

**MAURO ANDRÉ PAGLIOSA**

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM  
CONVERTOR CC-CC ISOLADO DE 1,5kW  
APLICADO A CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

FLORIANÓPOLIS 2005

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**  
**EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**Instituto de Eletrônica de Potência**

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM**  
**CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE 1,5kW**  
**APLICADO A CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

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

**MAURO ANDRÉ PAGLIOSA**

Florianópolis, Agosto de 2005.

# CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM CONVERSOR CC- CC ISOLADO DE 1,5kW APLICADO A CÉLULA A COMBUSTÍVEL

Mauro André Pagliosa

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em **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

---

Prof. Alexandre Trofino Neto, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente

---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

---

Eng<sup>a</sup> Denise Gerardi, M. Eng.

---

Prof. Hari Bruno Mohr, D. Sc.

Aos meus pais, Gelsindo Carlos Pagliosa e Vanda Salete  
Menta Pagliosa, responsáveis por minhas conquistas.

Ao meu irmão Cleber Pagliosa, grande incentivador  
na escolha da minha profissão.

À Cristiane, por tantas alegrias compartilhadas e compreensão  
nos momentos de renúncia que esta pesquisa exigiu.

# AGRADECIMENTOS

A Deus, por tudo;

à Capes pelo apoio financeiro;

ao professor Ivo Barbi, pela orientação deste trabalho e sua grande dedicação no desenvolvimento e transmissão do conhecimento;

aos demais professores que proporcionaram a minha formação;

aos funcionários do Inep, em especial ao técnico Ricardo pela competente ajuda prestada no laboratório de Célula a Combustível;

aos colegas, pela amizade e pelas proveitosas conversas, especialmente ao amigo Yales Rômulo Novaes, que dedicou grande parte do seu tempo contribuindo com esta pesquisa;

à minha família pelo apoio e incentivo em todos momentos;

e a minha noiva Cristiane, por toda felicidade que me proporciona;



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

# **CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CC ISOLADO DE 1,5kW APLICADO A CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

MAURO ANDRÉ PAGLIOSA

Agosto de 2005.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Eng.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Célula a combustível, eletrônica de potência, conversores CC-CC, comutação suave.

Número de Páginas: 91

**RESUMO:** Este trabalho apresenta o projeto de um conversor CC-CC isolado utilizando como fonte de entrada um sistema de células a combustível (CaC). O estudo inicia fazendo uma abordagem do uso da CaC como fonte alternativa de energia, seu princípio de funcionamento e suas características elétricas. Diante da necessidade de limitar a corrente na CaC a níveis aceitáveis de ondulação, é elaborado o estudo de um filtro passivo como estágio intermediário para a conexão com o conversor, garantindo assim, o correto funcionamento do sistema. A necessidade de o conversor operar com níveis elevados de corrente em alta frequência evidenciaram os efeitos de indutâncias parasitas do circuito, chamando a atenção para parâmetros que dificilmente podem ser considerados na análise matemática. Estes efeitos foram abordados através de simulação numérica e posteriormente comprovados pela experimentação, assim como os demais parâmetros do projeto.

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

# **A 1,5kW ISOLATED DC-DC CONVERTER APPLIED TO FUEL CELL SYSTEMS**

MAURO ANDRÉ PAGLIOSA

August of 2005.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Fuel cell, power electronics, DC-DC converter, soft-switching

Number of Pages: 91

**ABSTRACT:** This work presents a design of a 1,5kW Full-Bridge Zero-Voltage Switching Pulse-Width Modulation converter, using the fuel cell (FC) as input energy source. The study starts by explaining the FC as an important alternative energy source, its working principle and electrical characteristics. The connection between the FC and the converter is realized with a passive filter in order to reduce the ripple current on the cell. The requirement of converter operation with elevated current levels on high frequency, make the parasite inductance effects relevant on the electrical circuit. Thus, parameters commonly despised on the mathematical analysis must be considered. Such effects were analyzed through numerical simulation and attested in the experimental results.

