam uma importante contribuição para o alcance de metas de sustentabilidade energética. Auxiliam também no estabelecimento de condições propícias para o desenvolvimento econômico, político e social equilibrado de uma sociedade.

Referente ao uso e conservação da energia elétrica, atualmente é cada vez mais crescente a utilização de fontes alternativas de energia, como células a combustível, capazes de fornecer energia ambientalmente “limpa”. Fontes renováveis, as quais atualmente representam cerca de 14% do abastecimento mundial [13], não somente facilitam o acesso descentralizado à energia, como também ocasionam ganhos ambientais, como a redução de emissões de gases poluentes, assim como a redução da dependência em importação de fontes de energia. Entretanto, tais fontes muitas vezes não são capazes de produzir energia adequada para sua utilização direta. Neste contexto, a aplicação de conversores estáticos é fundamental para conectar estas fontes aos sistemas elétricos.

No campo da Eletrônica de Potência, o avanço de tecnologias, como semi-condutores e novas topologias de conversores possibilita um aumento da eficiência do sistema de geração de energia como um todo, em virtude de processos de conversão mais eficientes.

O foco deste trabalho é o estudo e a implementação prática de um conversor CC-CC elevador de tensão, baseado na topologia do inversor Z-Source, bem como o seu

comportamento quando alimentado por uma Célula a Combustível (CaC). Além disto, tal estudo visa ser aproveitado para o inversor Z-Source, uma vez que tanto o conversor CC-CC quanto o inversor possuem muitas semelhanças, como as etapas de operação, características externas e outras ainda a serem descritas neste trabalho.

O primeiro capítulo aborda a definição, os princípios de funcionamento e o histórico de desenvolvimento das CaCs. São apresentadas as características elétricas da CaC, tanto estáticas quanto dinâmicas, juntamente com seus parâmetros, adquiridos experimentalmente.

No segundo capítulo é abordada a topologia Z-Source e são apresentadas aspectos tais como as etapas de operação, os equacionamentos, as características externas, o dimensionamento dos elementos passivos e os esforços nos componentes. Ainda, é abordado um estudo de potência em função da razão cíclica e uma modelagem matemática, levando-se em conta perdas no sistema.

O terceiro capítulo apresenta a modelagem dinâmica para o conversor estudado. Em seguida, propõe-se uma estrutura de controle linear em malha fechada, por meio da linearização do conversor em um ponto de operação.

O quarto capítulo apresenta o projeto dos elementos do conversor e do controlador. Com estes elementos, são feitas simulações numéricas e em seguida, para confirmar os estudos teóricos, apresentam-se os resultados do ensaio do protótipo construído.

Finalmente, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho.

Capítulo 1 - Células a Combustível

1.1 Introdução

A CaC se destaca como uma das fontes energéticas mais promissoras da atualidade. Os subprodutos da conversão da energia química em elétrica são não poluentes, fato que a torna de grande importância para a preservação do meio ambiente. Possui ainda a vantagem de utilizar um combustível abundante em todo o universo, o hidrogênio. Apesar de não estar diretamente disponível na natureza, o hidrogênio pode ser extraído de diversas fontes.

1.2 Criação da Célula a Combustível e suas aplicações

Os primeiros estudos relacionados aos princípios de funcionamento da célula a combustível foram realizados pelo professor Christian Friedrich Schoenbein em 1838. Em 1845, após uma série de estudos, Willian Robert Grove cria a chamada bateria a gás [2]. Alguns anos depois, em 1889, Ludwing Mond e Carl Langer ampliam o trabalho de Grove, desenvolvendo a “nova bateria a gás”, chamando o novo sistema de célula a combustível [3]. Em 1959, o britânico Francis Thomas Bacon desenvolve a primeira célula a combustível estacionária de 5kW.

Atualmente, o uso da célula a combustível tem sido disseminado e novas aplicações surgem a cada dia. As CaCs são empregadas na geração estacionária de energia elétrica para os usos residencial, comercial e industrial. Nos equipamentos eletroeletrônicos, como telefones celulares e computadores portáteis, elas são utilizadas em substituição às baterias.

Nos meios de transportes, a célula a combustível substitui o motor à combustão interna, podendo ser utilizada em veículos como ônibus, carros, trens, aviões e navios. Ela permite reduzir os custos de manutenção por requerer um menor número de peças girantes e possui a vantagem de tornar o veículo mais silencioso, aspecto muito importante para grandes cidades onde a poluição sonora é um fator de desconforto para os cidadãos.

Entretanto, para muitas aplicações, o custo da CaC ainda torna o seu uso restritivo para fins comerciais. Espera-se, que com o aumento de sua produção, tais custos sejam reduzidos significativamente.

1.3 Princípio de funcionamento da CaC

O funcionamento da CaC é fundamentado na reação química entre o hidrogênio e o oxigênio para gerar água, energia elétrica e energia térmica. A estrutura da célula é composta por dois eletrodos e um eletrólito. Os eletrodos são porosos e revestidos por uma camada de catalisador sendo um positivo e outro negativo, respectivamente designados como catodo e anodo.

A Fig. 1 mostra a estrutura básica de uma CaC a hidrogênio, bem como o seu princípio de funcionamento.

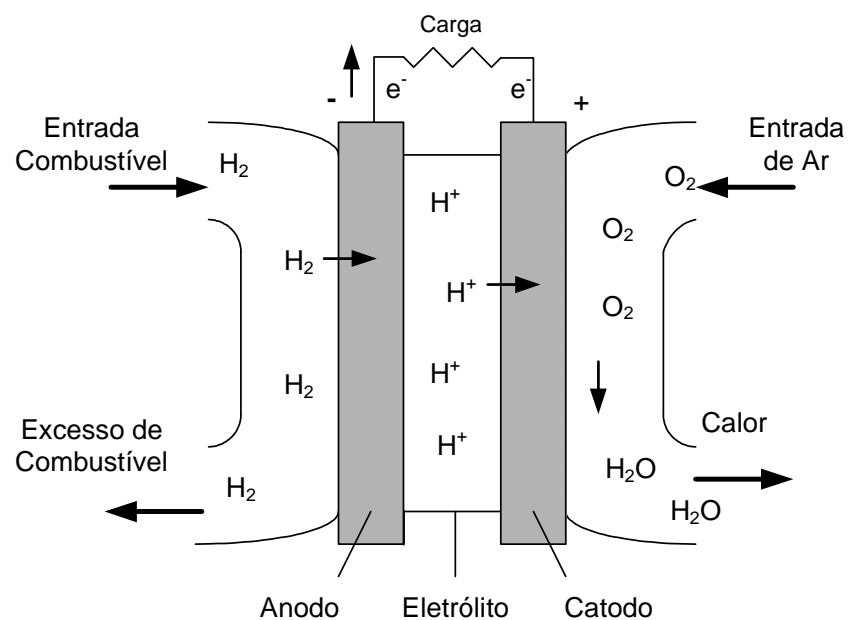


Fig. 1- Estrutura básica da CaC a hidrogênio.

No funcionamento da CaC, o hidrogênio pressurizado H_2 é conduzido através de dutos até o anodo. No anodo, o hidrogênio entra em contato com o catalisador, separando-se em prótons e elétrons. Os prótons H^+ circulam através do eletrólito, o qual é um bom condutor iônico, porém isolante elétrico, até atingirem o catodo. No catodo, H^+ combina-se com O_2 para formar H_2O e liberar calor. Os elétrons são conduzidos através dos eletrodos até atingirem o circuito externo.

A Eq. (1.1) e a Eq. (1.2) representam as reações no anodo e no catodo respectivamente.



E a Eq. (1.3) apresenta a reação química completa.



Nestas reações químicas, pode-se notar que, tendo-se o hidrogênio puro como combustível, os produtos não são poluentes.

1.4 Características elétricas da CaC

Para projetar um conversor alimentado por uma CaC é muito útil dispor do modelo elétrico da mesma. Tal modelo possibilita a representação dos comportamentos dinâmicos e estáticos. Entretanto, a sua obtenção é muito complexa, uma vez que o número de variáveis envolvidas na modelagem é muito grande. São exemplos dessas variáveis, temperatura, pressão dos gases, dimensões físicas da célula, propriedades dos materiais, etc.

Devido à alta complexidade de modelos mais apurados da CaC, opta-se por um modelo empírico cujos parâmetros são obtidos por meio de resultados experimentais. Posteriormente, para a sua validação, realizam-se simulações numéricas tendo como base de comparação ensaios práticos.

1.4.1 Característica estática da CaC

O comportamento estático da CaC é influenciado por vários fatores, os quais podem ocasionar queda de tensão de acordo com a carga drenada pela mesma. Pode-se classificar este comportamento da tensão da CaC em três regiões: região de perdas por ativação, região de perdas ôhmicas e região de perdas por transporte de massa ou concentração. Estas regiões podem ser visualizadas na Fig. 2. Há ainda as perdas por cruzamento de combustível e circulação de correntes internas que devem ser somadas às três regiões.

A tensão nos terminais da CaC é composta pela tensão reversível V_{rev} subtraída das quedas de tensão devido às perdas descritas anteriormente.

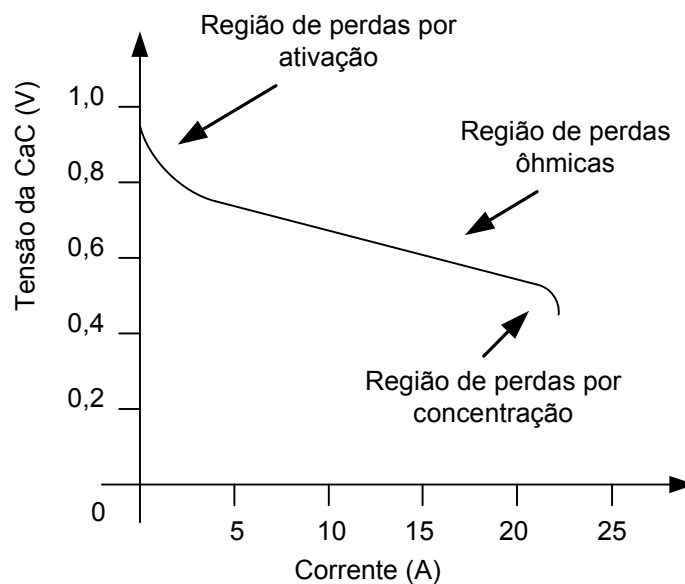


Fig. 2- Curva de polarização típica de um CaC tipo PEM.

A seguir é realizada uma breve explanação sobre cada uma das perdas mencionadas:

- **Perdas por ativação**

A perda por ativação decorre da energia desperdiçada para romper a barreira de ativação da reação química. Quanto menor a densidade de corrente, maior será a perda. Nota-se na Fig. 2 uma queda de tensão mais acentuada para as baixas correntes.

- **Perdas ôhmicas**

As perdas ôhmicas são ocasionadas pela resistência à passagem de corrente elétrica pelos eletrodos e pela oposição à passagem dos íons pela membrana.

- **Perdas por concentração ou transporte de massa**

Perdas por concentração ocorrem devido à mudança da concentração dos reagentes na superfície dos eletrodos. Esta mudança de concentração acontece quando há um aumento da corrente elétrica drenada pela CaC, pois ocorre um maior consumo de reagentes. Este fenômeno gera uma queda de tensão acentuada na CaC podendo também danificá-la.

- **Perdas por cruzamento de combustível e circulação de corrente internas**

Devido ao fato de que o eletrólito não é ideal, pequenas quantidades de combustível e corrente elétrica o atravessam. Esta passagem indesejada não é aproveitada para produzir energia elétrica, o que ocasiona uma redução no rendimento do sistema.

A CaC utilizada neste trabalho constitui-se de um módulo pronto para uso, denominado *Nexa Power Module*, produzido pela empresa Ballard. Este é composto de uma pilha de células do tipo PEM associadas a outros dispositivos, tais como, circuito eletrônico para controle do seu funcionamento, ventilador para resfriamento, sensores e atuadores.

Estes dispositivos associados à CaC ocasionam outras perdas, além daquelas citadas anteriormente, uma vez que a potência de alimentação de tais dispositivos varia, conforme

manual técnico [10], de 35 watts para a CaC em aberto à cerca de 250 watts para a CaC em plena carga.

A Fig. 3 apresenta duas curvas de característica estática da CaC, uma delas obtida experimentalmente e a outra por meio de um modelo teórico que será discutido mais adiante. É importante ressaltar que, nesta figura, pode-se notar uma boa proximidade entre as curvas do modelo teórico e do modelo experimental. Observam-se ainda as regiões de perdas por ativação e ôhmicas. No entanto, as perdas por concentração não são visualizadas por ser este ensaio possivelmente destrutivo para a CaC.

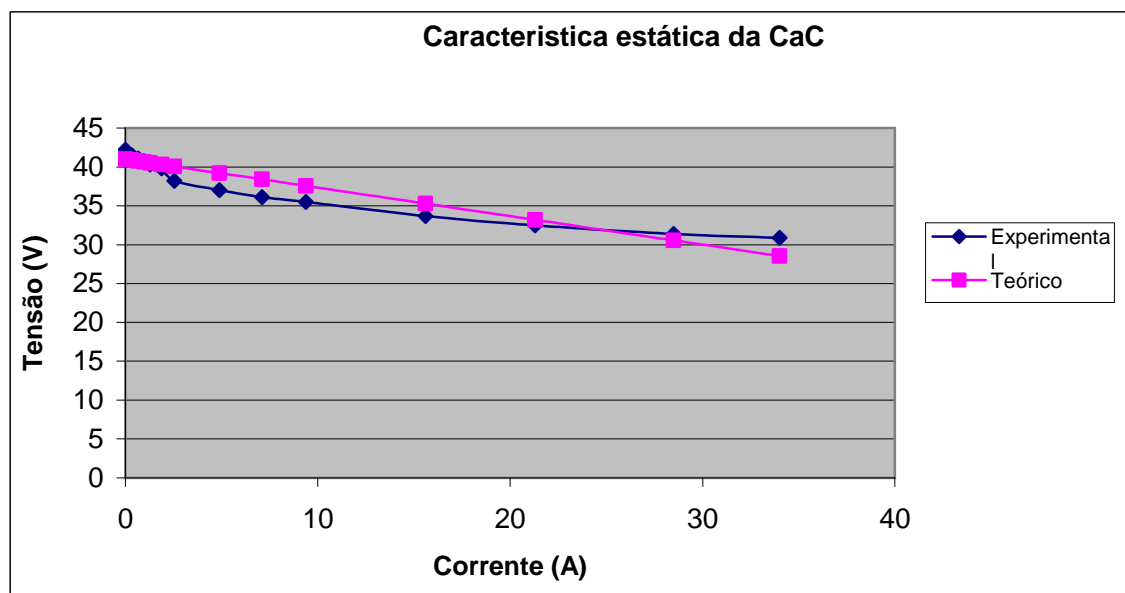


Fig. 3- Característica estática da CaC extraída na prática e pelo modelo.

1.4.2 Característica dinâmica da CaC

Do ponto de vista dinâmico, a CaC possui um comportamento que se assemelha a de um sistema de primeira ordem apresentado na Fig. 4.

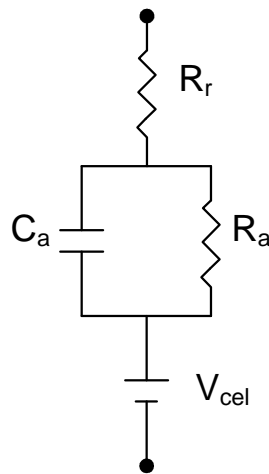


Fig. 4- Modelo elétrico da característica dinâmica da CaC.

Os parâmetros R_a , R_r e C_a foram obtidos experimentalmente pelo método de interrupção de corrente apresentado na Fig. 5 e na Fig. 6. Tal método consiste em alimentar a CaC com uma carga resistiva e instantaneamente retirar a carga, levando a corrente a se anular.

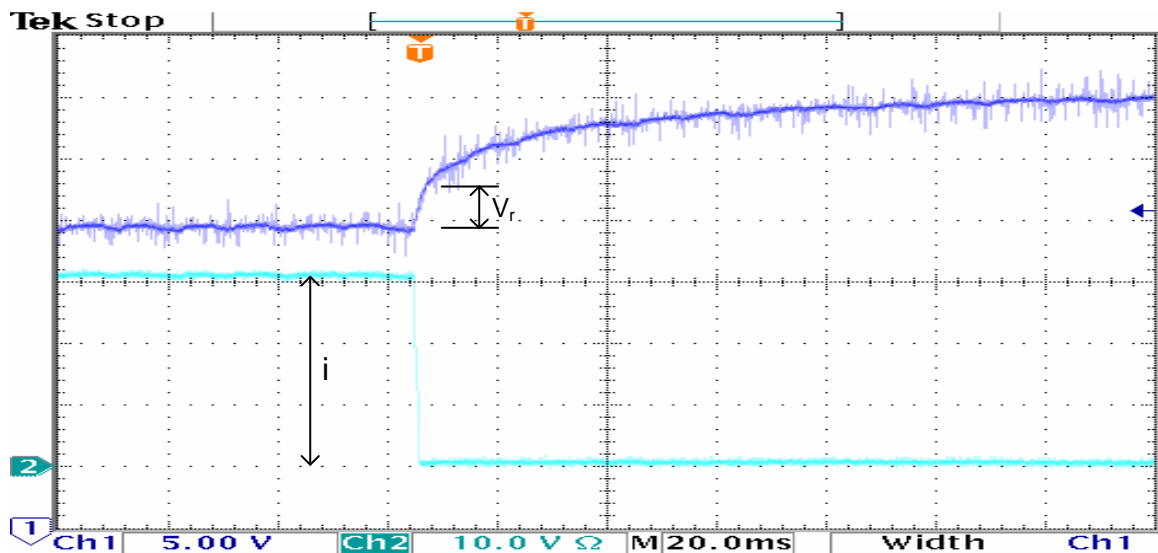


Fig. 5- Método da interrupção da corrente.

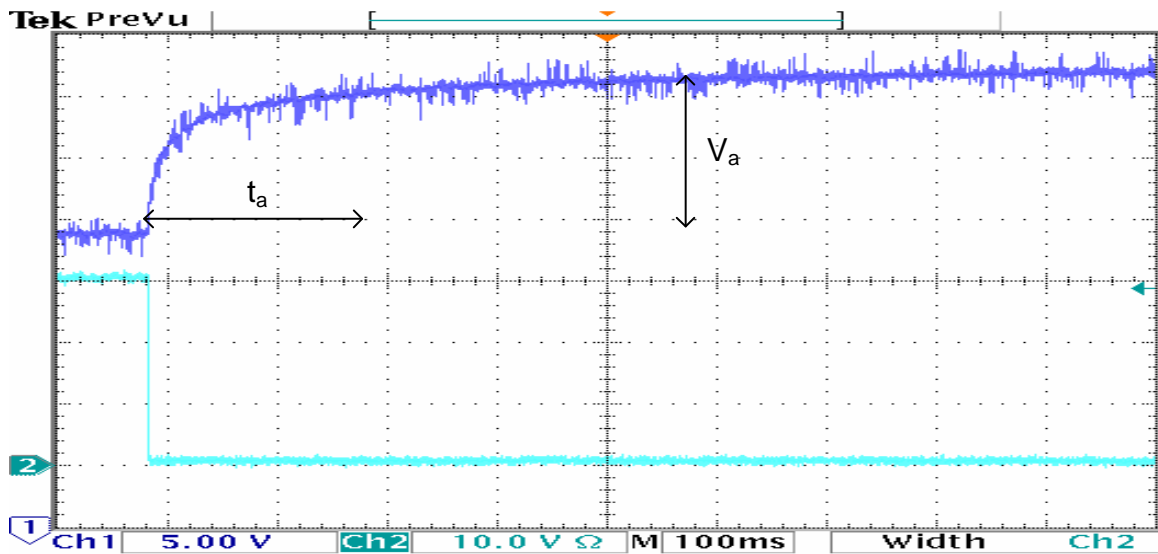


Fig. 6- Método da interrupção da corrente.

Os valores de V_r , V_a , i e C_a são extraídos conforme mostrado nas Fig. 5 e Fig. 6. Em seguida, aplicando-se às equações: (1.4), (1.5) e (1.6), obtém-se os valores de R_a , R_r e C_a .

$$R_r = \frac{V_r}{i} = \frac{4}{30} = 0,133\Omega \quad (1.4)$$

$$R_a = \frac{V_a}{i} = \frac{7}{30} = 0.233\Omega \quad (1.5)$$

$$C_a = \frac{t_a}{5R_a} = \frac{0,2}{5 \cdot 0,233} = 0,171F \quad (1.6)$$

Com o modelo teórico da Fig. 4 realiza-se uma simulação do método de interrupção de corrente em que a forma de onda da tensão obtida é apresentada na Fig. 7. Observa-se que o resultado desta simulação assemelha-se ao experimental.

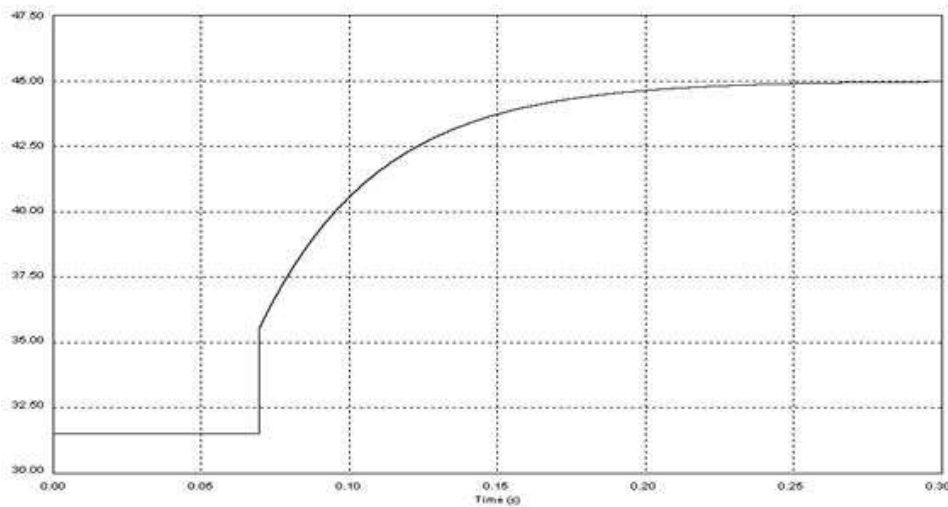


Fig. 7- Simulação da tensão CaC pelo método de interrupção de corrente.

1.5 Conclusão

Inúmeros problemas ambientais, principalmente aqueles relacionados à poluição atmosférica e ao esgotamento de fontes de combustíveis fósseis têm incentivado pesquisas em fontes alternativas de energia. Neste contexto, a CaC mostra-se como uma opção promissora.

Neste capítulo, apresentou-se um pouco do histórico de evolução das CaCs, princípios de funcionamento e aplicações. Foi apresentado ainda um modelo para simulação do comportamento estático e dinâmico da CaC, essencial para um adequado processamento de energia, juntamente com seus parâmetros obtidos experimentalmente.

Capítulo 2 - Topologia Z-Source CC-CC

2.1 Introdução

A topologia Z-Source, apresentada na Fig. 8, foi proposta como uma alternativa para inversores de frequência [15].

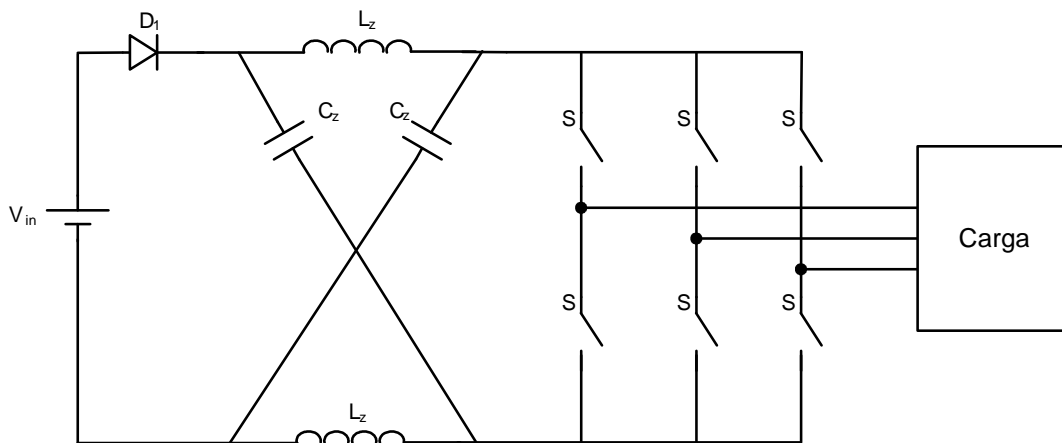


Fig. 8- Inversor Z-Source

Esta estrutura tem a vantagem de permitir a elevação do nível de tensão na saída do inversor, evitando, desta forma, o uso de um estágio intermediário elevador de tensão. Tal característica elevadora da estrutura Z-Source se deve a uma associação de capacitâncias e indutâncias que formam uma única impedância entre a fonte de entrada e o barramento do inversor.

Utilizando-se esta mesma impedância pode-se chegar a um conversor CC-CC elevador de tensão doravante denominado neste trabalho como conversor Z-Source CC-CC. Esta proposta de conversor é discutida, são apresentados modelos matemáticos, simulações e resultados práticos.

O conversor Z-Source CC-CC possui as mesmas etapas de operação que o inversor Z-Source. Por isto, o esforço matemático deste capítulo também é válido para o dimensionamento e entendimento do inversor.

2.2 Topologia Z-Source

A seguir é apresentado um estudo sobre a topologia Z-Source CC-CC. São descritas as etapas de operação, os equacionamentos, as características externas, o dimensionamento dos elementos passivos, os esforços nos componentes, um estudo de potência em função da razão cíclica e uma modelagem, levando-se em conta perdas parasitas do circuito.

A topologia do conversor Z-Source CC-CC é apresentada na Fig. 9, sendo que: L_f e C_f representam o filtro de saída; V_{in} a fonte de tensão de entrada; R_l a carga; L_{z1} , L_{z2} , C_{z1} , C_{z2} constituem a impedância Z-source e D_1 um diodo.

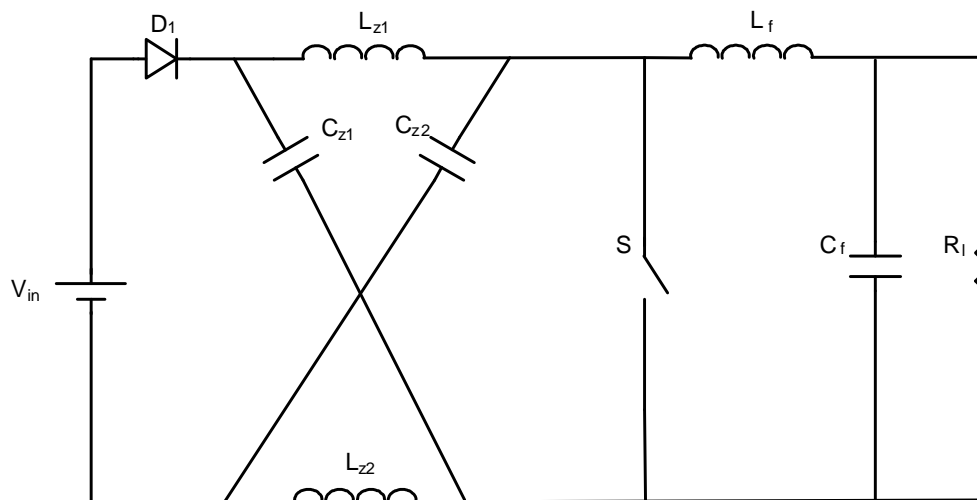


Fig. 9- Topologia do conversor Z-Source CC-CC.

O conversor Z-Source CC-CC possui os modos de operação em condução contínua e descontínua que são discutidos a seguir.

2.3 Operação em condução contínua

O conversor em questão, operando em condução contínua, possui duas etapas de operação, as quais são descritas adiante.

2.3.1 Etapas de operação

No decorrer deste trabalho, são consideradas as tensões nos capacitores C_{z1} e C_{z2} iguais $v_{Cz}(t)$ e as correntes nos indutores L_{z1} e L_{z2} iguais a $i_{Lz}(t)$, conforme Eq. (2.1) e Eq.(2.2).

$$v_{Cz}(t) = v_{Cz1}(t) = v_{Cz2}(t) \quad (2.1)$$

$$i_{Lz}(t) = i_{Lz1}(t) = i_{Lz2}(t) \quad (2.2)$$

Estas considerações serão discutidas no decorrer do trabalho.

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S é comandado a conduzir. A tensão nos capacitores C_{z1} e C_{z2} , com valor inicial de $v_{Cz}(t_0)$, diminui de valor de forma ressonante. As correntes nos indutores L_{z1} e L_{z2} , inicialmente com valor $i_{Lz}(t_0)$, crescem de forma ressonante. O diodo D_1 se bloqueia no instante t_0 permanecendo neste estado até o instante t_1 . Esta etapa é apresentada na Fig. 10 a seguir.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 11 ilustra a segunda etapa de operação do conversor. No instante t_1 o interruptor S é comandado a se bloquear. Neste instante o diodo D_1 entra em condução e os capacitores C_{z1} e C_{z2} , que no instante t_1 possuíam tensão $v_{Cz}(t_1)$, aumentam suas tensões de forma ressonante. As correntes nos indutores L_{z1} e L_{z2} , que apresentam o valor $i_{Lz}(t_1)$

em t_1 , decrescem de forma ressonante. Durante esta etapa ocorre a transferência de potência da fonte para o circuito. Esta etapa termina no instante t_2 .

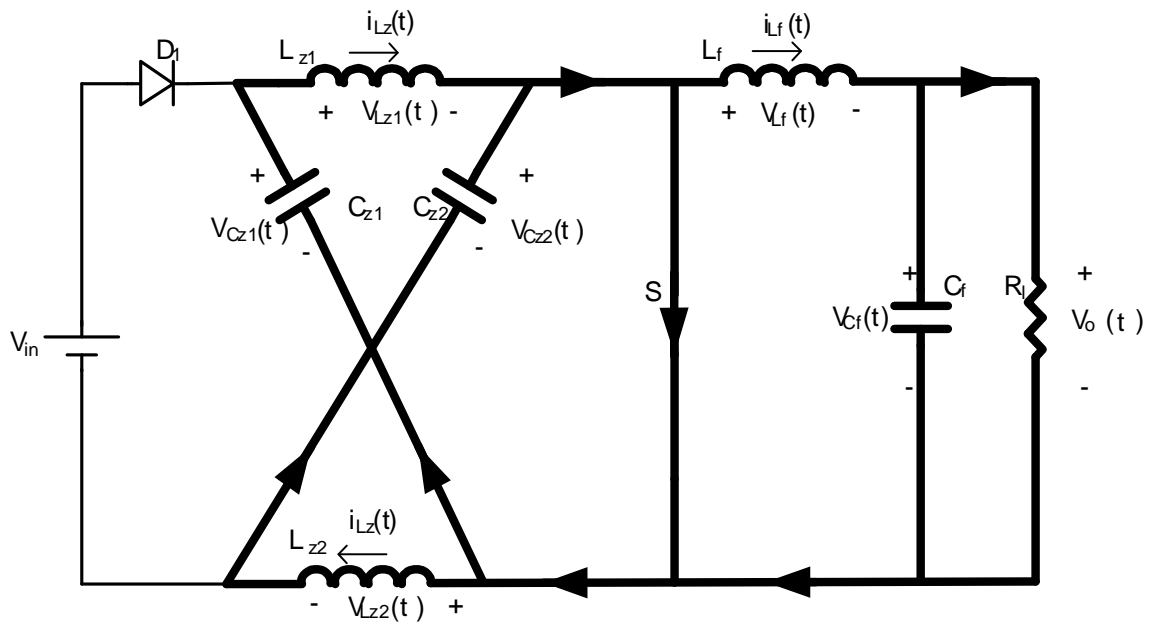


Fig. 10- Primeira etapa de operação.

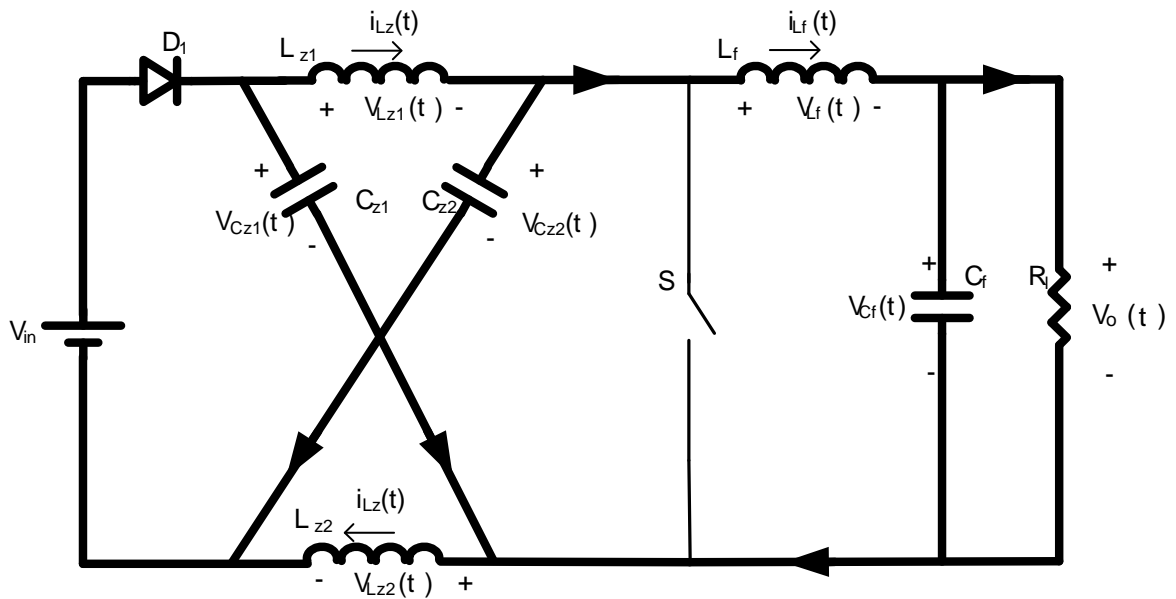


Fig. 11- Representação da segunda etapa de operação.

2.3.2 Formas de onda básicas

De acordo com as etapas expostas no item anterior, são apresentadas na Fig. 12, as formas de onda da tensão no capacitor C_z , da corrente no indutor L_z , da corrente de entrada $i_{in}(t)$ e da tensão na chave S juntamente com seu sinal de comando. São ilustrados também os instantes de tempo correspondentes a cada transição de etapa. Cabe ressaltar que, devido à frequência de chaveamento ser muito maior do que a frequência de ressonância, as formas de onda ressonantes se assemelham a uma rampa.

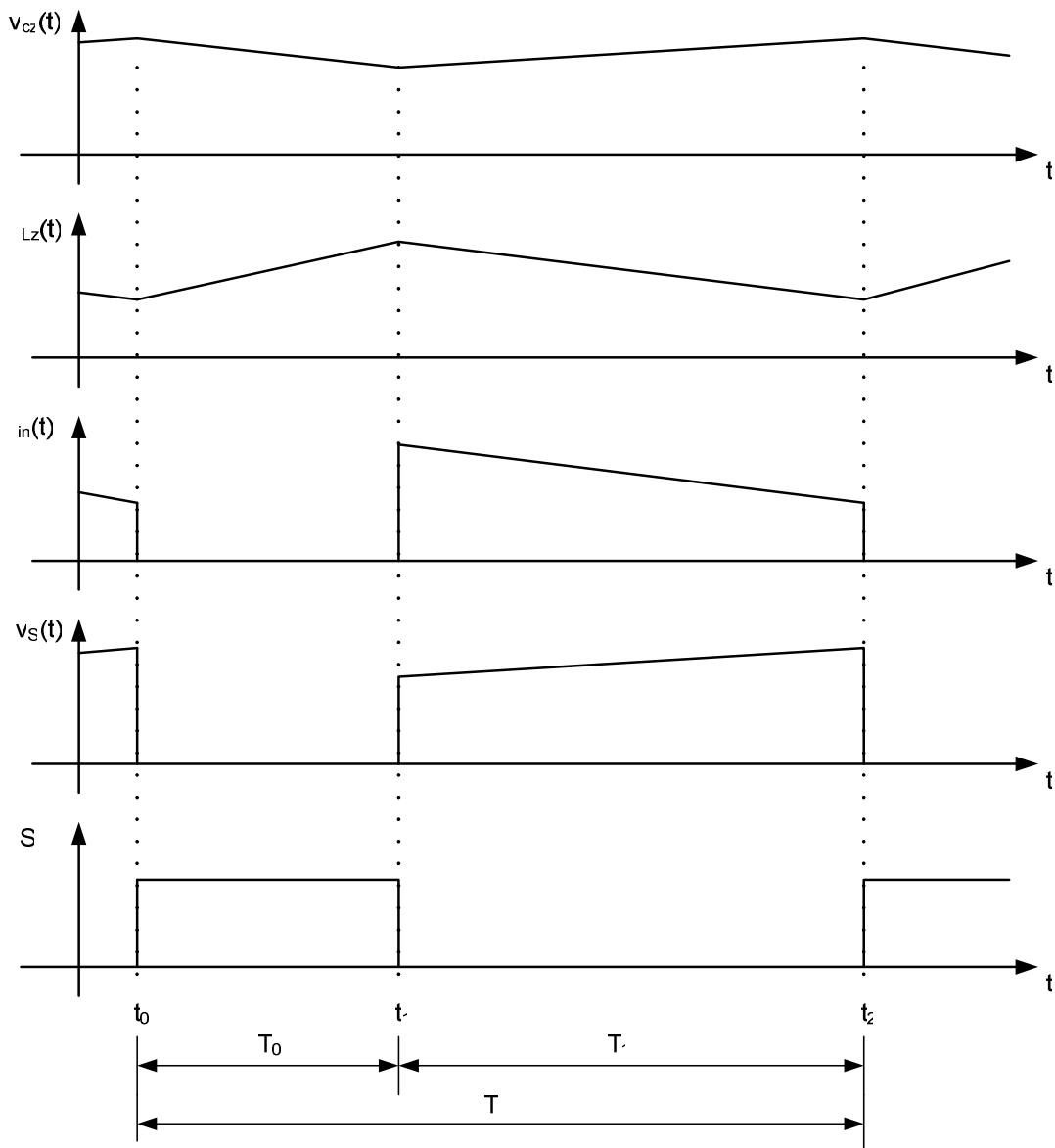


Fig. 12- Formas de onda básicas do conversor Z-Source CC-CC.

2.3.3 Característica ideal de transferência estática

Com o intuito de encontrar a característica ideal de transferência estática do conversor, utiliza-se o balanço de energia do indutor. Para facilitar os cálculos considera-se a tensão nos capacitores C_z constante, ou seja, $v_{C_z}(t) = V_{C_z}$.

Sabendo-se que a tensão média, em regime permanente V_{L_z} , deve ser nula em um período de chaveamento e com o valor da tensão no indutor na primeira e segunda etapa de operação, conforme Fig. 13, obtém-se a Eq. (2.3).

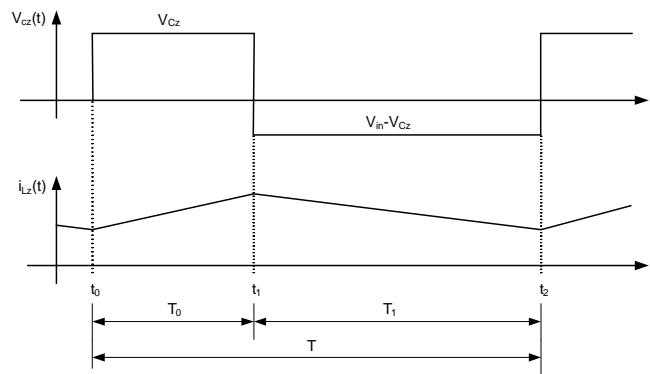


Fig. 13- Tensão e corrente no indutor L_z em modo de operação contínuo.

$$V_{L_z} = \frac{V_{C_z} \cdot T_0 + (V_{in} - V_{C_z}) \cdot T_1}{T} = 0 \quad (2.3)$$

Esta equação representa a tensão média do indutor L_z em um período de chaveamento.

Substituindo-se Eq.(2.4) e Eq.(2.5) na Eq.(2.3) obtém-se a Eq.(2.6).

$$T_1 = T - T_0 \quad (2.4)$$

$$D = \frac{T_0}{T} \quad (2.5)$$

$$\frac{V_{C_z}}{V_{in}} = \frac{D-1}{2D-1} \quad (2.6)$$

Analisando a Fig. 9 e sendo que V_{L_f} e V_{L_z} são nulos em um período de chaveamento, obtém-se (2.7).

$$V_{C_z} = V_o \tag{2.7}$$

Substituindo a Eq. (2.7) na Eq. (2.6), obtém-se a Eq. (2.8).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D-1}{2D-1} \tag{2.8}$$

Esta equação representa a característica ideal de transferência estática do conversor e está representada graficamente na Fig. 14.

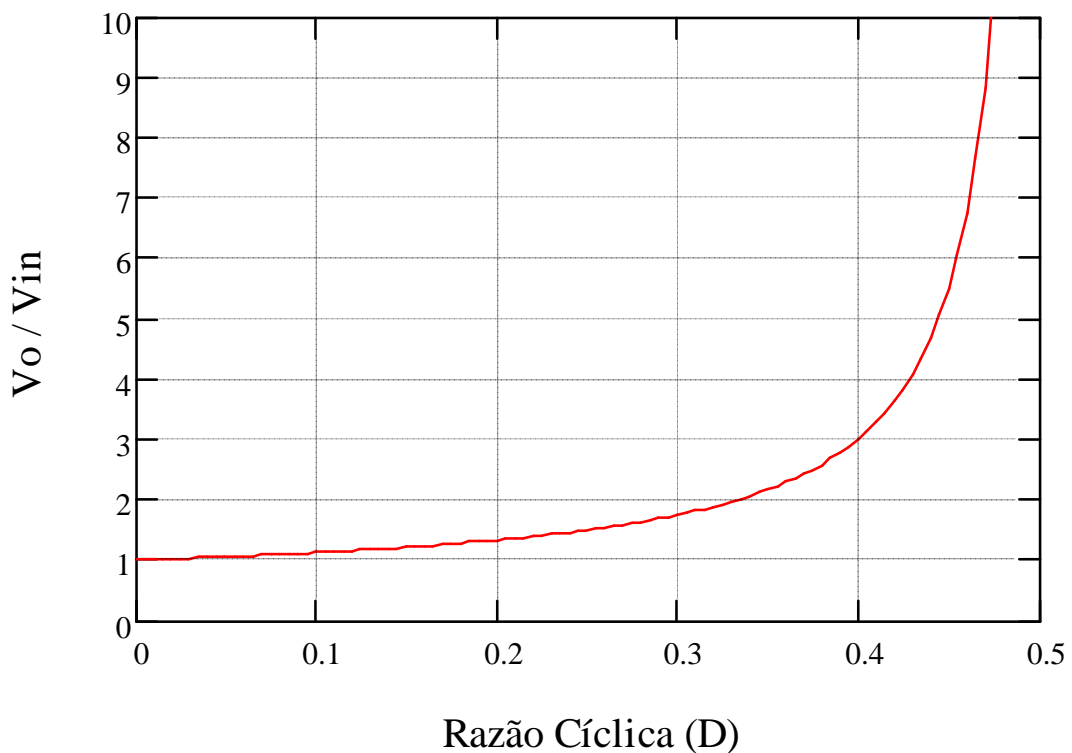


Fig. 14- Característica ideal de transferência estática.

Nota-se nesta figura que, quando a razão cíclica D tende a 0,5, V_o tende teoricamente a um valor infinito. Verifica-se também que a tensão mínima de saída é igual à tensão de entrada V_{in} .

2.4 Operação em condução descontínua

O conversor Z-Source CC-CC, operando em condução descontínua, possui três etapas de operação. As duas primeiras são semelhantes às duas etapas do modo de condução contínua. A explanação delas é descrita a seguir.

2.4.1 Etapas de operação

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 o interruptor S é comandado a conduzir. O tensão nos capacitores C_{z1} e C_{z2} , inicialmente com valor $v_{Cz}(t_0)$, diminui de valor de forma ressonante. As correntes nos indutores L_{z1} e L_{z2} , inicialmente com o valor $i_{Lz}(t_0)$, crescem de forma ressonante. O diodo D_1 se bloqueia no instante t_0 permanecendo neste estado até o instante t_1 . Esta etapa é apresentada na Fig. 15.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A Fig. 16 ilustra a segunda etapa de operação. No instante t_1 o interruptor S é comandado a se bloquear. Neste instante o diodo D_1 entra em condução e os capacitores C_{z1} e C_{z2} , que no instante t_1 possuíam tensões de valor $v_{Cz}(t_1)$, aumentam suas tensões de forma ressonante. A corrente nos indutores L_{z1} e L_{z2} , que apresentam o valor $i_{Lz}(t_1)$ em t_1 , decrescem de forma ressonante. Durante esta etapa ocorre a transferência de potência da fonte para o circuito. Esta etapa termina no instante t_2 .

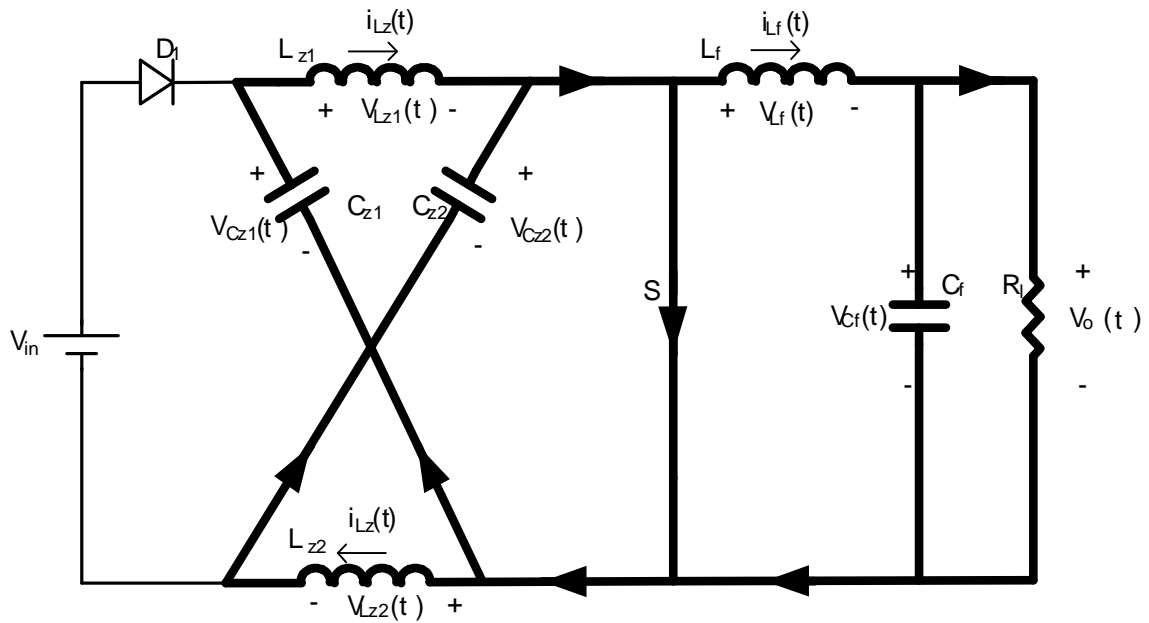


Fig. 15- Primeira etapa de operação.

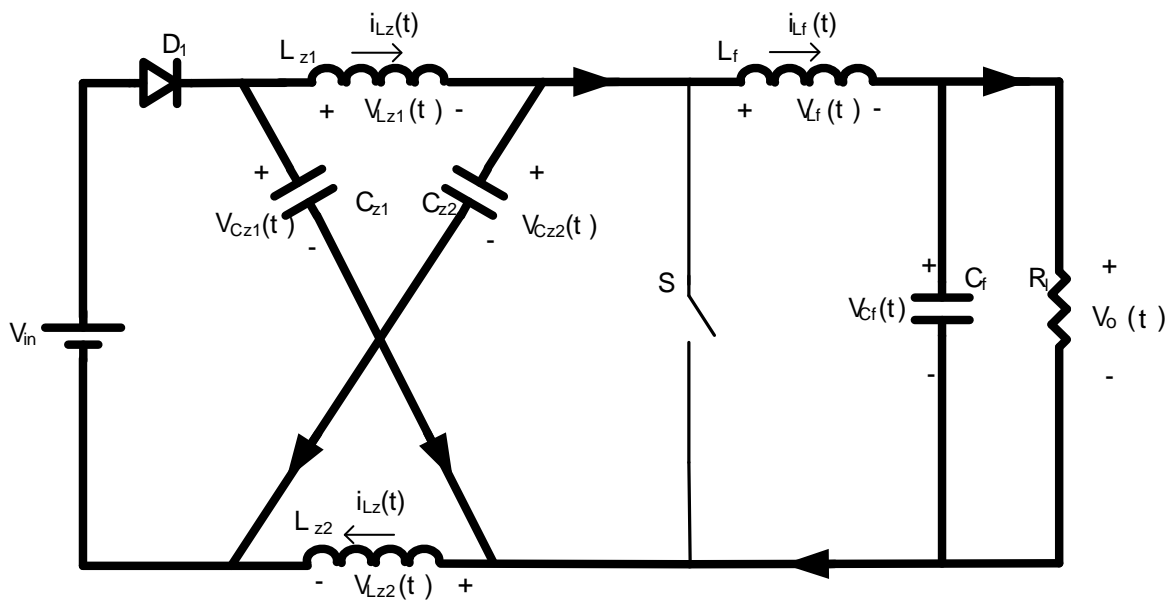


Fig. 16- Segunda etapa de operação.

3ª Etapa (t_2, t_3)

A Fig. 17 apresenta a terceira etapa de operação. No instante t_2 o interruptor S se mantém bloqueado. A corrente no diodo D_1 se anula, fazendo com que o diodo se bloqueie. Os indutores L_{z1} e L_{z2} assumem, cada um, metade da corrente do indutor L_f . As tensões dos capacitores C_{z1} e C_{z2} , com valor $v_{Cz}(t_2)$, decrescem de forma ressonante.

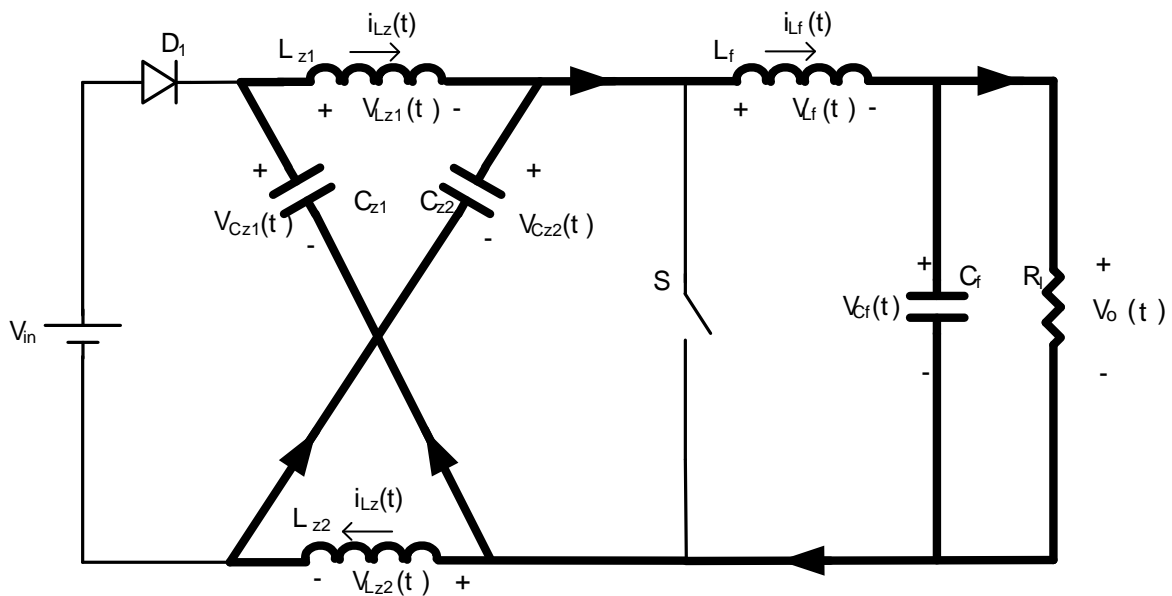


Fig. 17- Terceira etapa de operação.

2.4.2 Formas de onda básicas

De acordo com as etapas explicadas no item anterior, a Fig. 18 apresenta as formas de onda: tensão no capacitor C_z , corrente no indutor L_z , corrente de entrada $i_{in}(t)$ e tensão na chave S juntamente com seu sinal de comando. São também mostrados os instantes de tempo correspondentes a cada transição de etapa.