# Sumário

<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>	<b>xi</b>
<b>SIMBOLOGIA</b>	<b>XV</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 - CÉLULA A COMBUSTÍVEL</b>	<b>3</b>
1.1 APLICAÇÕES	3
1.2 FUNCIONAMENTO BÁSICO	4
1.3 MODELAGEM DA CAC	5
1.3.1 <i>Característica estática da CaC</i>	6
1.3.2 <i>Característica Dinâmica da CaC</i>	7
1.4 EFEITO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE NA CÉLULA A COMBUSTÍVEL	9
1.5 CONCLUSÃO	11
<b>CAPÍTULO 2 - CONVERSOR CC-CC EM PONTE-COMPLETA MODULADO POR LARGURA DE PULSO E COM COMUTAÇÃO SUAVE SOB TENSÃO NULA</b>	<b>12</b>
2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO	13
2.2 FORMAS DE ONDA	16
2.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	16
2.4 CONCLUSÃO	19
<b>CAPÍTULO 3 - CONEXÃO DA CAC COM O CONVERSOR FB-ZVS- PWM</b>	<b>20</b>
3.1 CÉLULA A COMBUSTÍVEL COMO FONTE DE ALIMENTAÇÃO NA ENTRADA DO CONVERSOR	20
3.2 FILTRO DE ENTRADA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM	21
3.2.1 <i>Filtro capacitivo de 1ª ordem</i>	21
3.2.2 <i>Filtro LC</i>	28
3.3 RESISTÊNCIA SÉRIE EQUIVALENTE DO CAPACITOR DE FILTRAGEM	35
3.3.1 <i>RSE do capacitor de filtragem e a corrente eficaz na célula.</i>	35
3.3.2 <i>RSE e a tensão na entrada do conversor FB-ZVS-PWM</i>	37
3.4 CONCLUSÃO	39
<b>CAPÍTULO 4 - PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM</b>	<b>41</b>

4.1	DIMENSIONAMENTO	41
4.2	ESPECIFICAÇÃO E PROJETO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR	48
4.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.	50
4.3.1	<i>Caso idealizado</i>	51
4.3.2	<i>Efeito das indutâncias parasitas do circuito</i>	53
4.4	CONCLUSÃO	57
<b>CAPÍTULO 5 - PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE</b>		<b>59</b>
5.1	MODELO DINÂMICO DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM	59
5.2	PROJETO DOS CONTROLADORES	61
5.2.1	<i>Controle de tensão</i>	63
5.2.2	<i>Controle de corrente</i>	65
5.3	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA	66
5.3.1	<i>Resultados de simulação</i>	68
5.4	CONCLUSÃO	71
<b>CAPÍTULO 6 - EXPERIMENTAÇÃO</b>		<b>72</b>
6.1	FORMAS DE ONDAS EXPERIMENTAIS	73
6.1.1	<i>Resposta do conversor para perturbações na carga</i>	74
6.1.2	<i>Comutação</i>	75
6.1.3	<i>Corrente no indutor ressonante</i>	78
6.1.4	<i>Efeito das indutâncias parasitas do barramento na tensão de entrada</i>	79
6.1.5	<i>Tensões no lado primário do transformador e nos diodos da ponte retificadora</i>	81
6.1.6	<i>Corrente na CaC</i>	82
6.2	RENDIMENTO E CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA CAC	83
6.3	CONCLUSÃO	84
<b>CONCLUSÃO GERAL</b>		<b>85</b>
<b>APÊNDICE</b>		<b>88</b>
<b>REFERÊNCIA BIBLIOGRAFIA</b>		<b>90</b>