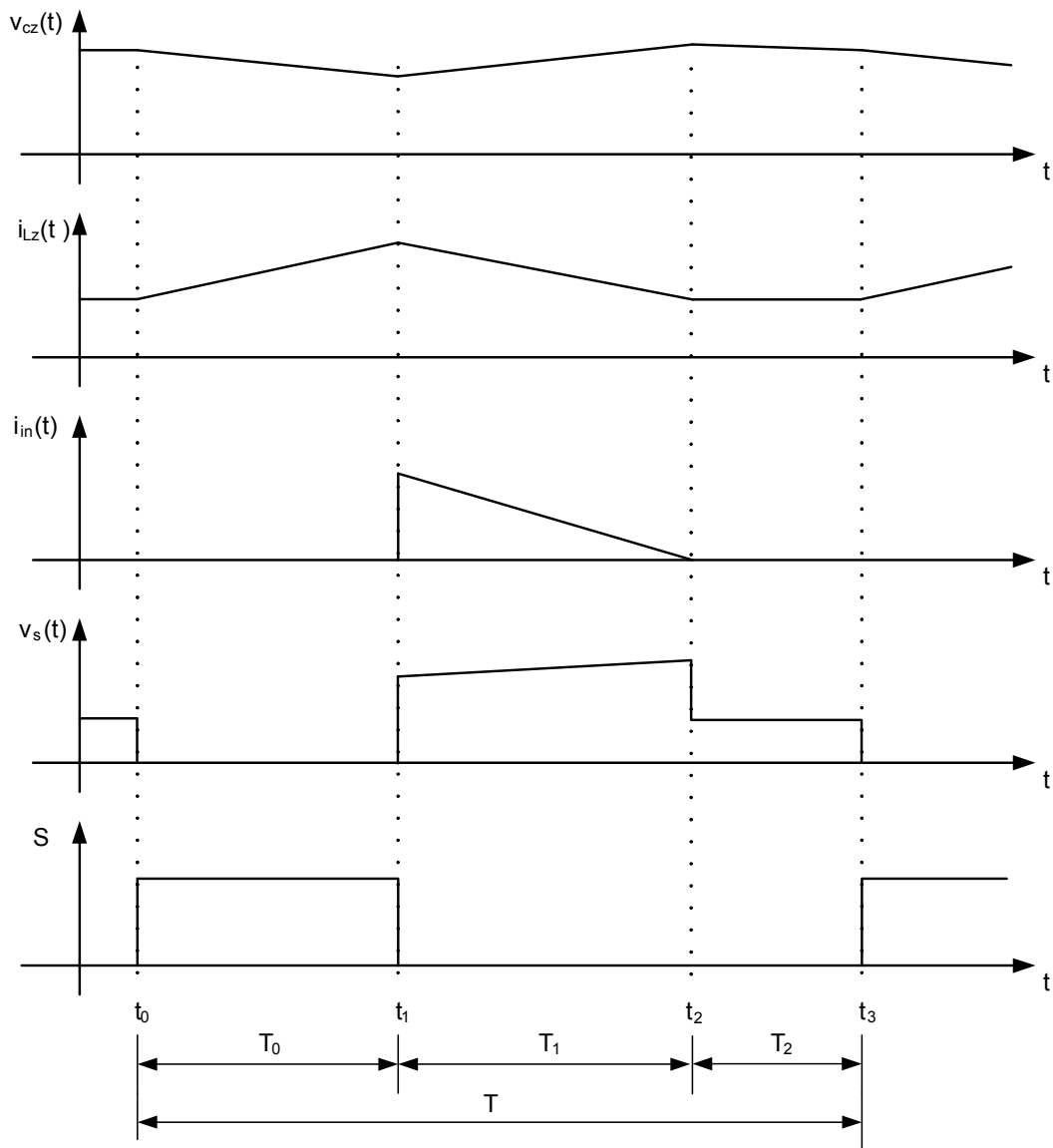


Fig. 18- Formas de onda do conversor Z-Source CC-CC em modo de condução descontínua.

2.5 Característica externa e cálculo da indutância crítica

Visando encontrar a característica externa, foi novamente utilizado o balanço de energia no indutor L_z para o conversor operando em condução descontínua. Para facilitar os cálculos, a tensão nos capacitores C_z foi considerada constante, ou seja, $v_{Cz}(t) = V_{Cz}$.

Conforme dito anteriormente, a tensão média, em regime permanente V_{Lz} deve ser nula em um período de chaveamento. Os valores da tensão do indutor na primeira, segunda e terceira etapas de operação encontram-se na Fig. 19. Com estes, pode-se encontrar a Eq. (2.9), que representa a tensão média no indutor para um período de chaveamento.

$$V_{Lz} = \frac{-V_{Cz} \cdot T_0 + (V_{Cz} - V_{in})T_1 + 0 \cdot T_2}{T} = 0 \quad (2.9)$$

Manipulando-se a Eq. (2.9) encontra-se T_1 , apresentado na Eq. (2.10).

$$T_1 = \frac{V_{Cz}}{V_{Cz} - V_{in}} T_0 \quad (2.10)$$

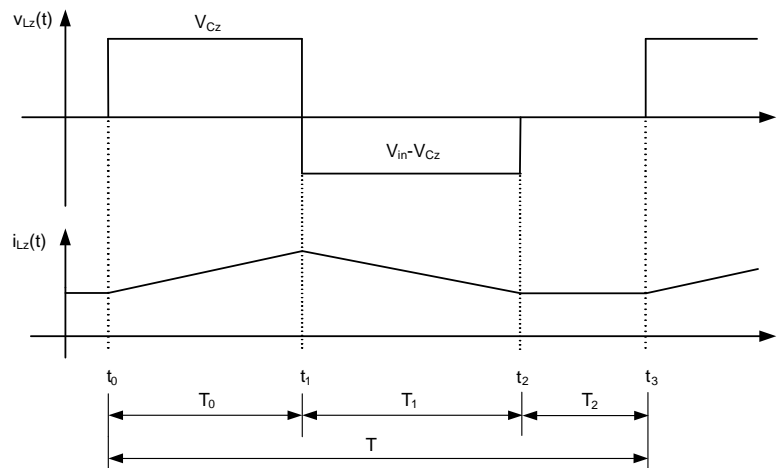


Fig. 19- Corrente e tensão no indutor L_z em modo de condução descontínua.

A corrente média do indutor L_z é dada pela Eq. (2.11).

$$I_{Lz} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Lz}(t) dt \quad (2.11)$$

Aplicando os valores da Fig. 19 nesta equação, obtém-se a Eq. (2.12).

$$I_{Lz} = \frac{I_o}{2} + \frac{I_{LzM} - 0,5I_o}{2} \cdot (T_0 + T_1) \quad (2.12)$$

A corrente máxima do indutor L_z pode ser calculada pela Eq. (2.13).

$$I_{LzM} = \frac{V_o T_1}{L_z} + \frac{I_o}{2} \quad (2.13)$$

Substituindo-se a Eq. (2.13) na Eq.(2.12), encontra-se a Eq.(2.14).

$$I_{Lz} = \frac{I_o}{2} + \frac{V_o D^2}{2L_z f_s} \left(\frac{2V_o - V_{in}}{V_o - V_{in}} \right) \quad (2.14)$$

Sabendo-se que a potência de entrada do circuito é igual à potência de saída, conforme a Eq.(2.15), obtém-se a Eq.(2.16).

$$P_e = P_s \quad (2.15)$$

$$I_{Lz} V_{in} = I_o V_o \quad (2.16)$$

A corrente média no indutor L_z foi utilizada para calcular a potência média de entrada, pois a corrente média de entrada e a corrente média neste indutor são iguais.

Substituindo a Eq. (2.14) na Eq. (2.16) obtém-se a Eq.(2.17).

$$\left(\frac{I_o}{2} + \frac{V_o D^2}{2L_z f_s} \left(\frac{2V_o - V_{in}}{V_o - V_{in}} \right) \right) V_{in} = I_o V_o \quad (2.17)$$

Desenvolvendo esta equação, pode ser encontrada a Eq. (2.18).

$$1 + \frac{V_o}{V_o - V_{in}} D^2 = \frac{2I_o L_z f_s}{V_{in}} \quad (2.18)$$

Convencionando os termos a e γ , respectivamente, como nas Eq. (2.19) e Eq.(2.20) e aplicando manipulações algébricas encontra-se a Eq.(2.21).

$$a = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.19)$$

$$\gamma = \frac{2I_o L_z f_s}{V_{in}} \quad (2.20)$$

$$a = \frac{\gamma}{\gamma - 2D^2} \quad (2.21)$$

Esta equação representa o ganho de tensão para o modo de operação em condução descontínua.

Aplicando-se a definição descrita na Eq. (2.19) na Eq. (2.8) encontra-se a Eq.(2.22).

$$a = \frac{D-1}{2D-1} \tag{2.22}$$

Tal equação representa o ganho de tensão para o modo de operação em condução contínua.

Por meio das Eq. (2.21) e Eq. (2.22) é possível traçar as características externas do conversor, representadas graficamente pela Fig. 20.

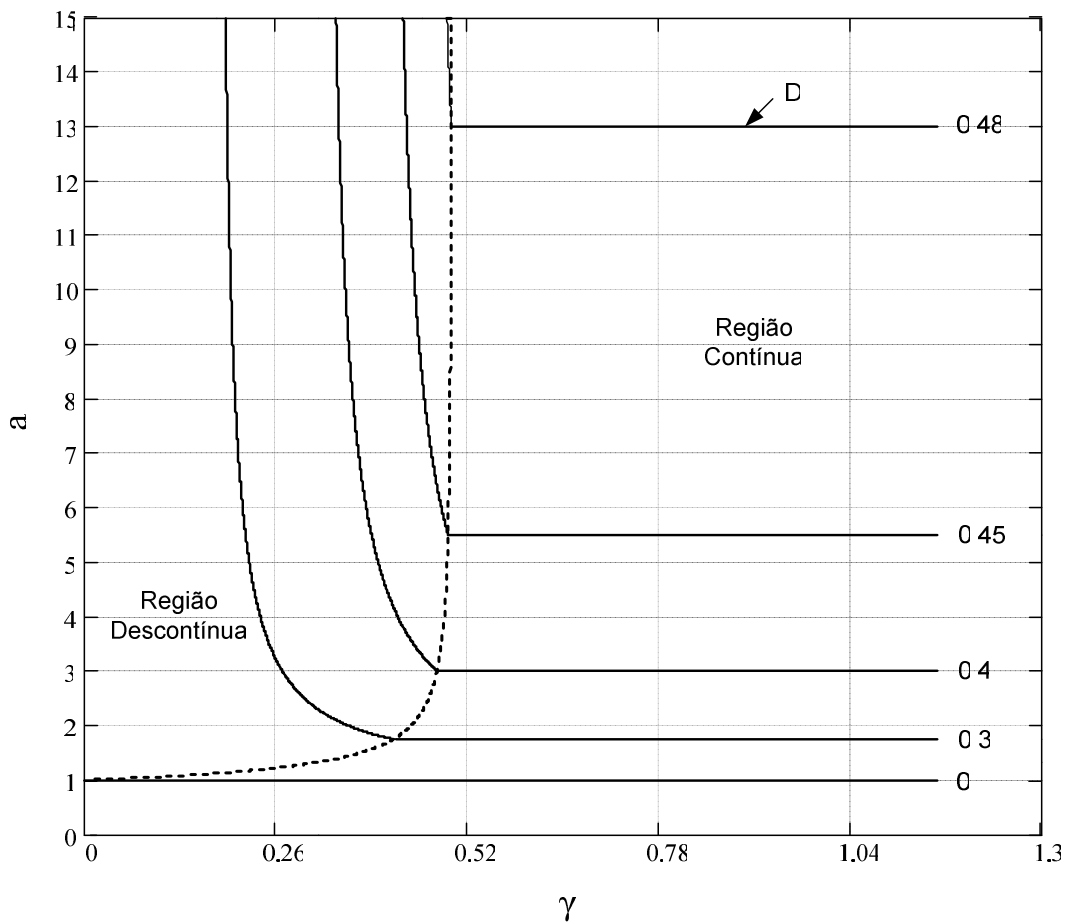


Fig. 20- Características externas do conversor.

A linha pontilhada nesta figura delimita a região de operação em condução descontínua daquela de operação em condução contínua.

Observa-se que quando a condução é descontínua, a tensão média de saída varia com a corrente média de saída. Para muitas aplicações práticas, esta é uma forma indesejável de funcionamento, pois dificulta o controle do sistema pela não linearidade que ela introduz. Por isto, deve-se tentar operar, sempre que possível, no modo de operação em condução contínua [11].

Por este motivo a indutância crítica L_{zcr} se torna muito importante, pois com ela é possível definir o modo de operação do conversor. A mesma pode ser calculada considerando que no ponto crítico as Eq. (2.21) e Eq. (2.22) são válidas, iguala-se estas equações para obter a Eq.(2.23).

$$L_{zcr} = \frac{V_{in}(D - D^2)}{I_o f_s} \quad (2.23)$$

Pela razão apontada anteriormente, deste ponto em diante do trabalho, será apenas considerado o conversor em modo de operação em condução contínua.

2.6 Potência em função da Razão Cíclica

A seguir é feito um estudo acerca da potência de saída do conversor em relação a sua razão cíclica. Este estudo auxilia no pré-dimensionamento do conversor.

A potência de saída do conversor é dada pela Eq. (2.24).

$$P_s = \frac{V_o^2}{R_l} \quad (2.24)$$

Substituindo-se a Eq. (2.8) na Eq.(2.24) e fazendo algumas manipulações algébricas chega-se a Eq.(2.25).

$$\frac{P_s}{\left(\frac{V_{in}^2}{R_l}\right)} = \left(\frac{D-1}{2D-1}\right)^2 \quad (2.25)$$

Tal equação representa a potência parametrizada em função da razão cíclica e encontra-se apresentada no gráfico da Fig. 21.

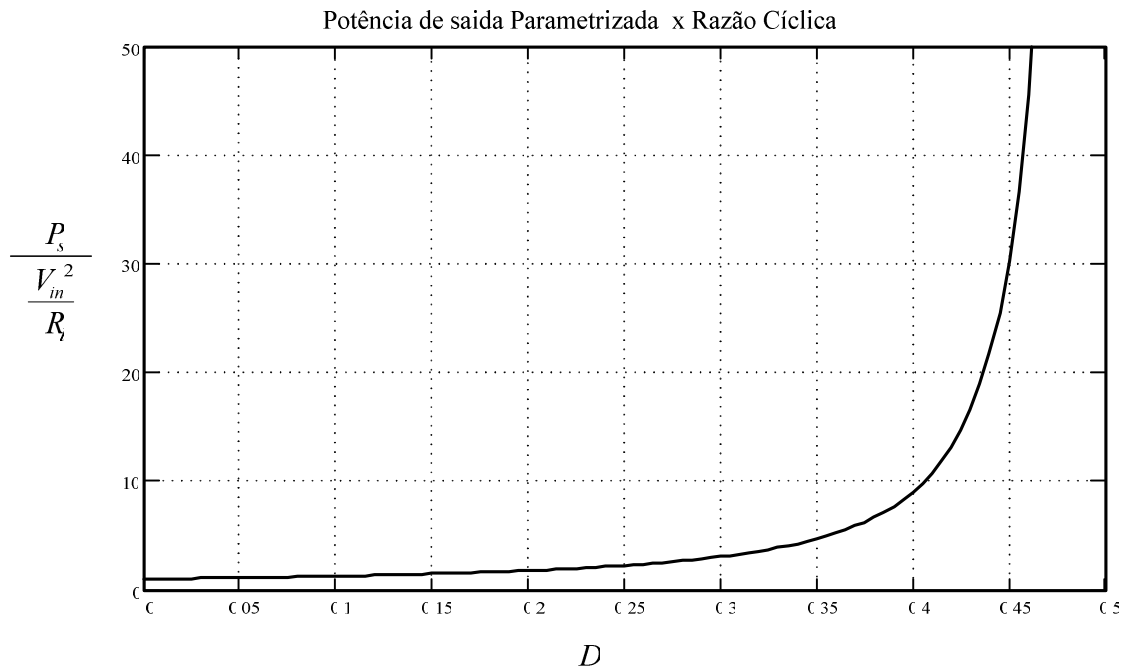


Fig. 21- Potência em função da razão cíclica.

Nota-se que para uma razão cíclica próxima de 0,5, a potência de saída tende a infinito.

2.7 Cálculo da Indutância L_z

A indutância do indutor L_z pode ser calculada a partir da primeira etapa de operação do conversor. Sabe-se que a tensão sobre o indutor durante esta etapa é V_{Cz} e, desta forma, pode-se obter a Eq.(2.26).

$$\Delta i_{Lz} = \frac{V_{Cz} \cdot \Delta t}{L_z} \tag{2.26}$$

Sendo Δi_{L_z} a ondulação de corrente no indutor escolhida para o projeto do conversor e $\Delta t = D.T$, obtém-se a Eq.(2.27).

$$L_z = \frac{V_{C_z} \cdot D}{\Delta i_{L_z} \cdot f_s} \quad (2.27)$$

Substituindo-se a Eq. (2.6) na Eq. (2.27) resulta na Eq. (2.28), que representa o valor da indutância do indutor.

$$L_z = \frac{V_{in} \cdot (D^2 - D)}{\Delta i_{L_z} \cdot f_s \cdot (2D - 1)} \quad (2.28)$$

2.8 Cálculo da Capacitância C_z

A capacitância C_z é calculada através da primeira etapa de operação. A corrente no capacitor durante esta etapa é igual a corrente do indutor, por isso pode ser definida a Eq.(2.29).

$$C_z = \frac{i_{L_z}(t) \cdot \Delta t}{\Delta V_{C_z}} \quad (2.29)$$

A corrente no indutor I_{L_z} considerada constante, pode ser calculada pela Eq. (2.30).

$$I_{L_z} = \frac{P_e}{V_{in}} \quad (2.30)$$

Substituindo-se a Eq. (2.30) na Eq. (2.29) encontra-se a Eq. (2.31), que representa o valor da capacitância C_z .

$$C_z = \frac{P_e \cdot D \cdot T}{V_{in} \cdot \Delta V_{C_z}} \quad (2.31)$$

Nesta equação, ΔV_{C_z} representa a ondulação de tensão no capacitor.

A seguir, calcula-se a corrente eficaz do capacitor, para auxiliar na escolha do capacitor comercial. Esta corrente eficaz pode ser calculada segundo a Eq. (2.32).

$$I_{C_{zef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{C_z}(t)^2 \cdot dt} \quad (2.32)$$

A Eq. (2.33) e a Eq.(2.34) representam, respectivamente, a corrente no indutor L_z e a corrente de saída do conversor.

$$I_{Lz} = \frac{P_e}{V_{in}} \quad (2.33)$$

$$I_o = \frac{D-1}{2D-1} I_{Lz} \quad (2.34)$$

Considerando estas duas últimas equações e que a corrente no capacitor na primeira etapa de operação é igual a I_{Lz} e na segunda etapa igual a $I_{Lz} - I_o$, através da Eq. (2.32), pode-se encontrar a Eq. (2.35).

$$i_{Czef} = \frac{P_e}{V_{in}} \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (2.35)$$

Esta última equação representa a corrente eficaz nos capacitores C_z .

2.9 Cálculo do filtro de saída L_f e C_f

Para se conseguir uma tensão de saída contínua de baixa ondulação, torna-se necessário um filtro passa-baixas. O mesmo, pode ser constituído de um indutor e de um capacitor.

O indutor pode ser dimensionado pela Eq. (2.36) sendo Δi_{L_f} a ondulação de corrente no indutor L_f .

$$L_f = \frac{V_{in}(D^2 - D)}{f \cdot \Delta i_{L_f} (2D - 1)} \quad (2.36)$$

Para dimensionar o capacitor, recorrem-se as Eq. (2.37), Eq. (2.38) e Eq. (2.39), que são utilizadas no cálculo do filtro de saída da fonte chaveada do tipo Forward, conforme [6].

$$C_f = \frac{\Delta i_{L_f}}{2\pi f_c \Delta v_{c_f}} \quad (2.37)$$

$$\Delta v_{c_f} = R_{SE} \Delta i_{L_f} \quad (2.38)$$

$$I_{C_{f_{ef}}} = \frac{\Delta i_{L_f}}{2\sqrt{2}} \quad (2.39)$$

Δv_{c_f} representa a ondulação de tensão do capacitor C_f e R_{SE} a sua resistência série equivalente.

Estes critérios, representados nas três últimas equações, são normalmente utilizados para capacitores eletrolíticos, adotando-se o menor capacitor comercial que as atenda simultaneamente.

2.10 Esforços nos componentes

Neste tópico encontram-se os esforços nos componentes do conversor. Para tanto, utiliza-se a análise clássica de circuitos. Para facilitar a visualização das informações, constrói-se a Tabela 1 com todas as equações dos esforços nos componentes.

2.11 Modelagem estática com perdas

A seguir são apresentados modelos elétricos para o regime permanente do circuito, considerando as principais perdas. Até então, todas as deduções realizadas consideraram circuitos ideais.

Primeiramente, modela-se o circuito alimentado com uma fonte de tensão, mostram-se curvas comparativas para o sistema sem perdas e com perdas. Em seguida apresenta-se o modelo com perdas para o circuito completo, ou seja, alimentado pela CaC.

Tabela 1. Equações dos esforços componentes.

Componente	Tensão Máxima	Corrente Máxima	Corrente média	Corrente eficaz
L_z	$V_{Lz\max} = V_{cz}$	$I_{Lz\max} = \frac{P}{V_{in}}$	$I_{Lzmed} = \frac{P}{V_{in}}$	$I_{Lzef} = \frac{P}{V_{in}}$
L_f	$V_{Lf\max} = V_{Rl}$	$I_{Lf\max} = \frac{P}{V_{Rl}}$	$I_{Lfmed} = \frac{P}{V_{Rl}}$	$I_{Lfef} = \frac{P}{V_{Rl}}$
C_z	$V_{Cz\max} = \frac{(D-1).V_{in}}{2.D-1}$	$I_{Cz\max} = \frac{(i_{Rl} - i_{Lzmed})(D-1)}{D}$	$I_{Czmed} = 0$	$I_{Czef} = \frac{P}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}$
C_f	$V_{Cf\max} = \frac{(D-1).V_{in}}{2.D-1}$	$I_{Cf\max} = \frac{V_{Rl} \cdot T_s \cdot D}{L_f \cdot 2}$	$I_{Cfmed} = 0$	$I_{Cfef} = \frac{\Delta i_{Lf}}{2\sqrt{2}}$
D_1	$V_{D\max} = \frac{V_{in}}{2.D-1}$	$I_{D\max} = \frac{P}{V_{in} \cdot (1-D)}$	$I_{Dmed} = \frac{P}{V_{in}}$	$I_{Def} = i_{D\max} \sqrt{1-D}$
S	$V_{S\max} = \frac{V_{in}}{1-2.D}$	$I_{S\max} = \frac{P}{V_{in} \cdot (1-D)}$	$I_{Smed} = \frac{P.D}{V_{in} \cdot (1-D)}$	$I_{Sef} = i_{S\max} \cdot \sqrt{D}$

2.11.1 Modelagem com perdas com alimentação por fonte de tensão

Na Fig. 22 apresenta-se o circuito com perdas alimentado por fonte de tensão. As perdas consideradas são a queda de tensão de condução do diodo D_1 , a resistência de condução da chave de potência S e as resistências parasitas dos dois indutores L_z e do indutor L_f . Para se chegar a um modelo, o mais fiel possível à realidade, dever-se-ia levar em conta todas as perdas. Entretanto, para facilitar o equacionamento, opta-se apenas pelas perdas mais significativas.

Através de uma modelagem por valores médios instantâneos encontram-se as equações (2.40), (2.41) e (2.42).

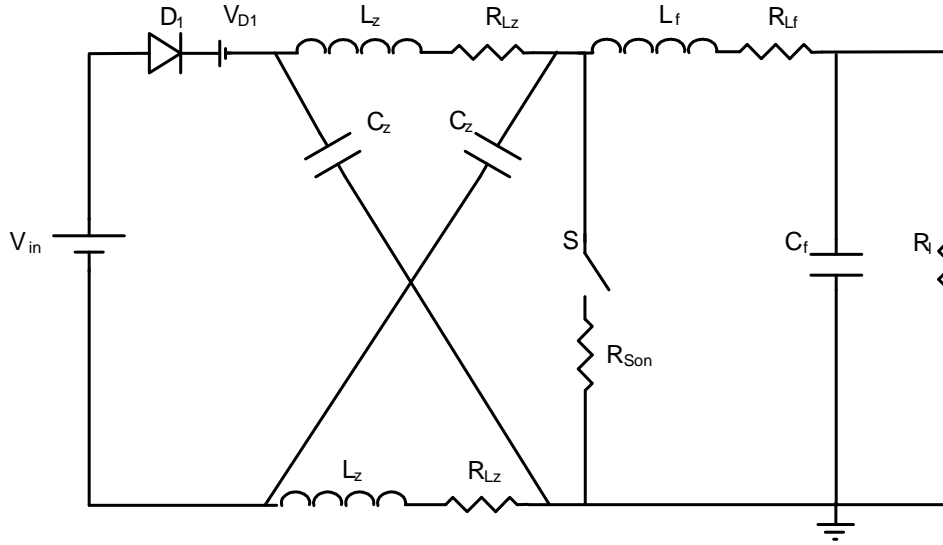


Fig. 22- Circuito com perdas alimentado por fonte de tensão.

$$V_C = \frac{[(D(R_{Lz} + 2R_{Son}) + R_{Lz}(1-D))]I_{Lz} - R_{Son} \cdot D \cdot I_{Lf} + (D-1)V_{in} + (1-D)V_{D1}}{2D-1} \quad (2.40)$$

$$I_{Lf} = \frac{V_C(2-2D) + V_{in}(D-1) + V_{D1}(1-D) + 2R_{Son} \cdot D \cdot I_{Lz}}{D(R_l + R_{Lf} + R_{Son}) + (R_l + R_{Lf})(1-D)} \quad (2.41)$$

$$I_{Lz} = \frac{D-1}{2D-1} I_{Lf} \quad (2.42)$$

Unindo-se estas equações e isolando-se I_{Lf} , encontra-se a Eq.(2.43).

$$I_{Lf} = \frac{(V_{D1} - V_{in})[-2D^2 + 3D - 1]}{R_l(4D^2 - 4D + 1) + R_{Lf}(4D^2 - 4D + 1) + R_{Lz}(2D^2 - 4D + 2) + R_{Son}D} \quad (2.43)$$

O produto de I_{Lf} por R_l resulta na Eq.(2.44) que representa a tensão de saída.

$$V_o = \left(\frac{(V_{D1} - V_{in})[-2D^2 + 3D - 1]}{R_l(4D^2 - 4D + 1) + R_{Lf}(4D^2 - 4D + 1) + R_{Lz}(2D^2 - 4D + 2) + R_{Son}D} \right) \cdot R_l \quad (2.44)$$

Na Fig. 23 é representada uma comparação da tensão de saída para o circuito com perdas e circuito sem perdas.

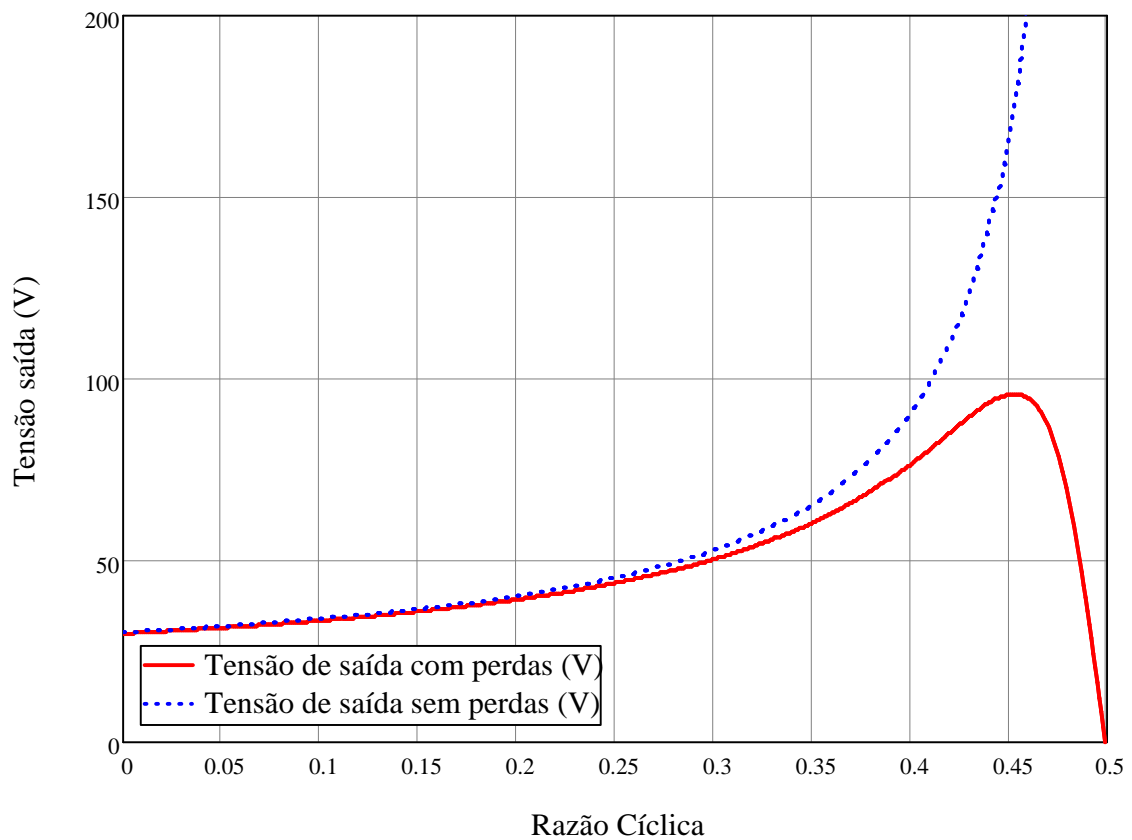


Fig. 23- Tensão de saída para o circuito com perdas e circuito sem perdas, alimentados por fonte de tensão em função da razão cíclica.

Na Fig. 24 a comparação se dá para a potência de saída com um circuito com perdas e sem perdas.

Para encontrar as curvas do circuito sem perdas foram considerados:

$$V_{in} = 30V$$

$$R_l = 2,7\Omega$$

E para as curvas do circuito com perdas foram considerados:

$$V_{in} = 30V$$

$$R_l = 2,7\Omega$$

$$R_{Lz} = 11m\Omega$$

$$R_{Lf} = 12m\Omega$$

$$R_{Son} = 30m\Omega$$

$$V_{D1} = 1V$$

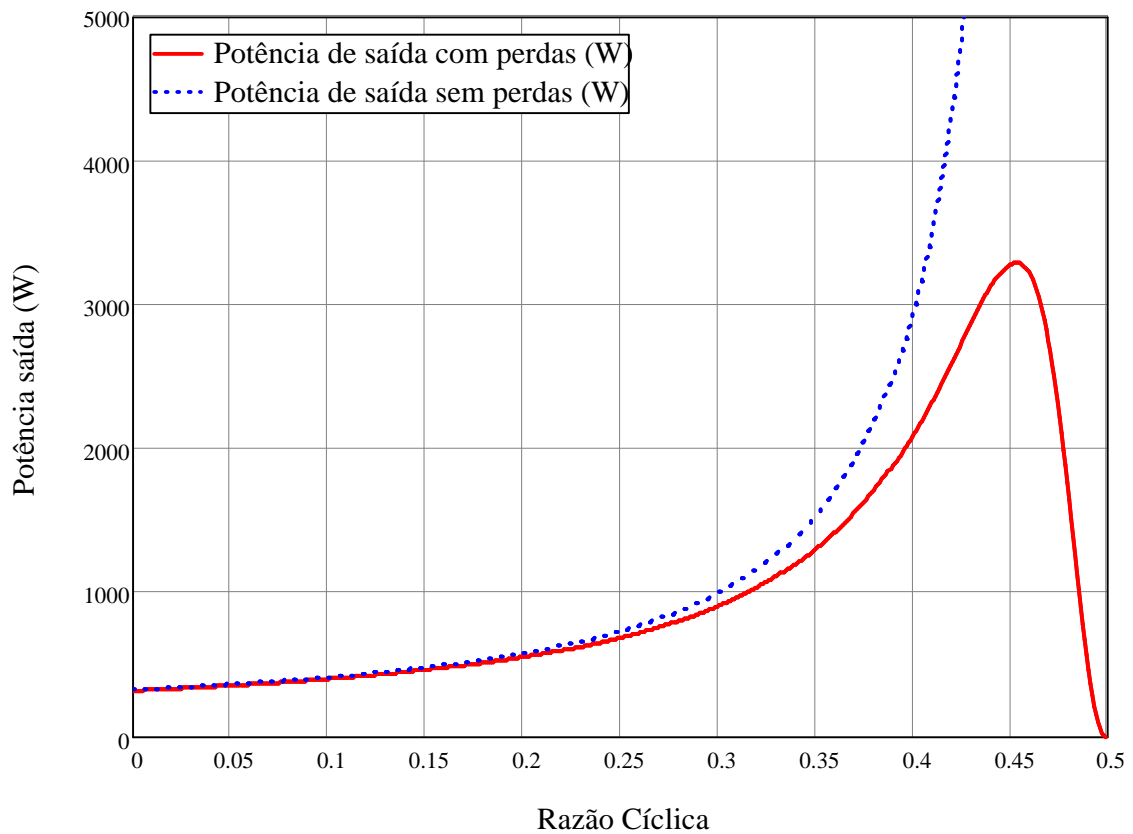


Fig. 24- Potência de saída para o circuito com perdas e circuito sem perdas, alimentados por fonte de tensão em função da razão cíclica.

Nota-se na Fig. 23 que a tensão para a modelagem com perdas possui um limite superior, diferentemente do caso sem perdas. Pode-se observar ainda que, para razões cíclicas baixas, os dois modelos são bem próximos. Comentários semelhantes podem ser feitos para a potência de saída da Fig. 24.

2.11.2 Modelagem com perdas para circuito completo

Na Fig. 25 é apresentado o circuito completo com perdas alimentado pela CaC. Neste caso, além das perdas consideradas no tópico anterior, foram acrescentadas as perdas resistivas no indutor L_{fcel} e a tensão de condução do diodo D_{cel} .

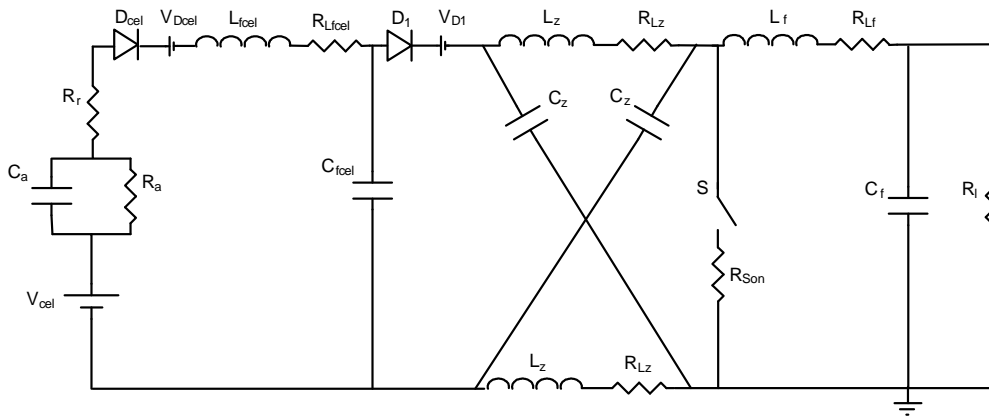


Fig. 25- Circuito com perdas alimentado pela CaC.

Utilizando-se novamente uma modelagem por valores médios instantâneos encontram-se as equações (2.45), (2.46), (2.47) e (2.48).

$$V_C = \frac{[(D(R_{Lz} + 2R_{Son}) + R_{Lz}(1-D))]I_{Lz} - R_{Son} \cdot D \cdot I_{Lf} + (D-1)V_{Cfcel} + (1-D)V_{D1}}{2D-1} \quad (2.45)$$

$$I_{Lf} = \frac{V_C(2-2D) + V_{Cfcel}(D-1) + V_{D1}(1-D) + 2R_{Son} \cdot D \cdot I_{Lz}}{D(R_{eq} + R_{Son}) + R_{eq}(1-D)} \quad (2.46)$$

$$I_{Lz} = \frac{D-1}{2D-1} I_{Lf} \quad (2.47)$$

$$V_{Cfcel} = V_{cel} - R_T I_{Lz} - V_{Dcel} \quad (2.48)$$

Unindo-se estas equações e isolando-se I_{Lf} , pode-se encontrar a corrente de saída, conforme (2.49).

$$I_{Lf} = \frac{(-2D^2 + 3D - 1)(V_{D1} - V_{cel} + V_{Dcel})}{R_T(D^2 - 2D + 1) + R_{Lz}(2D^2 - 4D + 2) + R_{eq}(4D^2 - 4D + 1) + R_{Son}D} \quad (2.49)$$

Nesta equação, R_T e R_{eq} são definidos, respectivamente, pelas Eq. (2.50) e Eq. (2.51).

$$R_T = R_a + R_r + R_{Lfcel} \quad (2.50)$$

$$R_{eq} = R_{Lf} + R_l \quad (2.51)$$

O produto de I_{Lf} por R_l resulta na Eq.(2.52) que representa a tensão de saída.

$$V_o = \left(\frac{(-2D^2 + 3D - 1)(V_{D1} - V_{cel} + V_{Dcel})}{R_T(D^2 - 2D + 1) + R_{Lz}(2D^2 - 4D + 2) + R_{eq}(4D^2 - 4D + 1) + R_{Son}D} \right) \cdot R_l \quad (2.52)$$

Nas Fig. 26 e Fig. 27 são apresentados, respectivamente, a tensão de saída e potência de saída para o circuito com perda. Para encontrar estas curvas foram considerados:

$$V_{cel} = 41V$$

$$R_l = 2,7\Omega$$

$$R_{Lz} = 11m\Omega$$

$$R_{Lf} = 12m\Omega$$

$$R_{Son} = 30m\Omega$$

$$V_{D1} = 1V$$

$$R_{Lfcel} = 6m\Omega$$

$$R_a = 233m\Omega$$

$$R_r = 133m\Omega$$

$$V_{Dcel} = 1,08V$$

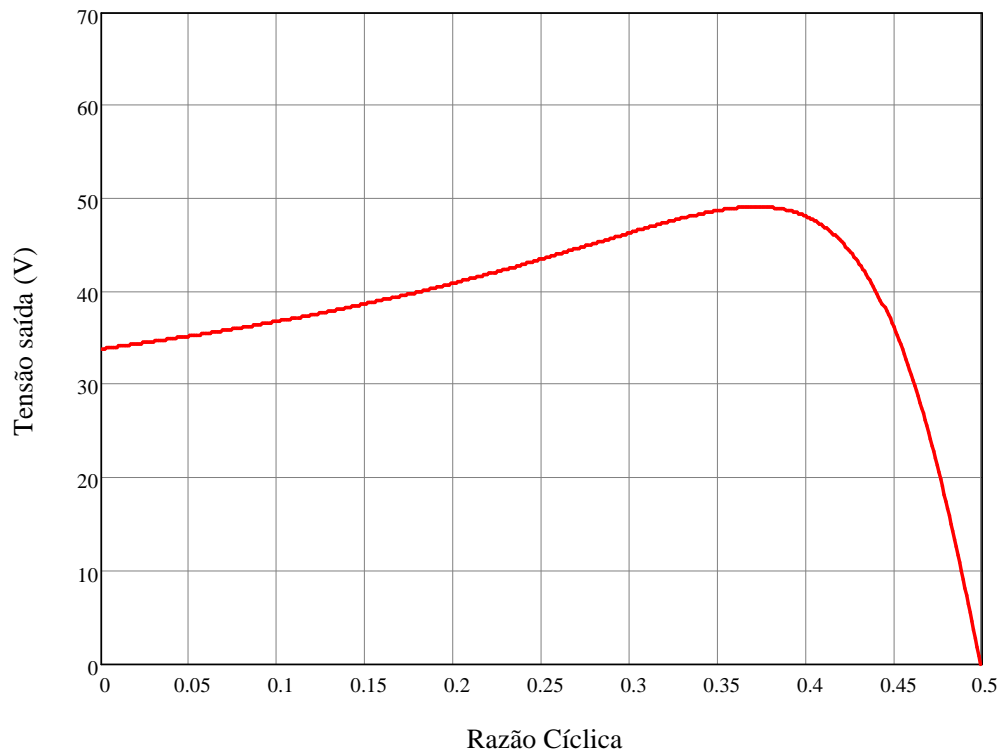


Fig. 26- Tensão de saída para o circuito com perdas, alimentados pela CaC em função da razão cíclica.

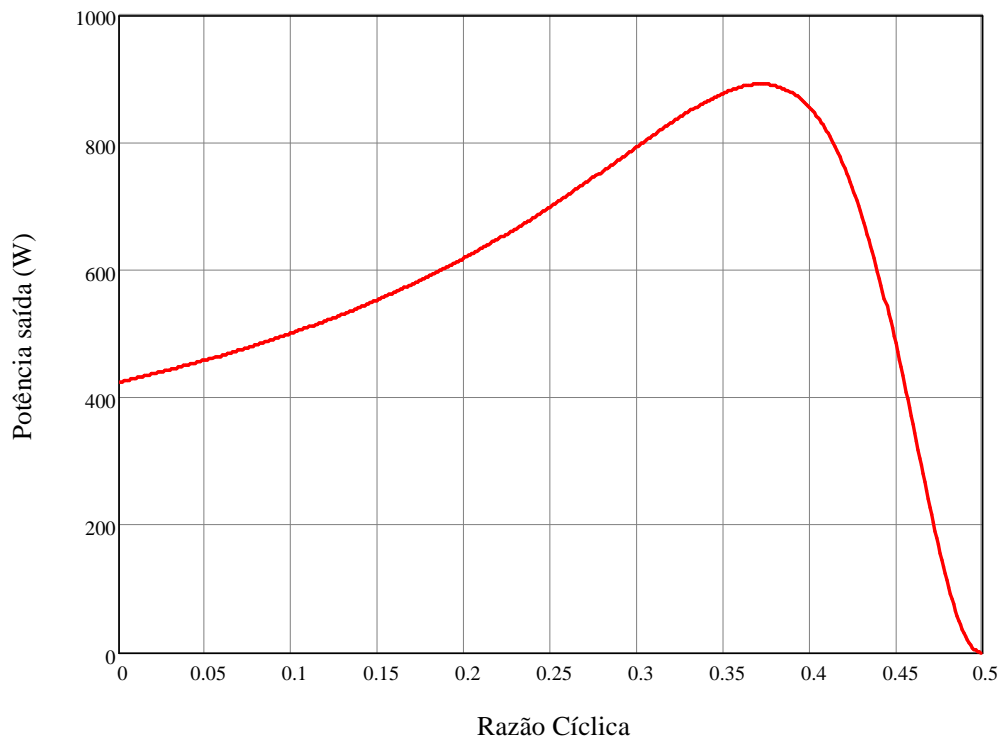


Fig. 27- Potência de saída para o circuito com perdas, alimentados pela CaC em função da razão cíclica.

2.12 Conclusão

Atualmente a topologia Z-Source é proposta como uma alternativa de inversor. Constata-se que, com a utilização da mesma associação de impedância, é também possível obter um conversor Z-Source CC-CC que pode ser uma topologia auxiliar no tratamento da energia.

De forma a dimensionar e compreender esse conversor, foram desenvolvidos modelos matemáticos. Neste capítulo, observou-se a existência de dois modos de operação: condução contínua e descontínua. Foram apresentados os equacionamentos, as características externas, o dimensionamento dos elementos passivos e os esforços nos componentes. Um estudo de potência em função da razão cíclica foi realizado de forma a auxiliar no projeto do conversor, juntamente com o estudo do conversor, considerando-se suas perdas, para se obter uma representação mais fiel da realidade.

Para realizar o controle da estrutura do conversor, tornam-se necessárias uma modelagem dinâmica da estrutura e uma proposta de controle. Estes elementos são tratados no Capítulo 3.

Capítulo 3 - Modelagem Dinâmica

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um modelo dinâmico para o conversor aqui estudado. Em seguida é proposta uma estrutura de controle linear em malha fechada para se obter uma tensão estabilizada na saída.

3.2 Modelagem por valores médios instantâneos

Para a modelagem dinâmica do conversor considera-se, inicialmente, o capacitor C_f e o resistor R_l como uma impedância Z_l para facilitar o equacionamento. A primeira etapa de operação pode ser visualizada na Fig. 28.

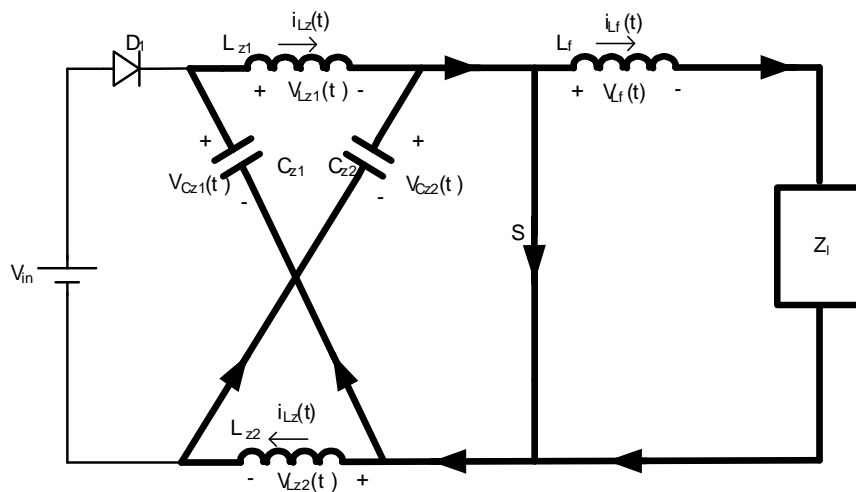


Fig. 28- Primeira etapa de operação.

A partir desta figura, obtêm-se as equações (3.1), (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5).

$$L_{z1} \cdot \frac{di_{Lz1}(t)}{dt} = v_{Cz1}(t) \quad (3.1)$$

$$L_{Lz2} \cdot \frac{di_{Lz2}(t)}{dt} = v_{Cz2}(t) \quad (3.2)$$

$$C_{z1} \cdot \frac{dv_{Cz1}(t)}{dt} = -i_{Lz1}(t) \quad (3.3)$$

$$C_{z2} \cdot \frac{dv_{Cz2}(t)}{dt} = -i_{Lz2}(t) \quad (3.4)$$

$$L_{Lf} \cdot \frac{di_{Lf}(t)}{dt} = -i_{Lf}(t) \quad (3.5)$$

As equações (3.1) e (3.2) podem ser reescritas apenas como Eq.(3.6).

$$L_z \cdot \frac{di_{Lz}(t)}{dt} = v_{Cz}(t) \quad (3.6)$$

As equações (3.3) e (3.4) podem ser reescritas apenas como Eq.(3.7).

$$C_z \cdot \frac{dv_{Cz}(t)}{dt} = -i_{Lz}(t) \quad (3.7)$$

Em [7] conclui-se que $v_{Cz1}(t)$ e $v_{Cz2}(t)$ representam um mesmo estado $v_{Cz}(t)$, juntamente com $i_{Lz1}(t)$ e $i_{Lz2}(t)$, que também representam apenas um estado $i_{Lz}(t)$.

A mesma conclusão pode ser confirmada através de simulação, as tensões $v_{Cz1}(t)$ e $v_{Cz2}(t)$ possuem valores instantâneos idênticos, podendo-se dizer o mesmo para os valores das correntes $i_{Lz1}(t)$ e $i_{Lz2}(t)$.

Portanto as equações (3.1), (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5), que representam a primeira etapa de operação, são então reduzidas às equações (3.5), (3.6) e (3.7).

As equações (3.5), (3.6) e (3.7) podem ser escritas em espaço de estados, segundo a Eq. (3.8), conforme descrito em [8].

$$k \cdot \dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u \quad (3.8)$$

A operação descrita pela Eq.(3.8) resulta no modelo matricial da Eq.(3.9).

$$\begin{bmatrix} L_z & 0 & 0 \\ 0 & C_z & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_z} \\ \dot{v}_{C_z} \\ \dot{i}_{L_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_l \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_z} \\ v_{C_z} \\ i_{L_f} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A segunda etapa da operação é representada pela Fig. 29.

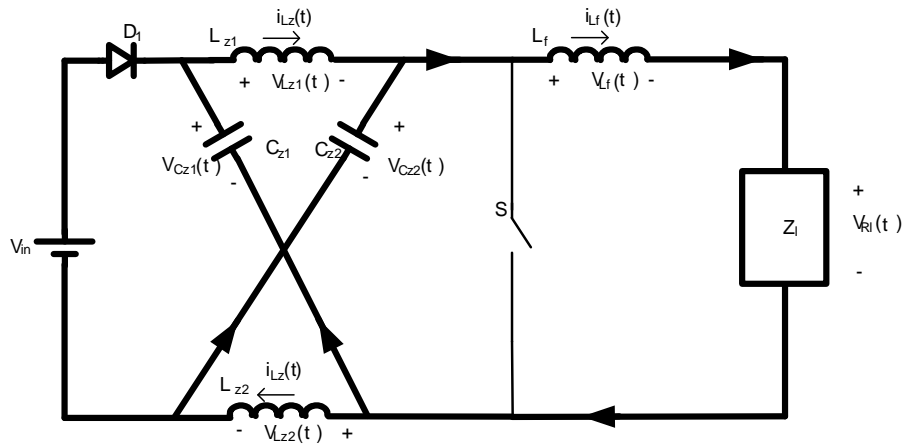


Fig. 29- Segunda etapa de operação.

Da figura anterior obtêm-se as equações (3.10), (3.11) e (3.12).

$$L_z \cdot \frac{di_{L_z}(t)}{dt} = V_{in} - v_{C_z}(t) \quad (3.10)$$

$$C_z \frac{dv_{C_z}(t)}{dt} = i_{L_z}(t) - i_{L_f}(t) \quad (3.11)$$

$$L_f \cdot \frac{di_{L_f}(t)}{dt} = 2 \cdot v_{C_z}(t) - i_{L_f}(t) \cdot Z_l - V_{in} \quad (3.12)$$

Obtêm-se três equações ao invés de cinco, utilizando-se o mesmo argumento discutido na primeira etapa de operação.

Estas equações podem ser escritas em espaço de estados, conforme (3.13).

$$k \cdot \dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u \quad (3.13)$$

A operação descrita pela Eq. (3.13) resulta no modelo matricial na Eq.(3.14).

$$\begin{bmatrix} L_z & 0 & 0 \\ 0 & C_z & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{Lz} \\ \dot{v}_{Cz} \\ \dot{i}_{Lf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 2 & -Z_l \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lz} \\ v_{Cz} \\ i_{Lf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot V_{in} \quad (3.14)$$

Sendo A_1, A_2, B_1 e B_2 das equações anteriores e A e B das equações (3.15) e (3.16).

$$A = D.A_1 + D'.A_2 \quad (3.15)$$

$$B = D.B_1 + D'.B_2 \quad (3.16)$$

Com estas considerações, obtêm-se as equações (3.17) e (3.18).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & D-D' & 0 \\ D'-D & 0 & -D' \\ 0 & 2.D' & -R_l \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$B = \begin{bmatrix} D' \\ 0 \\ -D' \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Seja a equação de espaço de estados para pequenos sinais [8], apresentada em (3.19).

$$k.\tilde{x} = A.\tilde{x} + B.\tilde{u} + [(A_1 - A_2).x + (B_1 - B_2).u].\tilde{d} \quad (3.19)$$

Sendo que o símbolo “ \sim ” representa uma pequena variação da variável em questão no ponto de equilíbrio do sistema.

Utilizando-se a equação de espaço de estados para pequenos sinais apresentada em (3.19), obtém-se (3.20).

$$\begin{bmatrix} L_z & 0 & 0 \\ 0 & C_z & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lz} \\ \tilde{v}_{Cz} \\ \tilde{i}_{Lf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & D-D' & 0 \\ D'-D & 0 & -D' \\ 0 & 2.D' & -Z_l \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lz} \\ \tilde{v}_{Cz} \\ \tilde{i}_{Lf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D' \\ 0 \\ -D' \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_{in} + \begin{bmatrix} 2.V_{cz} - V_{in} \\ -2.I_{Lz} + I_f \\ -2V_{cz} + V_{in} \end{bmatrix} \cdot \tilde{d} \quad (3.20)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.20), encontram-se as equações (3.21), (3.22) e (3.23) no domínio s .

$$s.L_z.\tilde{i}_{Lz}(s) = (D-D').\tilde{v}_{cz}(s) + D'.\tilde{v}_{in}(s) + (2.V_{cz} - V_{in}).\tilde{d}(s) \quad (3.21)$$

$$s.C_z.\tilde{v}_{cz}(s) = (D' - D).\tilde{i}_{Lz}(s) - D'.\tilde{i}_{Lf}(s) + (-2.I_{Lz} + I_f).\tilde{d}(s) \quad (3.22)$$

$$s.L_f.\tilde{i}_f(s) = 2.D'.\tilde{v}_{cz}(s) - Z_l.\tilde{i}_{Lf}(s) - D'.\tilde{v}_{in}(s) + (-2.V_{cz} + V_{in}).\tilde{d}(s) \quad (3.23)$$

Considerando $\tilde{v}_{in}(s) = 0$, $\tilde{v}_{cz}(s) = 0$ e $\tilde{i}_{Lz}(s) = 0$ e manipulando-se estas três últimas equações, encontram-se a função de transferência entre a corrente de saída e a razão cíclica (3.24) e a função de transferência entre a tensão de saída e a razão cíclica (3.25).

$$\frac{\tilde{i}_f(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{s^2.L_z.C_z.(-2.V_{cz} + V_{in}) + s.2.L_z.D'.(-2.I_{Lz} + I_f) + V_{in}}{s^3.L_f.L_z.C_z + s^2.Z_l.L_z.C_z + s.(2.D'^2.L_z + L_f.(D - D')^2) + Z_l.(D - D')^2} \quad (3.24)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{s^2.L_z.C_z.Z_l(-2.V_{cz} + V_{in}) + s.2.L_z.Z_l.D'.(-2.I_{Lz} + I_f) + Z_l.V_{in}}{s^3.L_f.L_z.C_z + s^2.Z_l.L_z.C_z + s.(2.D'^2.L_z + L_f.(D - D')^2) + Z_l.(D - D')^2} \quad (3.25)$$

Conforme dito anteriormente, a impedância Z_l representa o paralelo entre R_l e C_f , a qual, no domínio de Laplace, pode ser escrita como (3.26).

$$Z_l = \frac{R_l}{C_f.R_l.s + 1} \quad (3.26)$$

Substituindo-se (3.26) em (3.25) obtém-se a Eq. (3.27), que representa a função de transferência entre a razão cíclica e a tensão de saída.