## Índice de Figuras

FIGURA 1.1 - CAC DO TIPO PEM APLICADA A <i>NOTEBOOK</i> .....	3
FIGURA 1.2 - CAC DE 250KW INSTALADA EM BERLIM, ALEMANHA, EM 2000. ....	4
FIGURA 1.3- ESTRUTURA BÁSICA DA CAC. ....	5
FIGURA 1.4 - CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA CAC DO TIPO PEM. ....	6
FIGURA 1.5- ESQUEMA ELÉTRICO DO MODELO DINÂMICO .....	7
FIGURA 1.6- MÉTODO DA INTERRUPÇÃO DA CORRENTE, CURVA EXPERIMENTAL. ....	8
FIGURA 1.7 - MÉTODO DA INTERRUPÇÃO DA CORRENTE, RESULTADO DE SIMULAÇÃO UTILIZANDO OS PARÂMETROS DA CAC OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE. ....	9
FIGURA 1.8 - EFEITO DA FREQUÊNCIA NA CARACTERÍSTICA TENSÃO-CORRENTE EM UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM. ....	10
FIGURA 1.9 - LIMITES PARA ONDULAÇÃO DA CORRENTE NA CÉLULA COMBUSTÍVEL DO TIPO PEM. ....	10
FIGURA 2.1 CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	13
FIGURA 2.2 - ÉTAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	14
FIGURA 2.3 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	17
FIGURA 2.4 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	18
FIGURA 3.1 - MODELO DINÂMICO DE UMA CAC DO TIPO PEM. ....	20
FIGURA 3.2 - MÓDULOS DE CAC CONECTADOS EM PARALELO. ....	21
FIGURA 3.3- CIRCUITO EQUIVALENTE DO CONVERSOR CONECTADO NA CÉLULA A COMBUSTÍVEL COM CAPACITOR DE FILTRAGEM. ....	22
FIGURA 3.4 - CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	22
FIGURA 3.5 - CORRENTE INSTANTÂNEA DE ENTRADA DO CONVERSOR REPRESENTADA ATRAVÉS DO SOMATÓRIO DE HARMÔNICOS EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	24
FIGURA 3.6 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE FILTRAGEM EM FUNÇÃO DO VALOR DO CAPACITOR. ...	25
FIGURA 3.7 - CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE FILTRAGEM (VALORES CALCULADOS E DE SIMULAÇÃO) EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA DO FILTRO. ....	25
FIGURA 3.8 - CAPACITOR DE FILTRAGEM (F) EM FUNÇÃO DA ONDULAÇÃO RELATIVA DA CORRENTE NA CAC. ....	26
FIGURA 3.9 - ONDULAÇÃO RELATIVA DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DA CORRENTE DE ENTRADA NA CAC EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA. ....	27
FIGURA 3.10 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO CONVERSOR CONECTADO A CAC. ....	28
FIGURA 3.11 - CIRCUITO EQUIVALENTE REPRESENTADO POR IMPEDÂNCIAS. ....	28
FIGURA 3.12 - VALORES CALCULADOS E DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DO FILTRO DE ENTRADA EM FUNÇÃO DO VALOR DO CAPACITOR. ....	30
FIGURA 3.13 - CORRENTE NO INDUTOR $L_R$ E TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR PARA $\Delta V_{IN} < 200\%$ . .	31
FIGURA 3.14 - CORRENTE NO INDUTOR $L_R$ E TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR PARA $\Delta V_{IN} = 200\%$ . .	31
FIGURA 3.15 - CORRENTE NO INDUTOR $L_R$ E TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR PARA $\Delta V_{IN} > 200\%$ . .	32