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{R_l \cdot \left[(-2L_z C_z V_{cz} + L_z C_z V_{in}) s^2 + (4L_z D I_{Lz} - 2L_z D I_f + 2L_z I_f - 4L_z I_{Lz}) s + V_{in} \right]}{\left[(L_f L_z C_z C_f R_l) s^4 + (L_f L_z C_z) s^3 + \left(\begin{array}{l} 2L_z D^2 C_f R_l - 4L_z D C_f R_l - 4L_f D C_f R_l \\ + L_f C_f R_l + 4L_f D^2 C_f R_l + L_z C_z R_l + 2L_z C_f R_l \end{array} \right) s^2 \right.} \quad (3.27)$$

$$\left. + (L_f + 2L_z D^2 + 2L_z - 4L_z D - 4L_f D + 4L_s D^2) s + R_l + 4R_l D^2 - 4R_l D \right]$$

Na Fig. 30, apresenta-se o diagrama de Bode e o lugar das raízes da Eq. (3.27), para o ponto de operação utilizado no cálculo do compensador, assunto do Capítulo 4.

Para comprovar a modelagem da planta é utilizado um simulador de circuitos elétricos. Aplicando-se uma perturbação senoidal na razão cíclica, obtém-se uma perturbação senoidal na tensão de saída do conversor. Tomaram-se notas dos módulos e fases das senóides, tanto as aplicadas quanto aquelas obtidas na saída, para uma série de frequências. Com estes dados, pode-se montar o diagrama de Bode exposto na Fig. 31, o qual se assemelha com o diagrama de Bode da modelagem, representado pela Fig. 30.

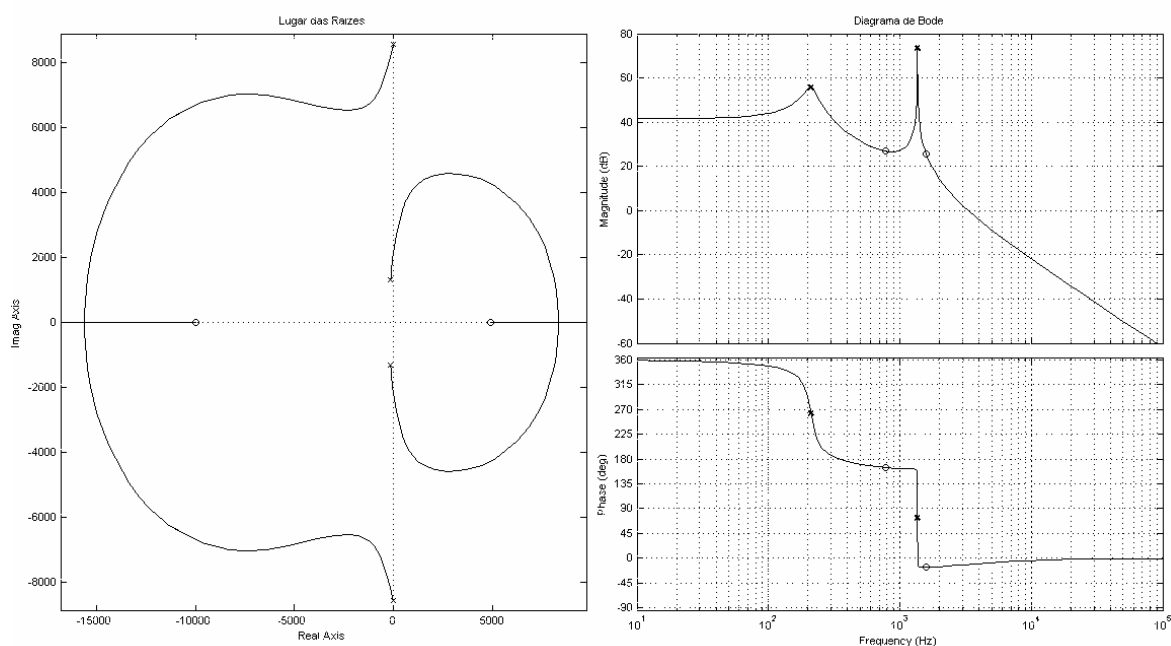


Fig. 30- Diagrama de Bode e Lugar das Raízes da Planta.

Pode-se perceber que a função transferência possui dois zeros e três pólos. Um dos zeros se situa no semi-plano direito, caracterizando-se assim como um sistema de fase não mínima, este fato é também observado no inversor Z-Source em [18].

É também possível notar que, para altas frequências, a fase situa-se em 360°, apesar de possuir três pólos e dois zeros. Isso se deve ao zero no semi-plano direito, que se comporta como um pólo do ponto de vista da fase.

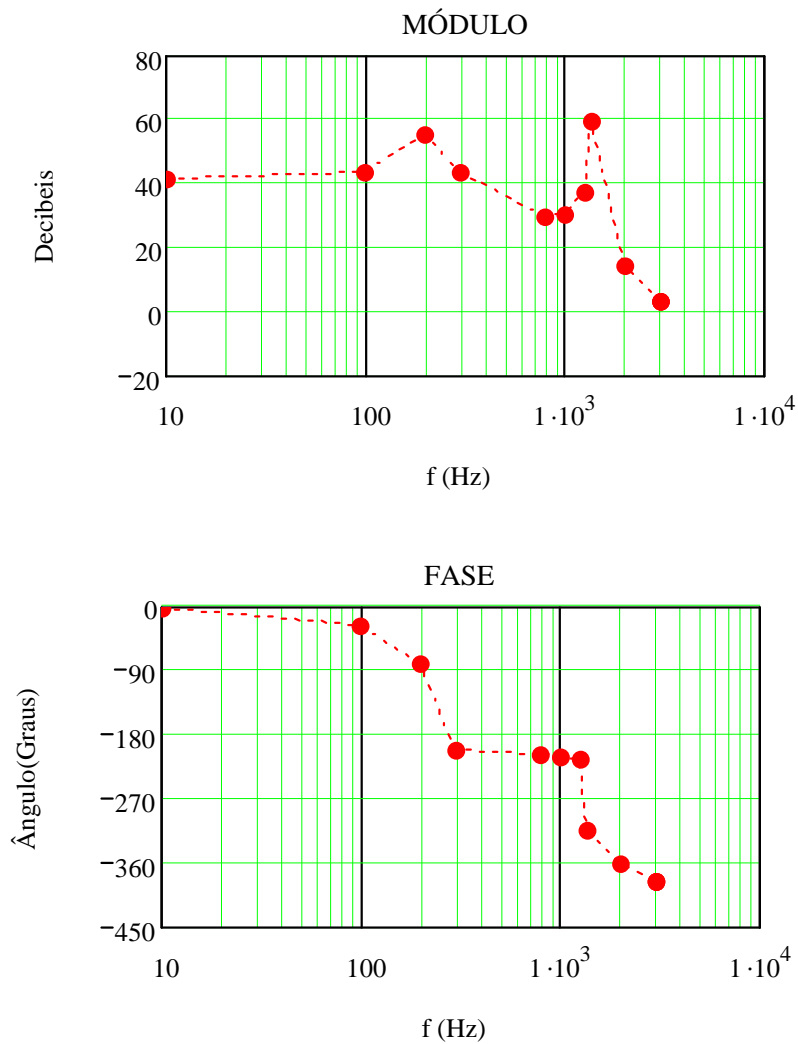


Fig. 31- Diagrama de Bode da planta extraídos do simulador.

3.3 Circuito de controle

Sabe-se que conversores chaveados são não lineares. Para se realizar o controle, primeiramente é realizada uma linearização do conversor em um ponto de operação e em seguida são aplicadas técnicas de controle clássico, conforme [9]. A estrutura escolhida para o controle da planta é do tipo PID (Proporcional, Integral, Derivativo).

A estrutura do controle encontra-se exposta em diagrama de blocos na Fig. 32. Em seguida, faz-se uma breve explicação de cada bloco.

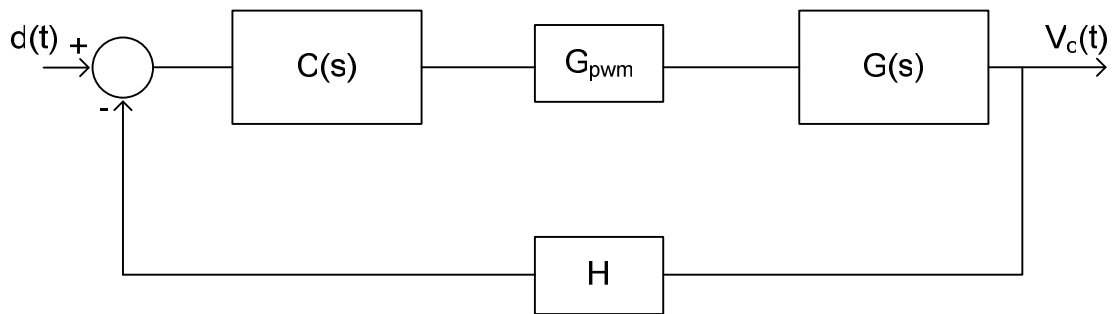


Fig. 32 - Técnica de controle.

- **Ganho do sensor de tensão H**

O sensor de tensão H é responsável pela adequação do nível de tensão de saída do conversor com o sinal de referência. Para este caso é utilizado um simples divisor resistivo, apresentado na Fig. 33.

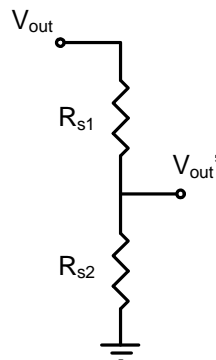


Fig. 33 - Sensor de tensão.

O ganho do sensor é dado pela Eq. (3.28) .

$$H = \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \tag{3.28}$$

- **Ganho do gerador de PWM**

O ganho do gerador PWM pode ser calculado pela Eq. (3.29).

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{serra}} \tag{3.29}$$

Nesta equação, V_{serra} representa o valor de pico da forma de onda do tipo dente de serra do gerador de PWM.

- **Cálculo do Compensador**

Optou-se por um compensador de segunda ordem do tipo PID. Primeiramente para se obter erro nulo em regime permanente e, em seguida, para possibilitar uma flexibilidade na alocação de pólos e zeros. A Fig. 34 apresenta o controlador elaborado com amplificador operacional.

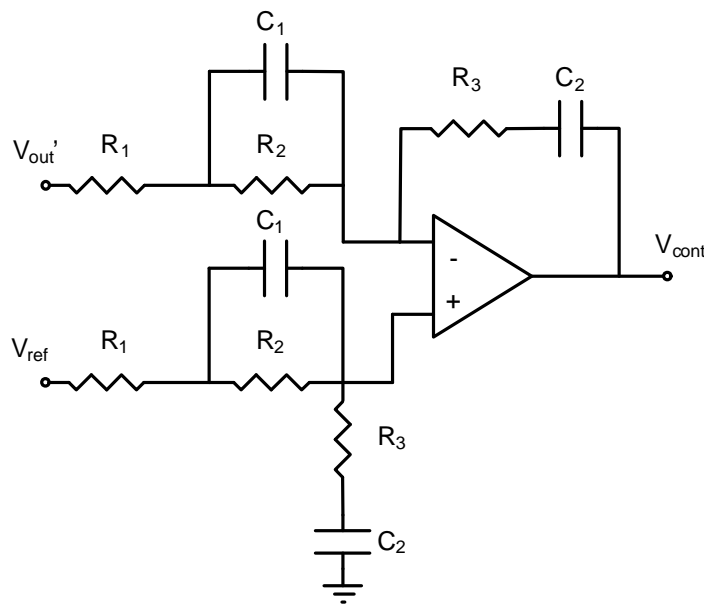


Fig. 34 - Compensador PID.

Neste compensador pode-se definir o ganho estático e alocar dois zeros e um pólo, de acordo com as resistências e capacitâncias adotadas. O modelo do compensador $C(s)$ no domínio de Laplace é representado pela Eq.(3.30).

$$C(s) = \frac{R_3}{R_1} \frac{\left(s + \frac{1}{R_3 \cdot C_2}\right) \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_1}\right)}{s \left(s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1}\right)} \quad (3.30)$$

3.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas uma modelagem dinâmica para o conversor estudado e uma proposta de controle para a estabilização da tensão de saída. Ressalta-se que a modelagem dinâmica é também válida para o inversor Z-Source.

Optou-se pela utilização de um compensador do tipo PID: primeiro para se obter erro nulo em regime permanente e, em seguida, para possibilitar uma flexibilidade na alocação de pólos e zeros.

No Capítulo subsequente são propostos o projeto e a implementação prática do conversor, visando à validação dos estudos teóricos desenvolvidos.

Capítulo 4 - Projeto e Experimentação

4.1 Introdução

Neste capítulo aborda-se o projeto do conversor juntamente com o projeto do controlador. O circuito completo desenvolvido encontra-se apresentado na Fig. 35.

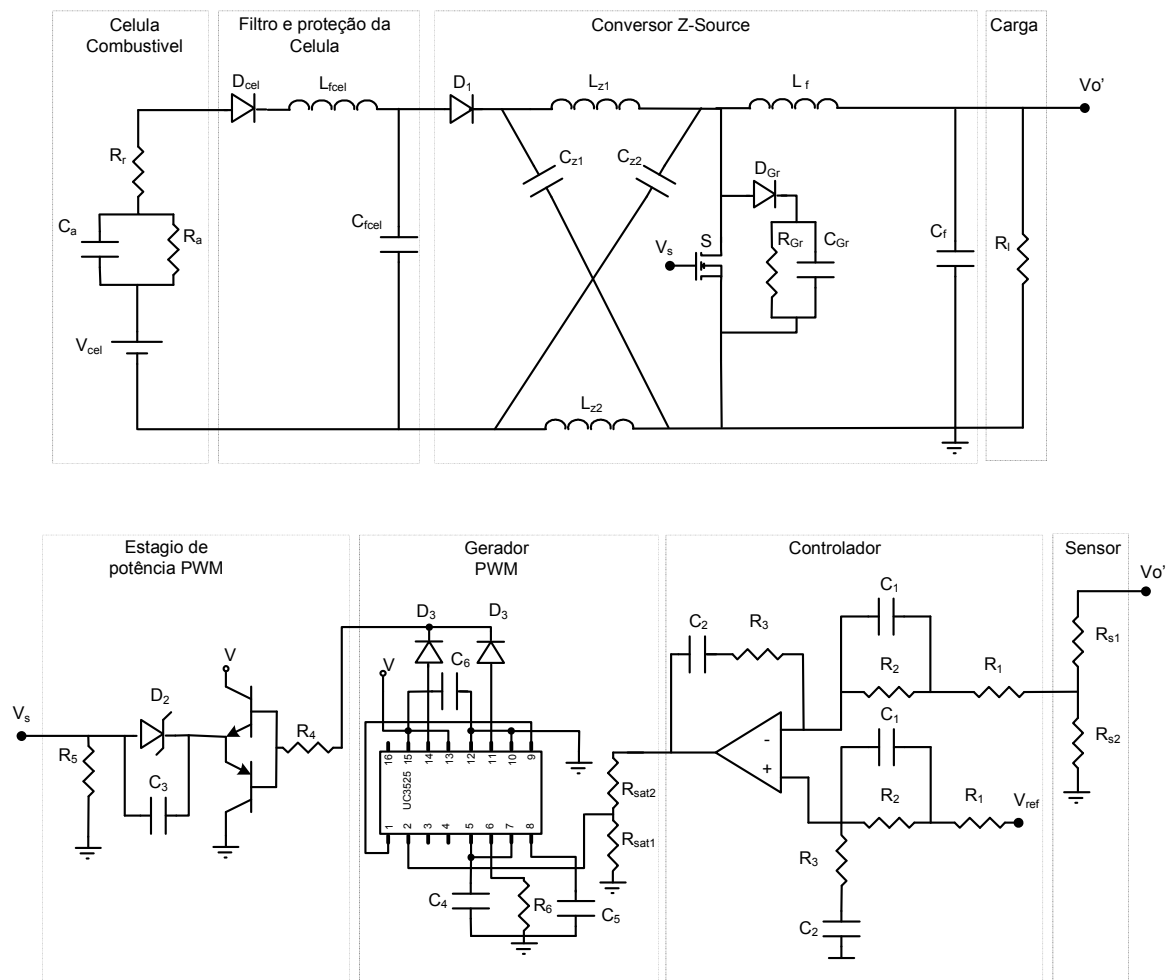


Fig. 35- Circuito implementado.

Primeiramente foram dimensionados os elementos do conversor em regime permanente, e em seguida, fez-se o projeto do controlador e circuitos auxiliares. Foram

feitas simulações para comprovar os estudos. Durante o desenvolvimento foram escolhidos componentes comerciais para a construção do protótipo.

A simulação e a experimentação foram divididas em duas partes. Na primeira parte foi utilizada uma fonte de tensão como alimentação e na segunda parte a CaC.

Os requisitos do projeto são:

- Potência de saída: 750W
- Tensão de saída: 45V
- Frequência de chaveamento: 40kHz
- Erro nulo ao seguimento de referência

4.2 Dimensionamento dos elementos do Conversor

Os elementos do conversor foram dimensionados recorrendo-se às equações deduzidas no Capítulo 2.

Para calcular os elementos do conversor, consideram-se a CaC e o filtro da célula como uma fonte ideal de 30V . As equações utilizadas são ideais, por isto, estima-se um rendimento de cerca de 90% , obtendo-se uma potência de 850W para os cálculos dos elementos.

Manipulou-se a Eq.(2.8) para encontrar a razão cíclica de operação do conversor resultando na Eq. (4.1).

$$D = \frac{V_o - V_{in}}{2V_o - V_{in}} \quad (4.1)$$

Sabendo-se que $V_o = 45V$ e $V_{in} = 30V$, obtém-se $D = 0,25$.

Considerando a ondulação de corrente no indutor L_z de 10%, logo $\Delta i_{L_z} = 0,1I_{L_z}$. Da Eq.(2.28), obtém-se o valor da indutância dado por (4.2).

$$L_z = 100\mu H \quad (4.2)$$

A indutância do indutor adotado é de $115\mu H$. Nota-se que este valor é superior à indutância crítica apresentada em (4.3), o que leva o conversor a operar em condução contínua.

$$L_{zcr} = 7,5\mu H \quad (4.3)$$

O projeto físico dos indutores é realizado de acordo com [16] e [17].

Para uma ondulação de tensão de 5%, ou seja, $\Delta v_C = 0,05V_C$, na Eq.(2.31) encontra-se o valor da capacitância dado por (4.4).

$$C_z = 79\mu F \quad (4.4)$$

A corrente eficaz no capacitor C_z pode ser encontrada por meio da Eq.(2.35), que resulta em (4.5).

$$i_{Czef} = 16,4A \quad (4.5)$$

Assim, para atender aos requisitos de (4.4) e (4.5), optou-se por quatro capacitores B32524Q1226 da EPCOS em paralelo, totalizando $88\mu F$.

Para a indutância do indutor do filtro de saída utilizou-se a Eq.(2.36). Considerando uma ondulação de corrente de 5%, ou seja, $\Delta i_{Lf} = 0,05I_{Lf}$, obteve-se a Eq. (4.6).

$$L_f = 298\mu H \quad (4.6)$$

A indutância do indutor adotado no protótipo vale $283\mu F$.

Para o capacitor C_f utilizou-se as equações (2.37), (2.38) e (2.39), sendo a variação de tensão de saída adotada como 1%, ou seja, $\Delta v_{cf} = 0,01V_{cf}$. Destas, resultam (4.7), (4.8) e (4.9).

$$C_f = 8,4\mu F \quad (4.7)$$

$$R_{SE} = 0,47\Omega \quad (4.8)$$

$$I_{Cfef} = 0,3A \quad (4.9)$$

De maneira a atender às especificações, optou-se pelo capacitor B41505A9687 da EPCOS. Este componente apresenta uma capacitância de $680\mu F$ e uma resistência série de $156m\Omega$.

Nota-se que o filtro de saída tornou-se super-dimensionado, segundo [6]. Entretanto, optou-se pela adoção dos valores deste filtro, pois desta maneira, sua frequência de corte, $f_{fc} = 360Hz$, fica abaixo da frequência de ressonância da impedância Z-Source, $f_{zc} = 1580Hz$.

Utilizando-se as equações expostas na Tabela 1, para encontrar os esforços nos componentes, gerou-se a Tabela 2.

Tabela 2. Esforços nos componentes.

Componente	Tensão Máxima	Corrente Máxima	Corrente média	Corrente eficaz
L_z	$v_{Lz\max} = 45V$	$i_{Lz\max} = 28,3A$	$i_{Lzmed} = 28,3A$	$i_{Lzef} = 28,3A$
L_f	$v_{Lf\max} = 45V$	$i_{Lf\max} = 18,9A$	$i_{Lfmed} = 18,9A$	$i_{Lfef} = 18,9A$
C_z	$v_{Cz\max} = 45V$	$i_{Cz\max} = 28,3A$	$i_{Czmed} = 0A$	$i_{Czef} = 16,4A$
C_f	$v_{Cf\max} = 45V$	$i_{Cf\max} = 0,5A$	$i_{Cfmed} = 0A$	$i_{Cfef} = 0,3A$
D_1	$v_{D\max} = 60V$	$i_{D\max} = 37,8A$	$i_{Dmed} = 28,3A$	$i_{Def} = 32,7A$
S	$v_{S\max} = 60V$	$i_{S\max} = 37,8A$	$i_{Smed} = 9,4A$	$i_{Sef} = 18,9A$

Fazendo-se uso desta tabela, escolheu-se o diodo de potência D_1 e o interruptor de potência S . Os componentes escolhidos foram 60EPU02 e o MOSFET IRFP4332PbF, ambos fabricados pela International Rectifier.

De maneira a minimizar as perdas de condução no transistor foram utilizados dois IRFP4332PbF em paralelo. Para limitar o sobre-tensão sobre os mesmos, adotou-se um circuito grampeador, que foi calculado de maneira a se limitar a tensão sobre os transistores a um valor aproximado de 100V, seu equacionamento seguiu [14].

4.3 Cálculo do filtro e proteção da Célula

Neste tópico são dimensionados o filtro e proteção da CaC. A necessidade de se filtrar a corrente da CaC provém de uma limitação da mesma quanto à sua ondulação de corrente e à necessidade de proteção contra corrente reversa.

Adotou-se um filtro LC passa baixas de segunda ordem. O mesmo foi calculado seguindo [5]. Apresenta-se a seguir a resposta em frequência do filtro, segundo a Eq.(4.10).

$$\frac{V_o}{V_{in}}(s) = \frac{R}{s^2 L_{f_{cel}} C_{f_{cel}} R w^2 + s L_{f_{cel}} + R} \quad (4.10)$$

A frequência natural e o fator de amortecimento são apresentados a seguir, respectivamente, na Eq.(4.11) e na Eq.(4.12).

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_{cel} C_{cel}}} \quad (4.11)$$

$$\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L_{cel}}{C_{cel}}} \quad (4.12)$$

A frequência natural do filtro foi escolhida de maneira a se ter a corrente drenada da CaC contínua com o mínimo de ondulação possível. Sendo a frequência de ressonância da impedância Z-Source igual a $f_z = 1,58kHz$, adotou-se a frequência do filtro de entrada como sendo $f_{cel} = 260Hz$, com objetivo de distanciar os valores das duas frequências, prevenindo possíveis ressonâncias entre elas.

Com a frequência de ressonância do filtro definida, $f_{cel} = 260Hz$, escolheu-se um indutor $L_{cel} = 19\mu H$. A partir da Eq. (4.11) obteve-se uma capacitância de $C_{cel} = 19,8mF$. Para esta capacitância foram escolhidos seis capacitores em paralelo do tipo B41505A9338 da EPCOS. O diagrama de Bode do filtro encontra-se representado na Fig. 36.

O diodo de proteção D_{cel} escolhido foi o APT60D40B, da Advanced Power Technology. O mesmo opera em condução contínua, portanto sua restrição se limita a suportar a máxima corrente drenada da fonte de alimentação.

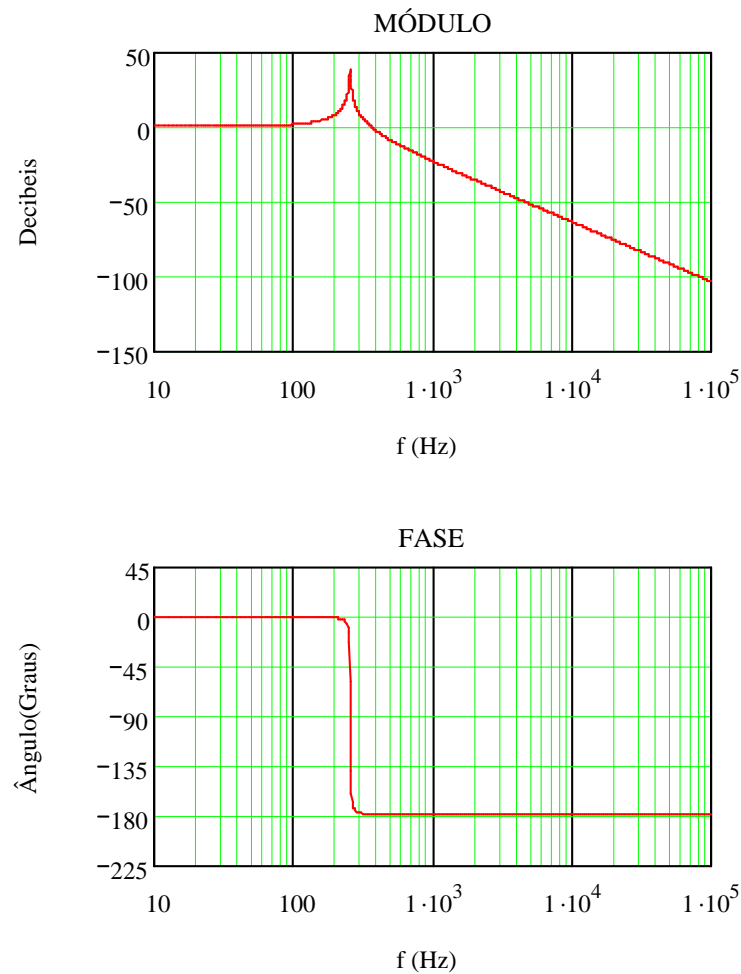


Fig. 36- Diagrama de Bode do Filtro da CaC.

4.4 Projeto de Controle do Conversor

Para projetar o compensador simplificou-se a planta a ser controlada. Primeiramente considerou-se a CaC como uma fonte de tensão ideal. Consideraram-se também todos os elementos como sendo ideais.

Um ponto de operação da planta foi escolhido para ser linearizado. Esse ponto de escolha foi para uma baixa potência por representar o pior caso a ser controlado. A Fig. 37 apresenta o diagrama de Bode e o lugar das raízes para o ponto de operação escolhido.

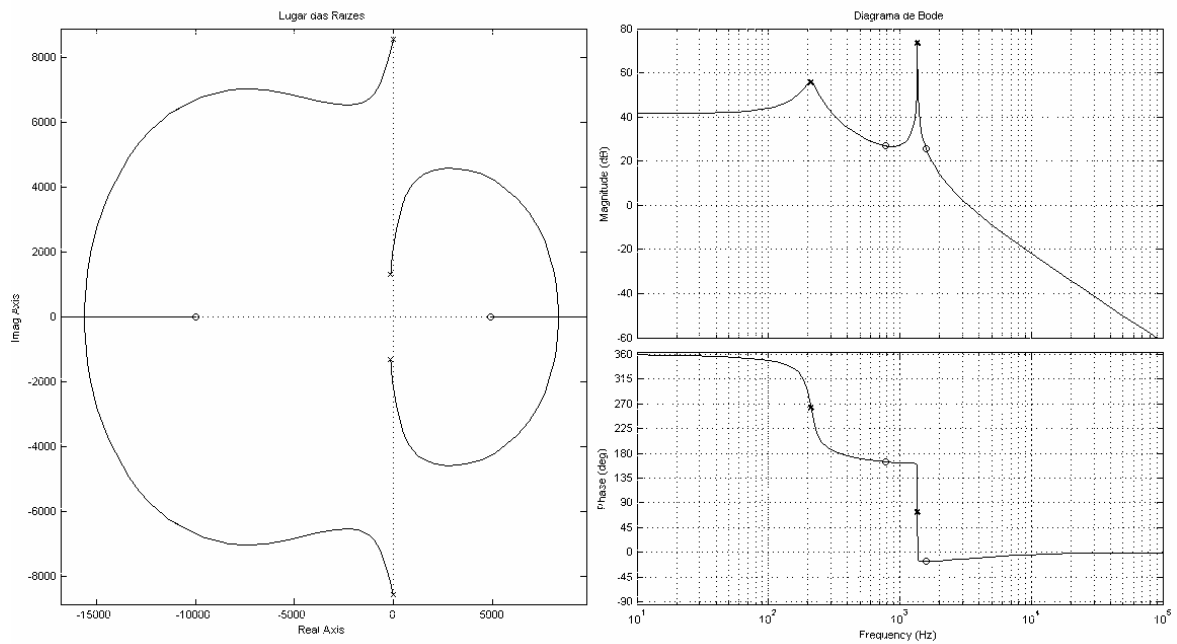


Fig. 37- Diagrama de Bode e Lugar das Raízes da Planta.

O projeto foi elaborado utilizando análises por lugar das raízes. O primeiro pólo ficou alocado na frequência de $f_{p1} = 0Hz$, representando o pólo integrador. O segundo ficou em $f_{p2} = 2000Hz$ para filtrar a alta frequência. Os dois zeros foram alocados na frequência de $f_{z1} = 907Hz$ de maneira a atenuar a ressonância da impedância Z-Source, $f_z = 1580Hz$. Optou-se pelo ganho do controlador correspondente a $G = 0.054$ para estabilizar o sistema.

A Fig. 38 e a Fig. 39 apresentam o sistema já controlado. A Fig. 39 apresenta uma imagem ampliada nos pólos dominantes do sistema. Percebe-se, pela posição dos pólos dominantes, que o sistema tem uma dinâmica lenta.

Para a escolha dos resistores e capacitores do compensador, utilizaram-se as equações (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16).

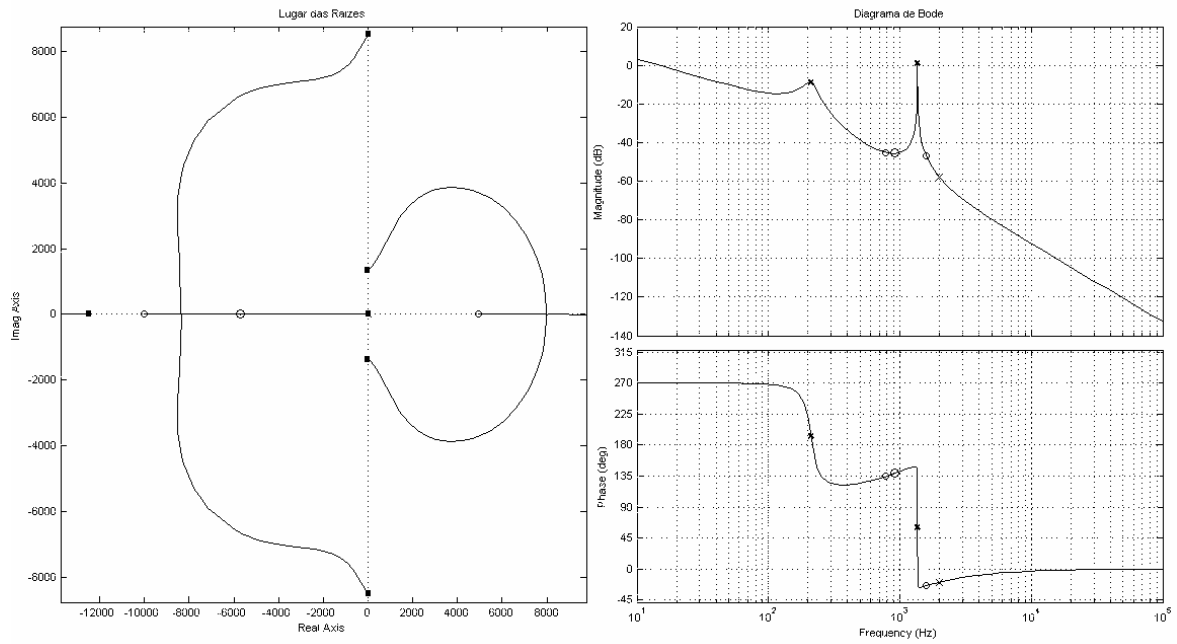


Fig. 38- Diagrama de Bode e Lugar das Raízes do sistema controlado.

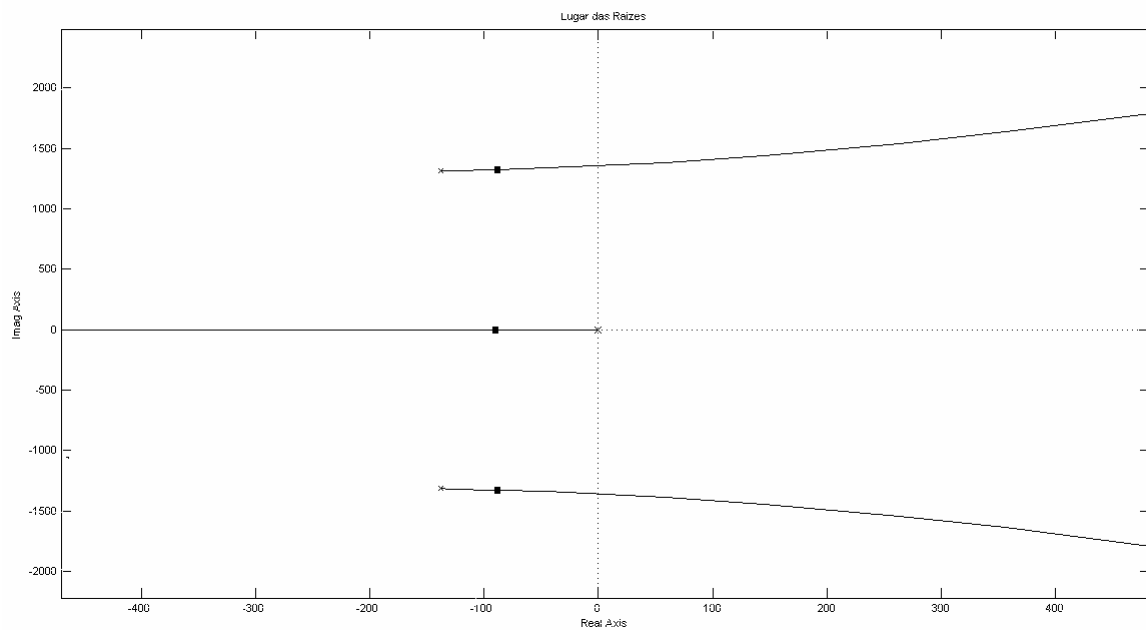


Fig. 39- Lugar das Raízes do sistema controlado com imagem ampliada nos pólos dominantes.

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \tag{4.13}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (4.14)$$

$$f_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} \quad (4.15)$$

$$G = \frac{R_3}{R_1} \quad (4.16)$$

Estas equações foram encontradas pela análise do circuito da Fig. 34.

Os valores comerciais adotados para os resistores e capacitores encontram-se apresentados na Tabela 3.

Tabela 3. Componentes comerciais utilizados para ajuste do compensador.

Componente	Valor
R_1	15kΩ
R_2	18kΩ
R_3	680Ω
C_1	10nF
C_2	220nF

A função de transferência do compensador implementado é representada pela Eq. (4.17).

$$C(s) = 0.0453 \frac{(s + 5556)(s + 6684)}{s(s + 12222)} \quad (4.17)$$

Na Fig. 40, são apresentadas as respostas da tensão de saída para um degrau na razão cíclica. A forma de onda V_{out1} adquirida da simulação do sistema ideal utilizado para desenvolver o controlador e a forma de onda V_{out2} adquirida da simulação do sistema completo com CaC e perdas resistivas. Nota-se que suas dinâmicas são parecidas, o que

pode validar a utilização de um modelo mais simplificado para o projeto do controlador. A diferença entre as formas de onda se deve ao fato de a tensão de entrada variar para a alimentação com a CaC. Isto equivale, na malha de controle, a uma perturbação na tensão de entrada que não foi prevista no projeto do controlador. Mas pode-se perceber que as duas formas de onda tendem a um mesmo valor.

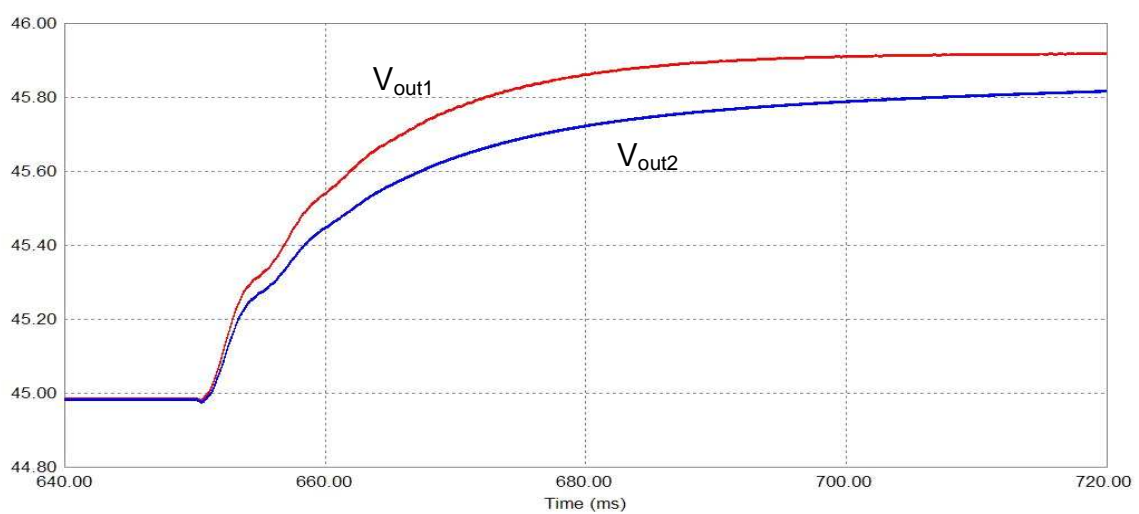


Fig. 40- Tensão de saída para resposta a um impulso na razão cíclica para circuito idealizado V_{out1} e para circuito completo V_{out2} .

4.5 Análise do Ponto de Operação com perdas no circuito

Para análise de um ponto de operação mais preciso da estrutura, considerou-se o sistema inteiro, conforme a Fig. 25, levando-se em conta as perdas do circuito mais relevantes. Através das equações desenvolvidas no tópico 2.11.1, são traçados gráficos para se encontrar um ponto de operação mais preciso. A Fig. 41, a seguir, apresenta um gráfico da potência de saída e tensão de saída em função da razão cíclica.

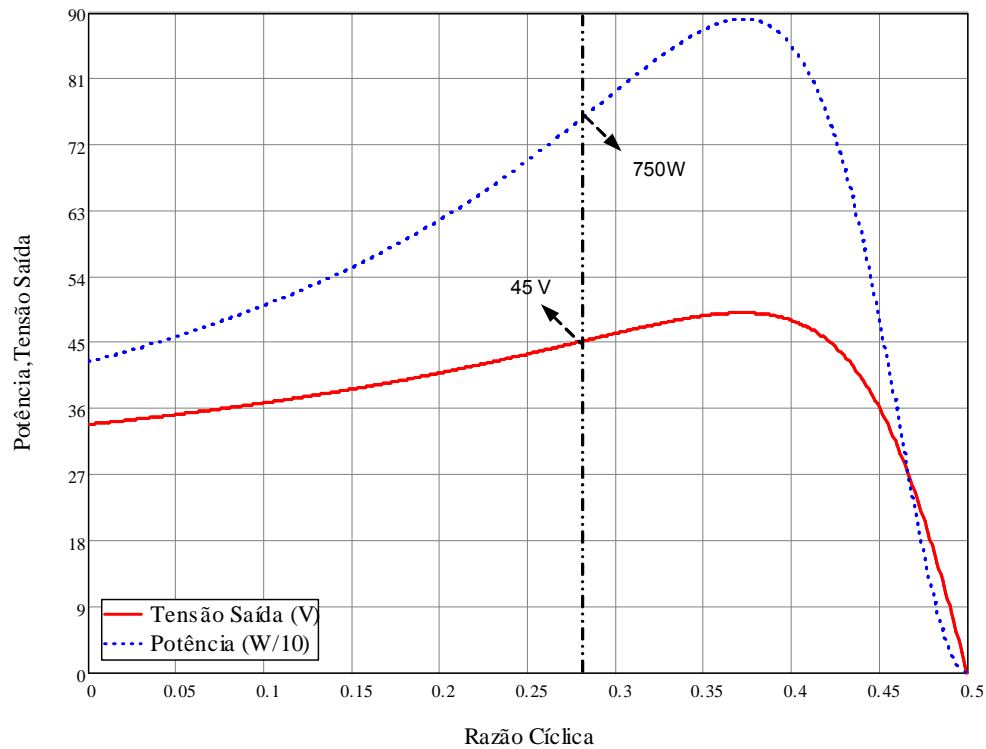


Fig. 41- Potência e tensão de saída em função da razão cíclica.

A razão cíclica prevista sem perdas seria de $D = 0,25$. Entretanto, com a introdução das perdas, a razão cíclica necessária aumenta. Nota-se nesta figura que, para uma razão cíclica de $D = 0,28$, obteve-se uma potência de saída de 750 W e uma tensão de saída de 45V.

Esta razão cíclica mais precisa se torna importante no caso de um estudo de otimização do conversor.

4.6 Simulação Numérica do Circuito

A seguir são apresentados os resultados de simulação numérica para o sistema projetado. Primeiramente foi utilizada uma alimentação por fonte de tensão ideal e, em seguida, uma alimentação com modelo elétrico da CaC.

4.6.1 Circuito alimentado por fonte de tensão

O circuito alimentado por uma fonte de tensão ideal, simulado numericamente, encontra-se representado na Fig. 42.

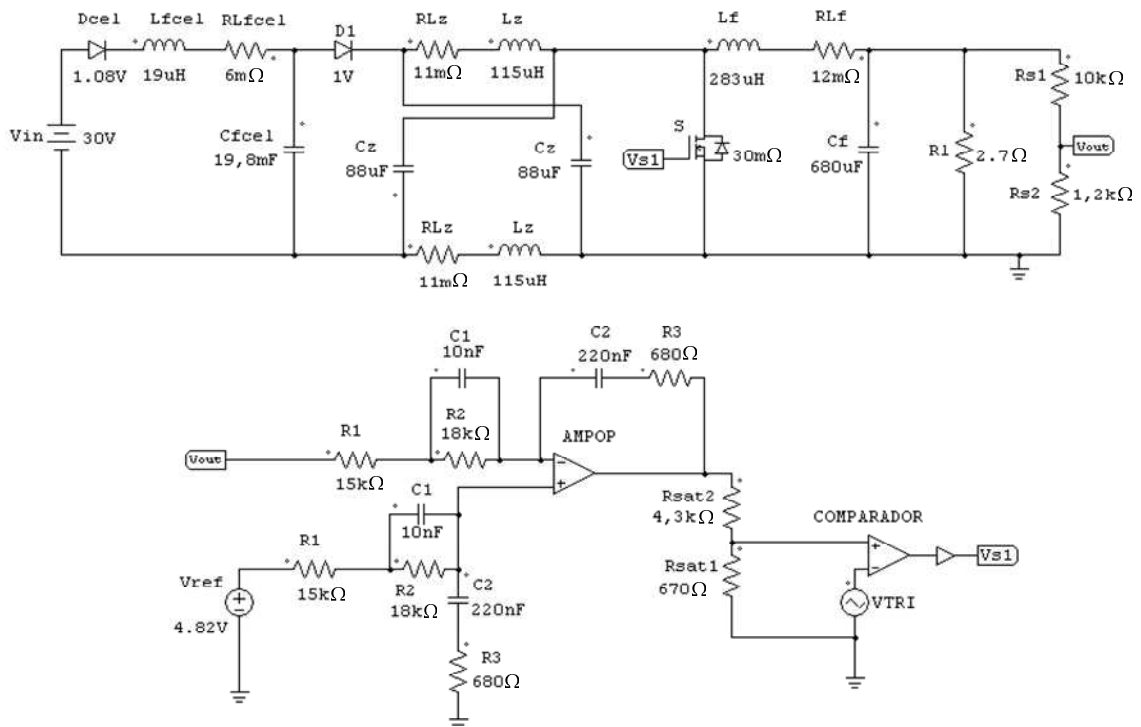


Fig. 42- Circuito simulado numericamente.

As formas de onda obtidas por simulação deste circuito são mostradas a seguir.

Na Fig. 43 são apresentadas a tensão de entrada e a corrente de entrada do conversor.

Na Fig. 44 são apresentadas a forma de onda da tensão no capacitor C_z e a da corrente no indutor L_z .

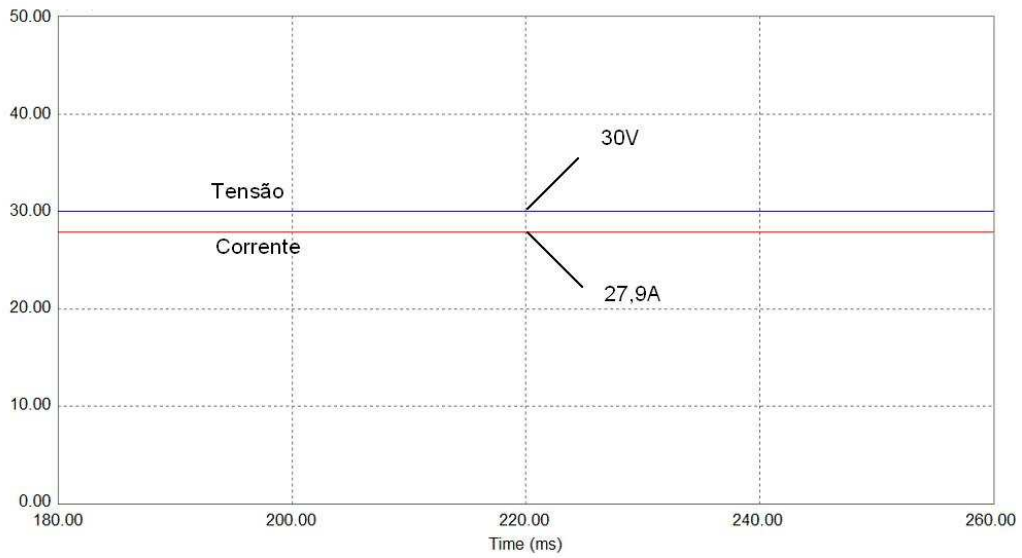


Fig. 43- Forma de onda da tensão e corrente de entrada.

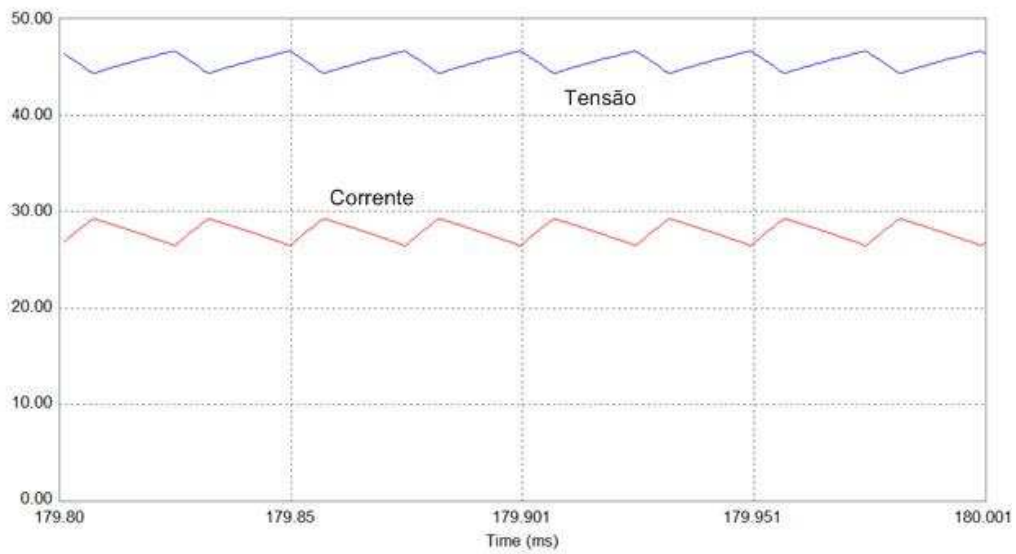


Fig. 44- Forma de onda da corrente no indutor L_z e tensão no capacitor C_z .

Na Fig. 45 é apresentada a forma de onda da corrente no indutor L_f e na Fig. 46 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e corrente de saída.

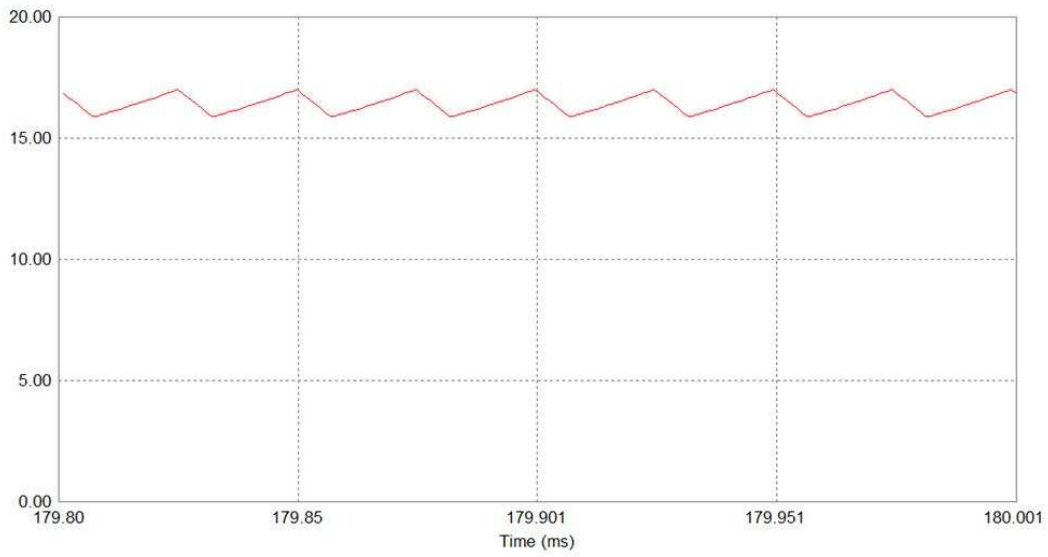


Fig. 45- Forma de onda da corrente no indutor L_f .

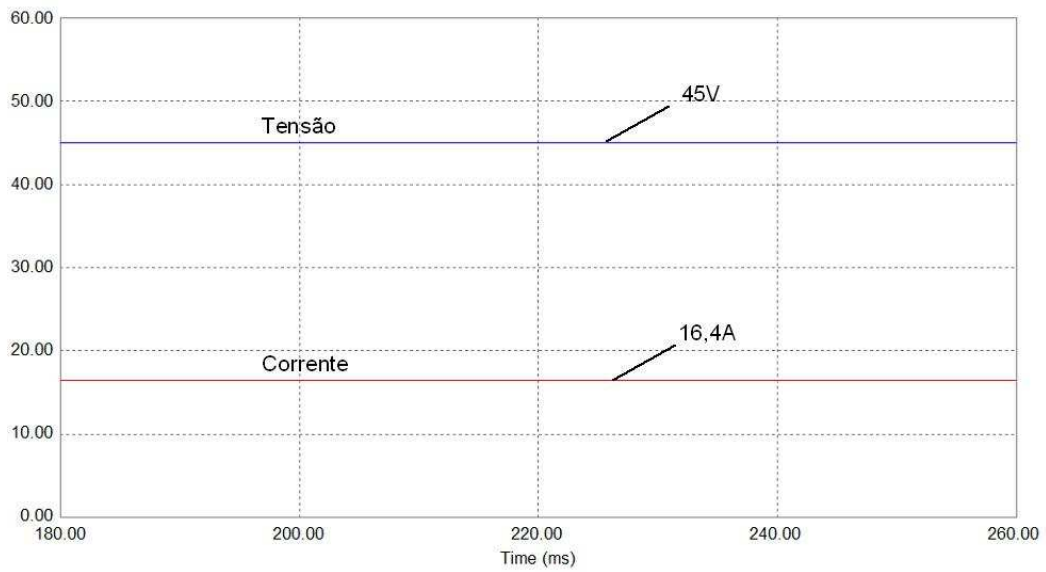


Fig. 46- Forma de onda da tensão e da corrente de saída.

Na Fig. 47 são apresentadas as formas de onda da tensão dente de serra, da tensão de controle e do sinal PWM gerado.

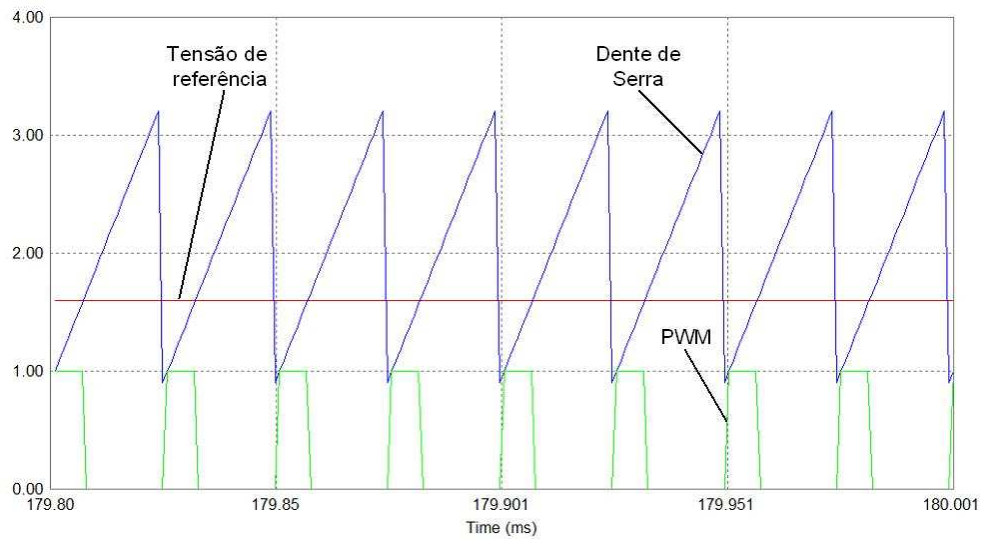


Fig. 47- Forma de onda da tensão dente de serra, da tensão de controle e do sinal PWM gerado.

4.6.2 Circuito alimentado pela Célula a Combustível

O circuito alimentado pelo modelo da CaC, simulado numericamente, encontra-se representado na Fig. 48.

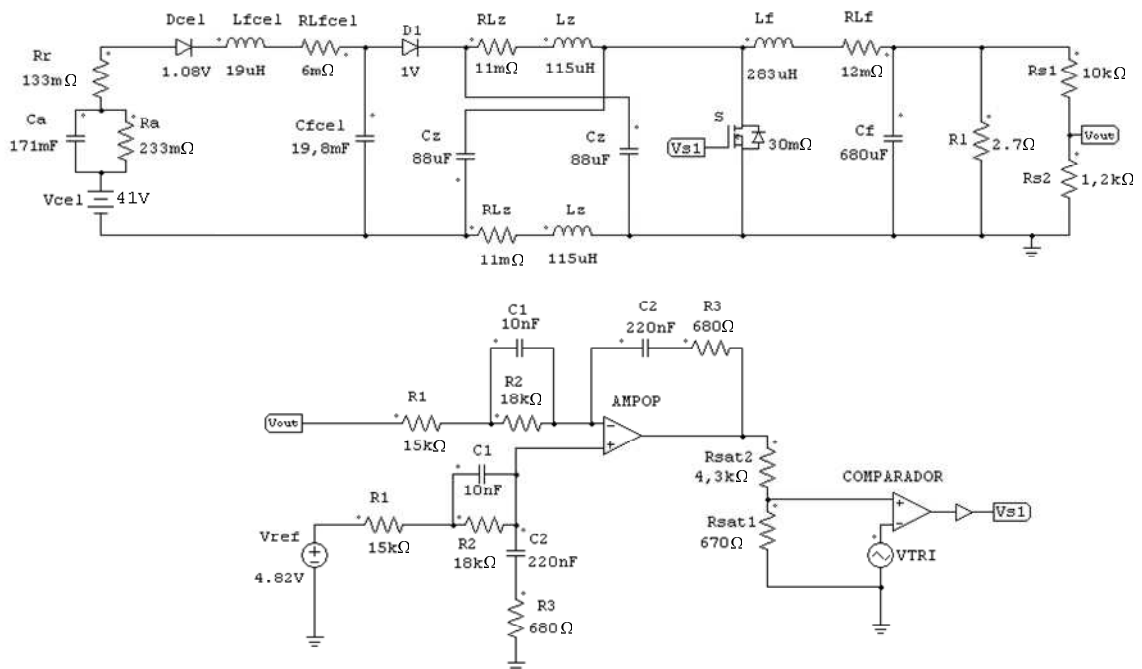


Fig. 48- Cicuito simulado numericamente.

As formas de onda obtidas por simulação deste circuito são mostradas a seguir.

Na Fig. 49 são apresentadas a tensão de entrada e a corrente de entrada.

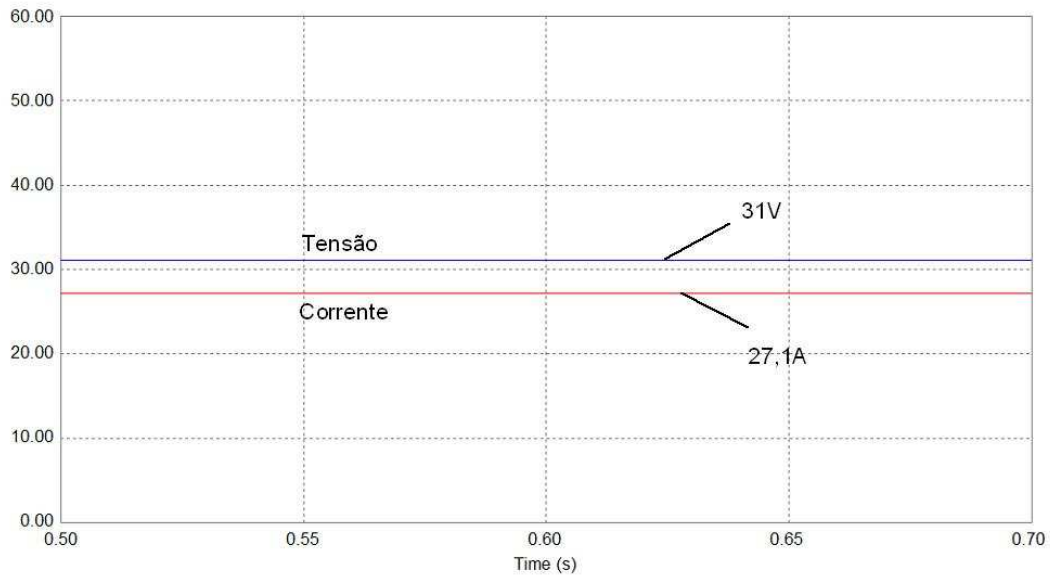


Fig. 49- Forma de onda da tensão e corrente de entrada.

Na Fig. 50, mostram-se as formas de onda tensão e corrente após o filtro da CaC.

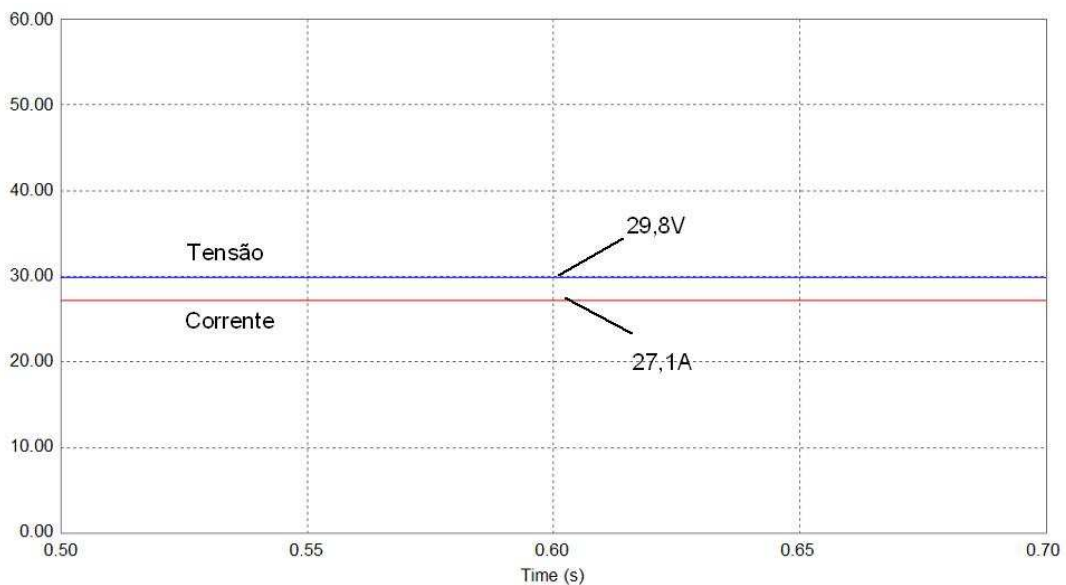


Fig. 50- Forma de onda da tensão e corrente pos filtro da CaC.

São expostas, na Fig. 51, a forma de onda da tensão no capacitor C_z e a da corrente no indutor L_z .

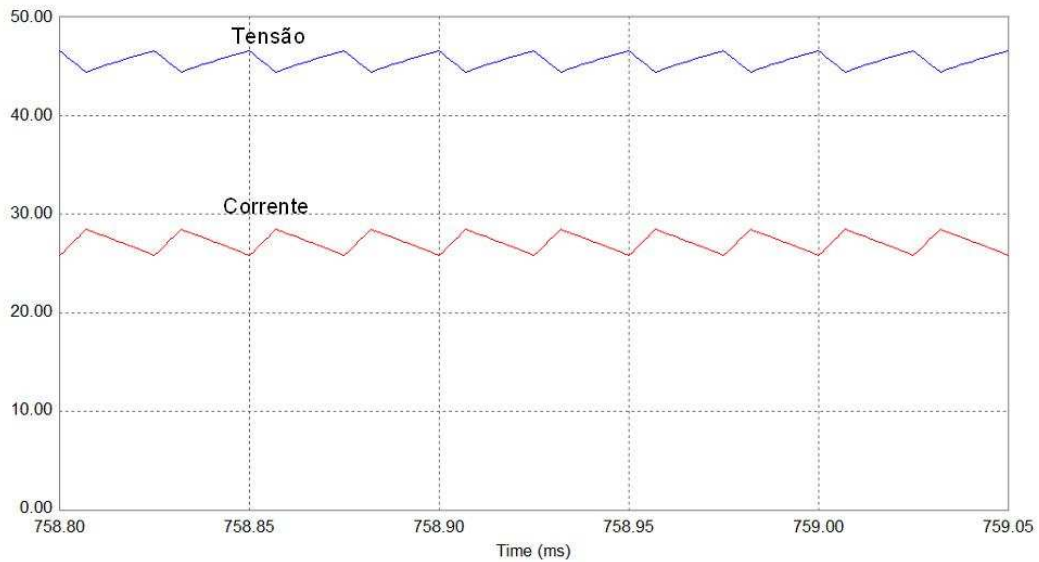


Fig. 51- Forma de onda da corrente no indutor L_z e tensão no capacitor C_z .

Na Fig. 52 é apresentada a forma de onda da corrente no indutor L_f .

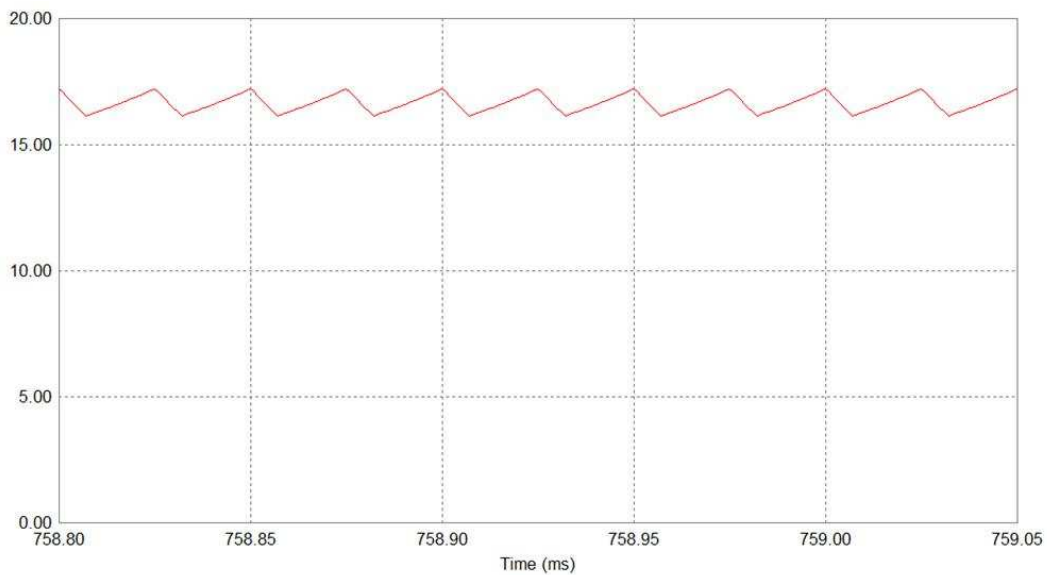


Fig. 52- Forma de onda da corrente no indutor L_f .

São apresentadas, na Fig. 53, as formas de onda da tensão de saída e corrente de saída.

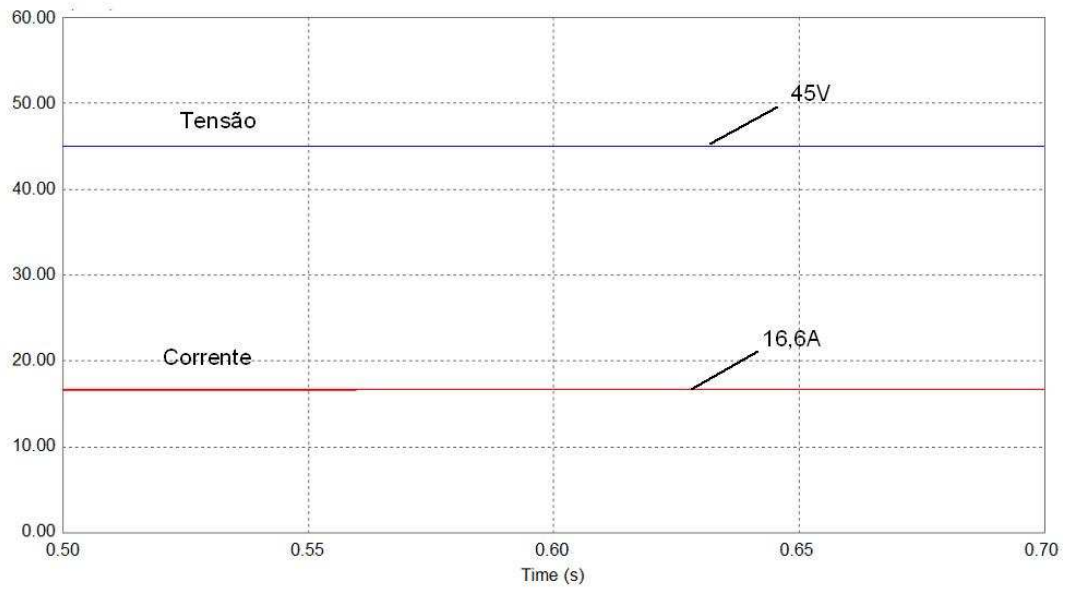


Fig. 53- Forma de onda da tensão e da corrente de saída.

Na Fig. 54 são expostas as formas de onda da tensão dente de serra, da tensão de controle e do sinal PWM gerado.

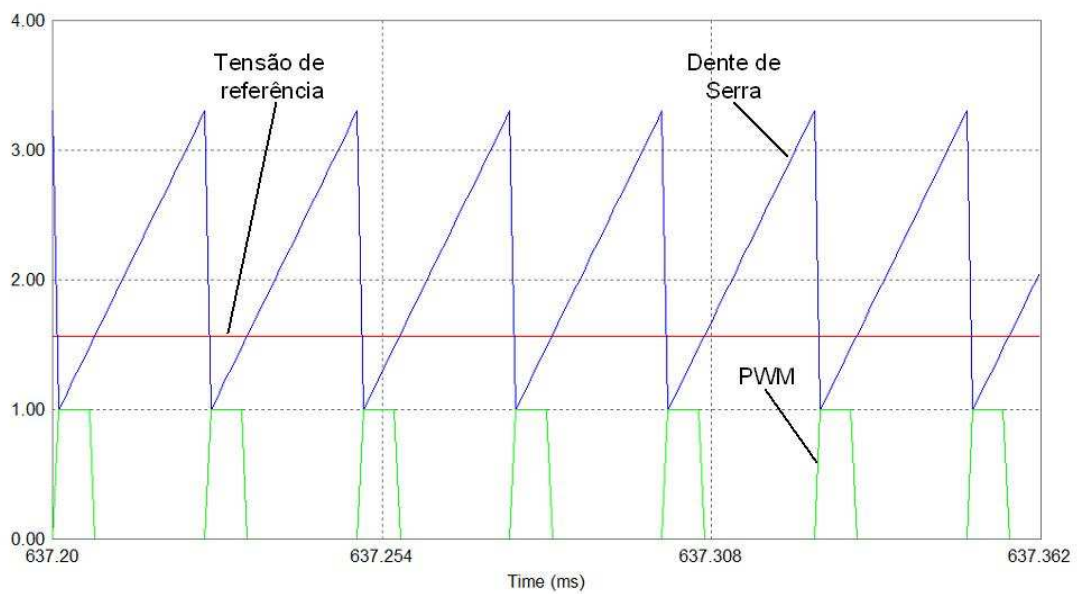


Fig. 54- Forma de onda de onda da tensão dente de serra, da tensão de controle e do sinal PWM.

4.7 Resultados Experimentais

Utilizando os componentes especificados no projeto do conversor construiu-se um protótipo. O principal objetivo deste desenvolvimento prático é comprovar o funcionamento do conversor Z-Source CC-CC em concordância com a análise teórica e as simulações desenvolvidas.

A Fig. 55 apresenta uma foto do protótipo implementado.

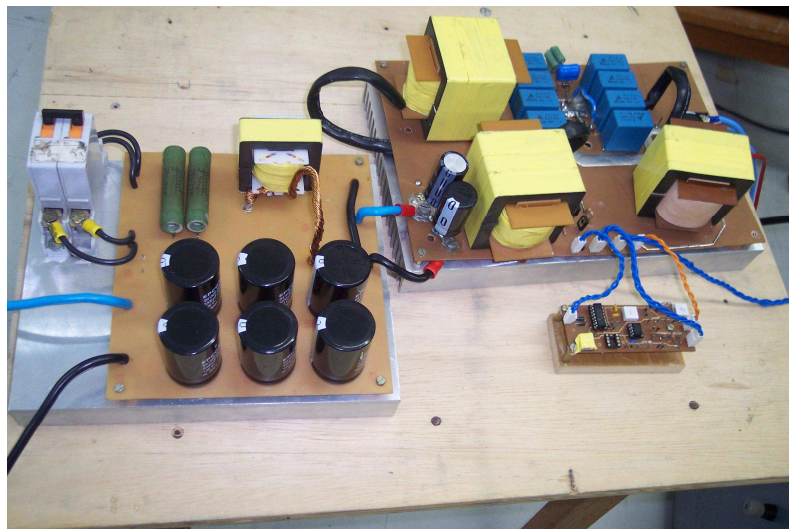


Fig. 55- Protótipo implementado.

Notam-se nesta imagem três placas distintas, a do filtro e proteção da CaC, a do conversor e a do controlador.

A seguir são apresentadas aquisições feitas com o protótipo. A parte experimental, conforme simulação, também foi dividida em duas partes. Na primeira o protótipo foi alimentado por uma fonte de tensão e na segunda alimentado pela CaC.

4.7.1 Circuito alimentado por fonte de tensão

Neste tópico, são apresentados os resultados práticos do circuito sendo alimentado por uma fonte de tensão.

Primeiramente é exposta na Fig. 56 a curva de rendimento em função da potência de saída, adquirida experimentalmente.

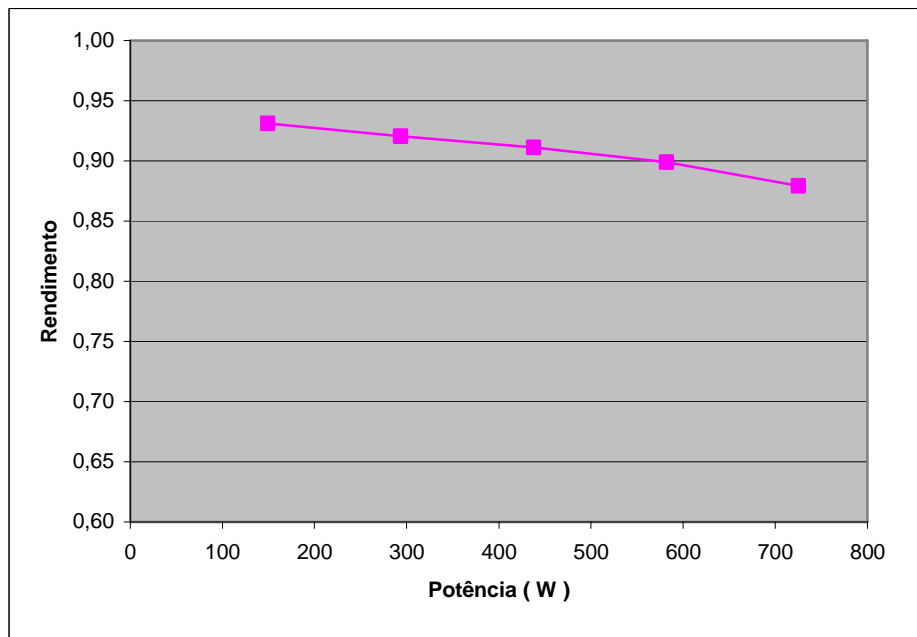


Fig. 56- Rendimento em função da potência de saída do conversor.

Percebe-se, nesta figura, que para a potência nominal do circuito o rendimento fica em torno de 88%.

Na figura Fig. 57 apresenta-se a razão cíclica gerada pelo CI 3525 e a tensão aplicada na *gate* do transistor de potência. Pode-se notar que a razão cíclica coincide com a razão cíclica mais precisa, calculada anteriormente no tópico 4.5 , ou seja, $D = 0,28$.

Na Fig. 58 apresenta-se a tensão do capacitor do grampeador e a tensão Drain-Source no transistor.

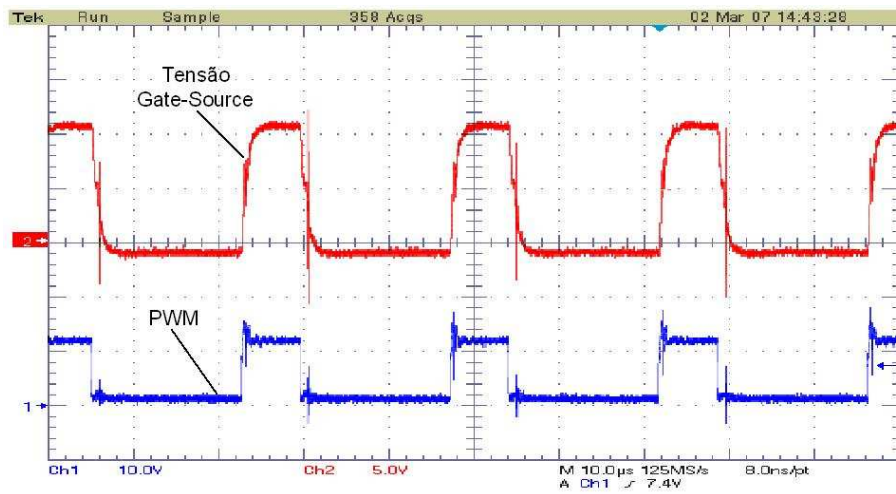


Fig. 57- Razão cíclica e tensão na base do MOSFET.

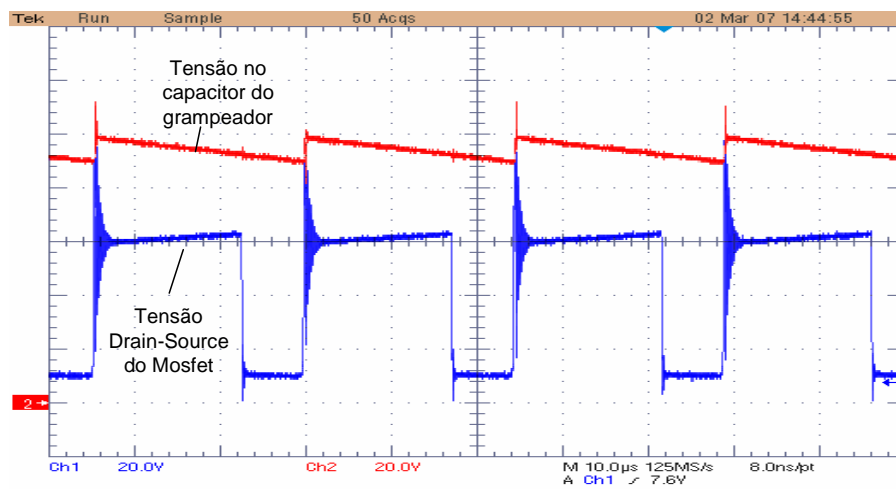


Fig. 58-Tensão do capacitor do grameador e tensão Drain-Source do MOSFET.

Apresenta-se, na Fig. 59, a tensão e a corrente na fonte de alimentação e, na Fig. 60, a tensão e a corrente na saída do filtro da CaC.

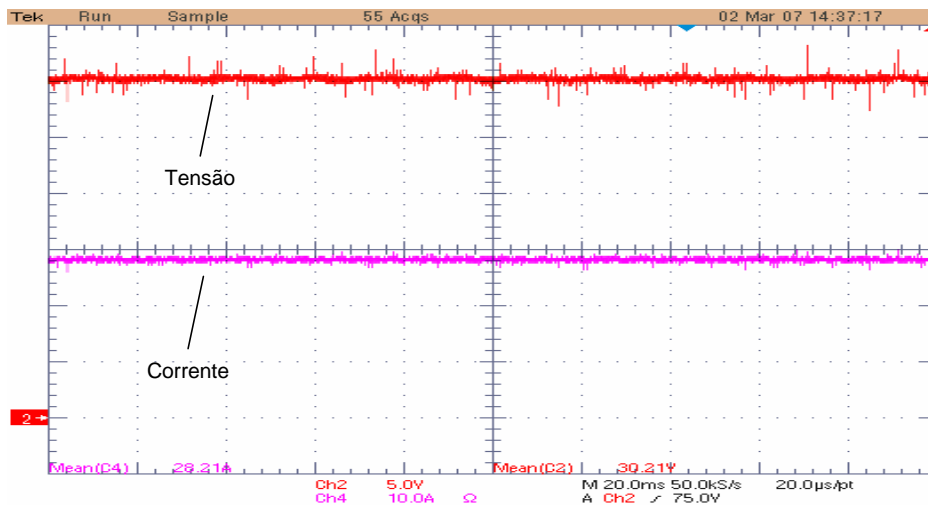


Fig. 59- Tensão e corrente da fonte de alimentação.

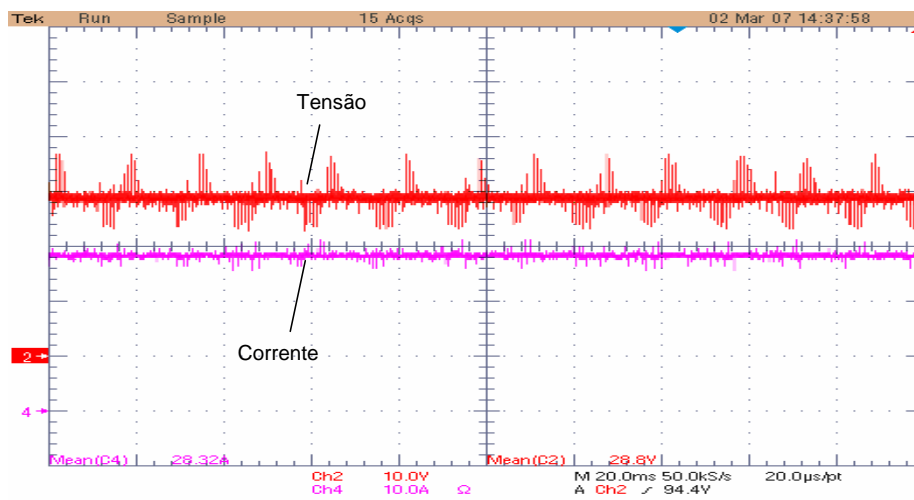


Fig. 60- Tensão e corrente na saída do filtro da célula.

Nas Fig. 61 são mostradas a tensão e corrente de saída e na Fig. 62 a tensão no capacitor C_z e a corrente o indutor L_z .

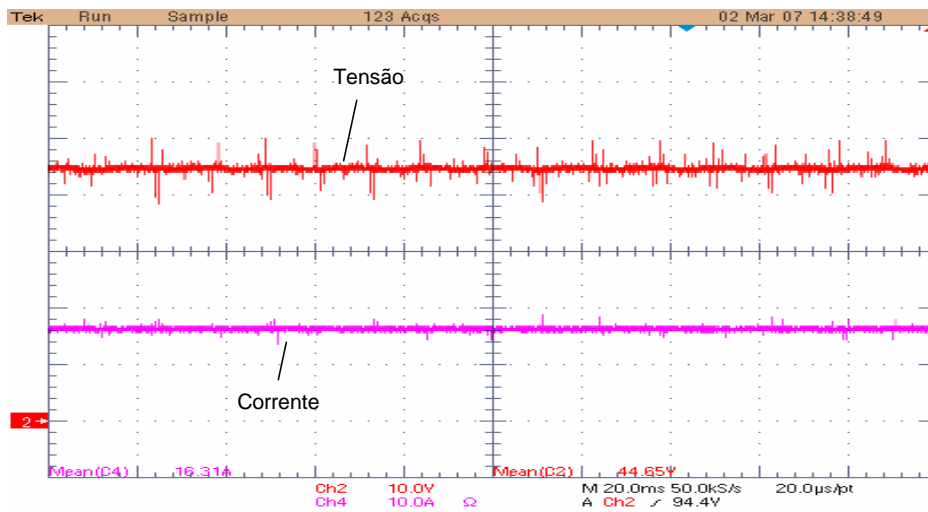


Fig. 61- Tensão e corrente de saída.

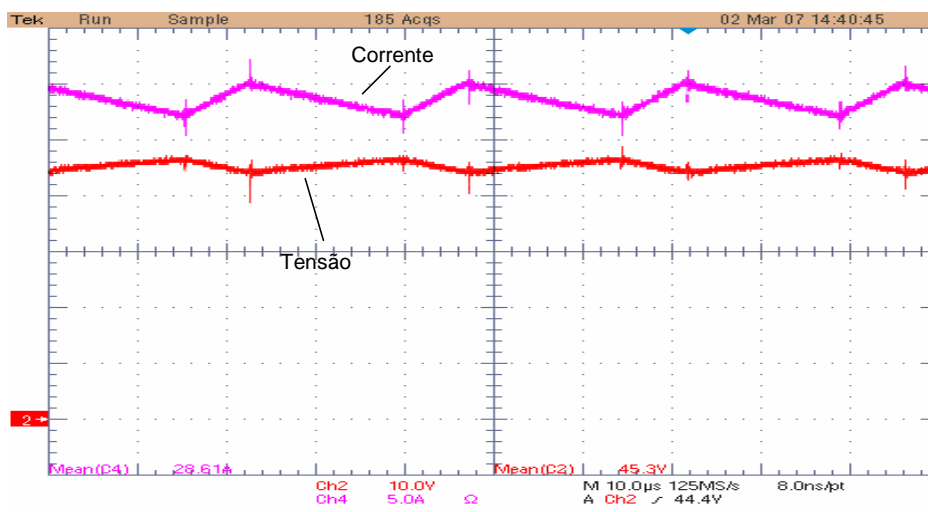


Fig. 62- Tensão no capacitor C_z e corrente no indutor L_z .

A corrente no indutor L_f é apresentada na Fig. 63.

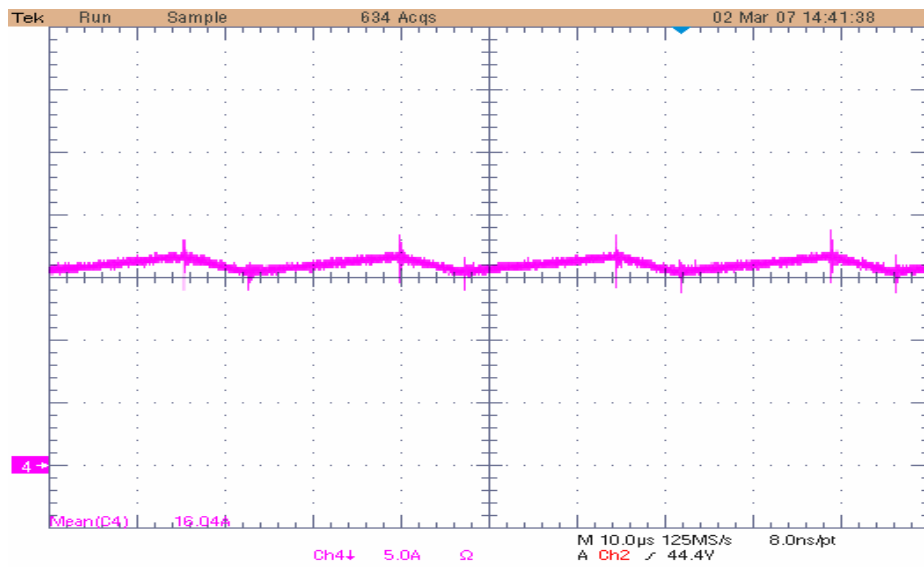


Fig. 63- Corrente no indutor L_f .

4.7.2 Circuito alimentado pela CaC

Neste tópico são apresentadas as formas de onda adquiridas com a CaC como fonte de alimentação.

A Fig. 64 mostra a razão cíclica e a tensão Gate-Source do transistor e a Fig. 65 apresenta a tensão do capacitor do grampeador e a tensão Drain-Source, aplicada no transistor.

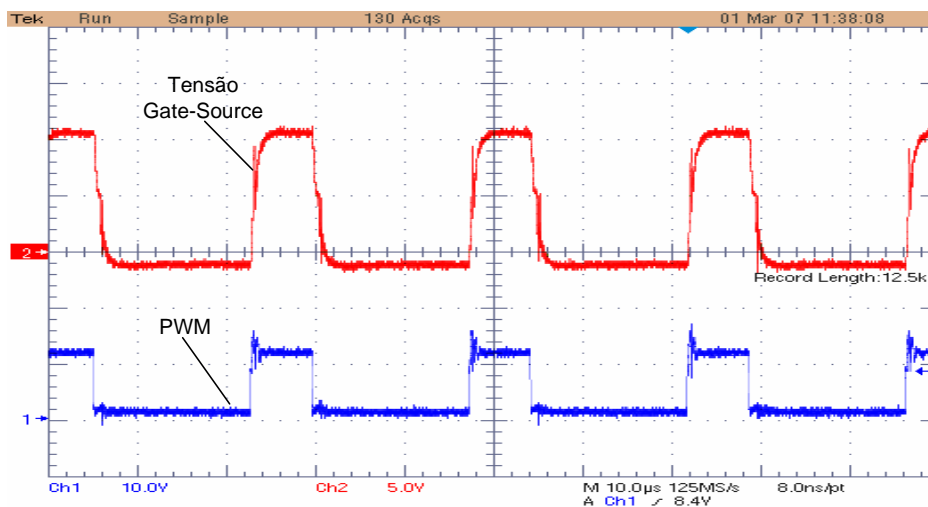


Fig. 64- Razão cíclica e tensão de Gate-Source do MOSFET.

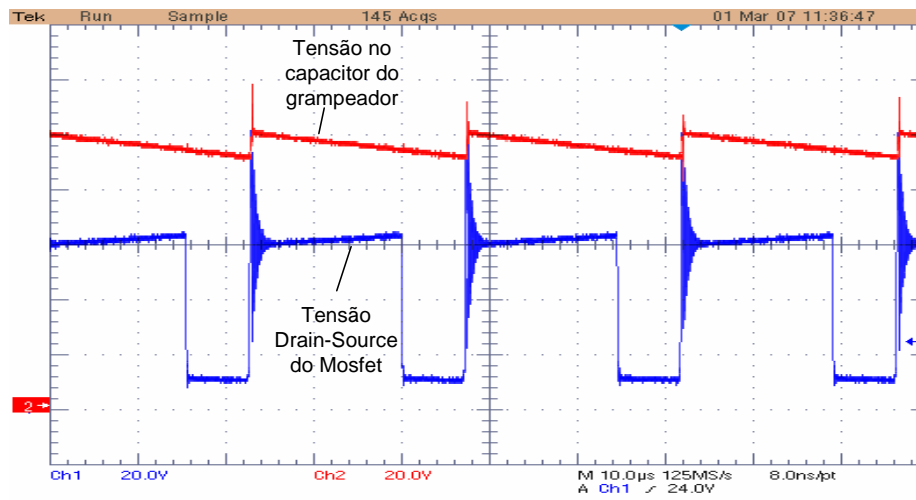


Fig. 65- Tensão do capacitor do grameador e tensão Drain-Source do MOSFET.

A tensão e corrente da CaC são apresentadas na Fig. 66 e, na Fig. 67, a tensão e a corrente na saída do filtro da CaC.

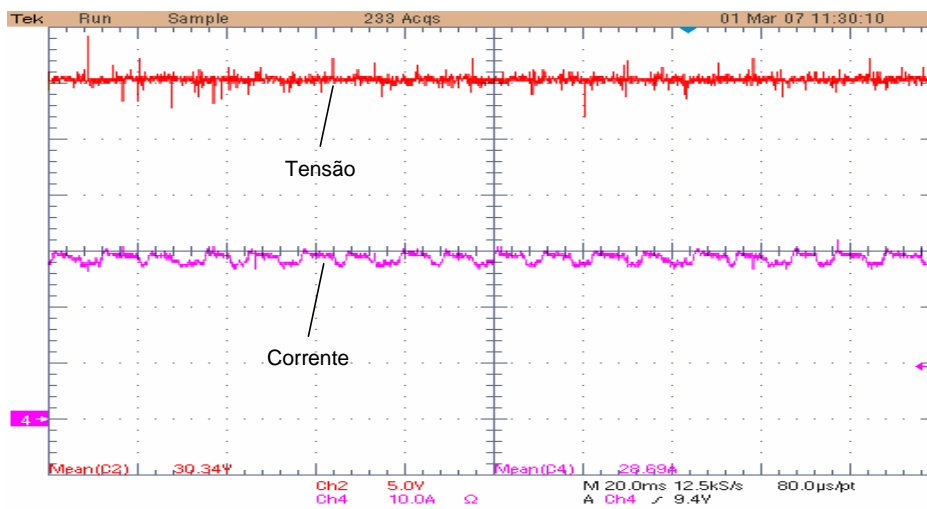


Fig. 66- Tensão e corrente da fonte de alimentação.

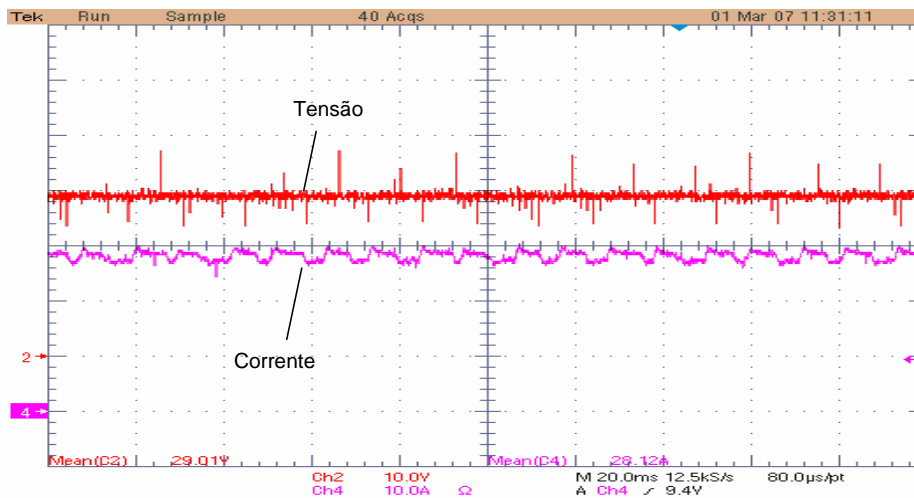


Fig. 67- Tensão e corrente na saída do filtro da célula.

Apresenta-se na Fig. 68 a tensão e corrente de saída e na Fig. 69 a tensão no capacitor C_z e a corrente o indutor L_z .

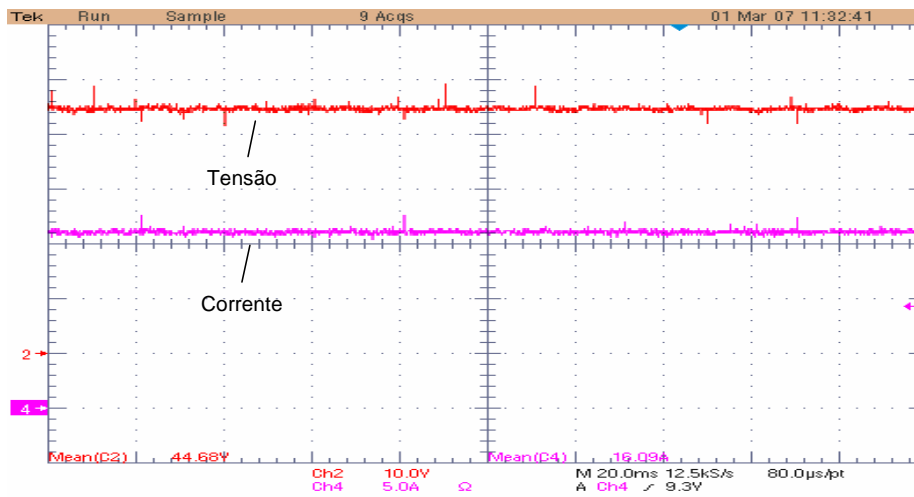


Fig. 68- Tensão e corrente de saída.

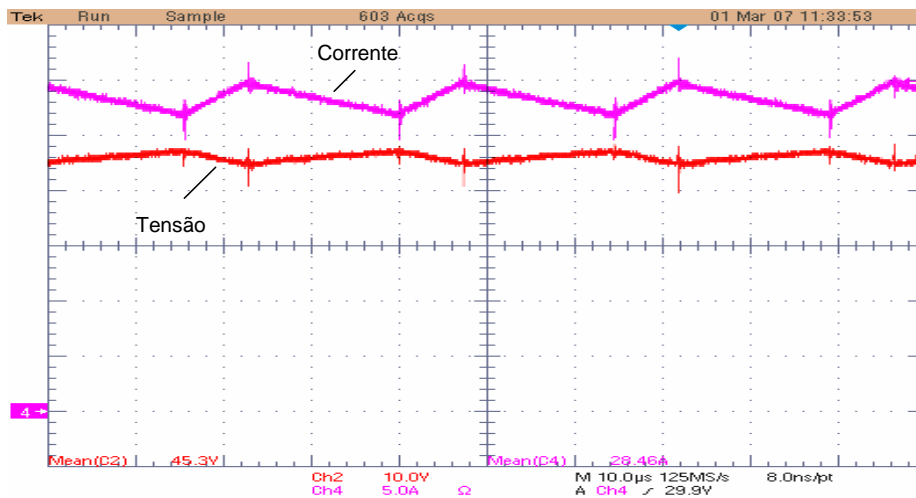


Fig. 69- Tensão no capacitor C_z e corrente no indutor L_z .

É exposta na Fig. 70 a corrente no indutor L_f e na Fig. 71 a corrente e tensão de saída para um degrau de carga de 25% .

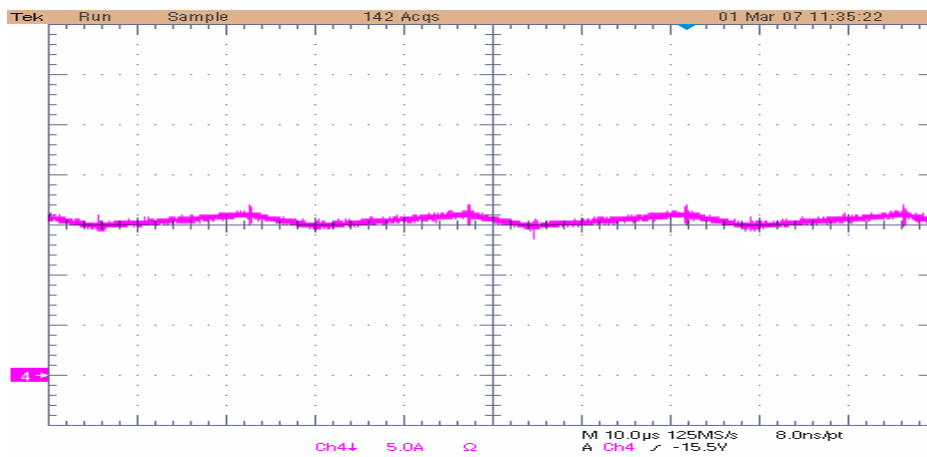


Fig. 70- Corrente no indutor L_f .

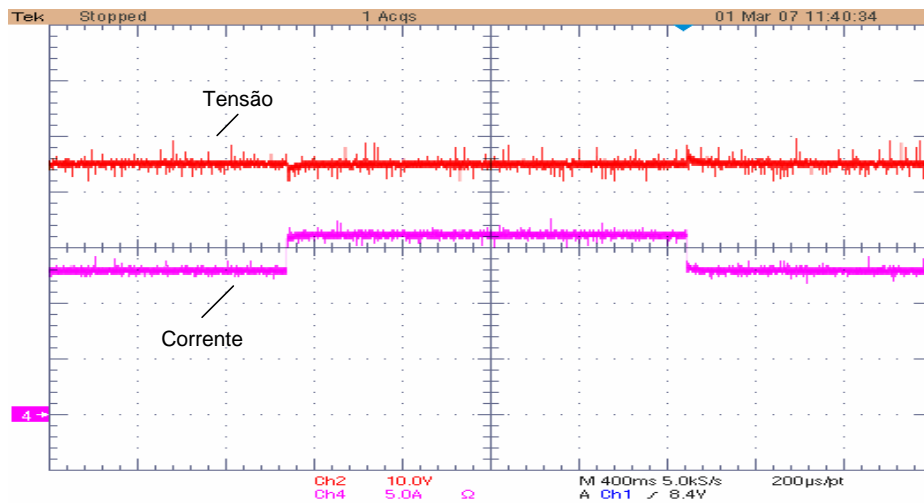


Fig. 71- Corrente e tensão de saída para um degrau de carga de 25%.

4.8 Conclusão

Neste capítulo é abordado o projeto do conversor, no qual são dimensionados seus elementos e são realizados os cálculos do filtro e proteção da célula. O projeto do controlador também é enfatizado. Uma análise do ponto de operação com perdas no circuito é realizada de forma a se estimar o valor real da razão cíclica. Ainda, simulações numéricas do circuito possibilitam prever o comportamento do sistema, auxiliando deste modo a concepção do protótipo.

Os resultados de análises teóricas e de simulação estão de acordo com os resultados práticos. Observa-se, na tensão de saída, uma boa rejeição a um degrau de carga.

Nota-se que a corrente de entrada adquirida experimentalmente possui uma ondulação de corrente não esperada. Esta ondulação é devida aos equipamentos auxiliares da célula, como ventiladores e placa eletrônica, pois quando alimentado por uma fonte de tensão, essa ondulação não esteve presente.

Um melhor rendimento do conversor poderia ser obtido tomando algumas medidas, tais quais: otimização no circuito grameador; otimização dos indutores; otimização do filtro de saída; junção da placa do filtro da CaC com a placa do conversor, reduzindo assim, resistências parasitas das trilhas.

CONCLUSÃO GERAL

Estudos sobre o inversor Z-Source apontam a possibilidade de obtenção de um conversor CC-CC a partir deste inversor [15]. Tal possibilidade foi o objetivo central deste trabalho. Efetuou-se uma análise teórica deste conversor e elaborou-se um protótipo de sua estrutura. Foram feitas modelagens e simulações que levaram em conta as principais perdas do conversor permitindo assim uma melhor previsão dos resultados a serem obtidos no protótipo. Além disso, o levantamento das características externas do conversor mostrou-se ser essencial para a compreensão do seu funcionamento.

Constatou-se que as formas de ondas obtidas por simulação são condizentes com aquelas obtidas experimentalmente, o que indica uma boa aproximação entre o modelo teórico e o protótipo.

Mesmo que de forma lenta, a estratégia de controle adotada para o conversor viabilizou a sua estabilização. Com esta implementação de controle em malha fechada, o sistema se mostrou estável com erro nulo ao degrau de referência em regime permanente. Além disso, foi percebida, na tensão de saída, uma satisfatória rejeição ao degrau de carga.

A ocorrência de uma ondulação de corrente na corrente de entrada do protótipo é observada quando o mesmo é alimentado pela CaC. Tal ocorrência não era esperada. A sua origem é devida aos equipamentos auxiliares da CaC, uma vez que esta não foi observada nas formas de ondas obtidas com fonte de tensão.

Este trabalho enfocou um estudo comprobatório do funcionamento do conversor Z-Source CC-CC. Entretanto para tornar este conversor mais eficiente, fazem-se necessários estudos sobre um melhor dimensionamento dos indutores e filtros, otimização do grampeador e a possibilidade de utilização de uma única placa para todo o circuito, visando reduzir as perdas ôhmicas.

Como proposta para futuros trabalhos sugere-se fazer uma otimização do conversor objetivando melhorar o seu rendimento e aplicar técnicas de controle não lineares para se obter um sistema com uma dinâmica mais rápida. E outra proposta, migrando para a família dos inversores, seria implementar o inversor Z-Source. Tal implementação poderia

ser facilitada tendo em vista que grande parte dos equacionamentos encontra-se neste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [1] W.M. Breiter, “Electrochemical Processes in Fuel Cell”, Ed. Springer , Berlin, 1969.
- [2] G. Hoogers, Fuel Cell Technology Handbook. CRC Press, 2003.
- [3] P.G. Grimes, “Historical Pathways for Fuel Cells” IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15, Dec. 2000, pp. 7-10.
- [4] L.A. Serpa, “Estudo e Implementação de um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível do tipo PEM”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência-INEP, Florianópolis, 2004.
- [5] I. Barbi, D.C. Martins, “Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA”, Ed. do Autor, INEP – UFSC, Florianópolis, 2005.
- [6] I. Barbi, “Projetos de Fontes Chaveadas”, Ed. do Autor, INEP – UFSC, Florianópolis, 2001.
- [7] J. Liu, J. Hu, L. Xu, “A Modified Space Vector PWM for Z-Source Inverter – Modeling and Design”, Electrical Machines and Systems, Vol. 2, September 2005.
- [8] R.W. Erickson, “Fundamentals of Power Electronics”. Champ & Hall, 1997.
- [9] K. Ogata, “Engenharia de Controle Moderno”. Segunda Edição. Ed. Prentice Hall do Brasil, Rio de Janeiro, 1993.
- [10] Ballard Power Systems, “Nexa™ Power Module User’s Manual”. Revision: 0E, 2003.
- [11] I. Barbi, D.C. Martins, “Conversores CC-CC Básicos não Isolados”, Ed. do Autor, INEP – UFSC, Florianópolis, 2000.
- [12] A. Philippi Jr., “Curso de Gestão Ambiental” Barueri: Manole, 2004.

- [13] BMU. Federal Ministry for the Environment, Nature Conservation and Nuclear Safety, “Renewable Energies: Innovation for the Future”. Berlin: BMU, 2004.
- [14] BARAÚNA, Allan P. “Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio Instantâneo”. Florianópolis, 2003. Dissertação de Mestrado – INEP, UFSC.
- [15] F. Z. Peng “Z-Source Inverter”, Transactions on Industry Applications, Vol. 39, 2003.
- [16] J. C. S. Fagundes, “Transformadores e Indutores para conversores estáticos operando em Alta Frequência”, Florianópolis 2003, Notas de Aula.
- [17] I. Barbi, C. H. I. Font, R. L. Alves, “Projeto Físico de Indutores e Transformadores”, Florianópolis 2002, Notas de Aula.
- [18] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, C. W. Teo , “Transient Modeling and Analysis of Pulse-Width Modulated Z-Source Inverter”, IEEE Industry Applications Society, 2005.