FIGURA 3.16 - VALORES CALCULADOS E DE SIMULAÇÃO PARA ONDULAÇÃO RELATIVA DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR ( $V_{IN\ PICO\_PICO} / V_{IN\ MEDIO}$ ) EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA DO FILTRO DE ENTRADA. ....	34
FIGURA 3.17 – ONDULAÇÃO RELATIVA DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA DO FILTRO DE ENTRADA. ....	34
FIGURA 3.18 - CIRCUITO EQUIVALENTE INCLUINDO A RSE DO CAPACITOR DE FILTRAGEM. ....	35
FIGURA 3.19 - ATENUAÇÃO EM dB DA ONDULAÇÃO NA CORRENTE DA CAC EM FUNÇÃO DO VALOR DO CAPACITOR DE FILTRAGEM. ....	36
FIGURA 3.20 - ATENUAÇÃO DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE NA CAC EM FUNÇÃO DO VALOR DA RSE DO CAPACITOR DE FILTRAGEM. ....	37
FIGURA 3.21 – PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA PARA ANÁLISE DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR CONSIDERANDO A RSE DO CAPACITOR DE FILTRAGEM. ....	38
FIGURA 4.1 - CONVERSOR FB-ZVS-PS COM FILTRO CAPACITIVO NA ENTRADA E MODELO ELÉTRICO DA CAC. ....	41
FIGURA 4.2 - CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA CAC. ....	42
FIGURA 4.3 VALOR EFICAZ E VALOR INSTANTÂNEO DA CORRENTE NO INDUTOR $L_R$ . ....	51
FIGURA 4.4 - TENSÃO EFICAZ E INSTANTÂNEA NO LADO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR. ....	51
FIGURA 4.5 – CORRENTE E TENSÃO EM FUNÇÃO DO TEMPO NOS INTERRUPTORES DO BRAÇO DIREITO DO CONVERSOR NA POTÊNCIA NOMINAL. (FATOR DE MULTIPLICAÇÃO DA CORRENTE PARA AJUSTE DE ESCALA X3). ....	52
FIGURA 4.6 – TENSÃO E CORRENTE NOS INTERRUPTORES $S_2$ E $S_4$ EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	52
FIGURA 4.7 – CIRCUITO SIMULADO CONSIDERANDO INDUTÂNCIAS PARASITAS DO CIRCUITO. ....	53
FIGURA 4.8 – TENSÃO NOS INTERRUPTORES $S_1$ E $S_2$ . ....	54
FIGURA 4.9 – ONDULAÇÃO NAS TENSÕES DOS INTERRUPTORES. ....	54
FIGURA 4.10 – CORRENTE NO LADO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	55
FIGURA 4.11 – TENSÃO NO LADO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR. ....	55
FIGURA 4.12 – CONVERSOR FB-ZVS-PWM COM DIODOS E CAPACITORES ADICIONADOS EXTERNAMENTE AOS INTERRUPTORES DO TIPO MOSFET. ....	56
FIGURA 4.13 – TENSÃO NOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA APRESENTADOS NA FIGURA 4.12. ....	57
FIGURA 4.14 – CORRENTE NO LADO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR. ....	57
FIGURA 5.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO MODELO DINÂMICO DO CONVERSOR PONTE-COMPLETA COM COMUTAÇÃO DISSIPATIVA. ....	59
FIGURA 5.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO MODELO AC PARA PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	60
FIGURA 5.3 - DIAGRAMA DO SISTEMA DE CONTROLE. ....	62
FIGURA 5.4 - LUGAR DAS RAÍZES E RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA. ....	63
FIGURA 5.5 - CONTROLADOR PID. ....	64

FIGURA 5.6 - LUGAR DAS RAÍZES E RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA DE CONTROLE DA CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA COM CONTROLADOR PID.....	65
FIGURA 5.7 – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM EM MALHA FECHADA.....	68
FIGURA 5.8 – TENSÃO NA CARGA E CORRENTE NO INDUTOR DE SAÍDA EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA UMA PERTURBAÇÃO DE 3% NA CARGA. ....	69
FIGURA 5.9 - TENSÃO DE SAÍDA E CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA COM DEGRAU DE CARGA DE 50% AOS 6MS DE SIMULAÇÃO. ....	69
FIGURA 5.10 - RESPOSTA DOS CONTROLADORES DE TENSÃO E CORRENTE PARA UM DEGRAU DE CARGA DE - 50% NO INSTANTE DE 6MS .....	70
FIGURA 5.11 - TENSÃO DE SAÍDA E CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA PARA UM DEGRAU DE CARGA DE 100% NO INSTANTE DE 4MS. ....	70
FIGURA 5.12 - RESPOSTA DOS CONTROLADORES DE TENSÃO E CORRENTE PARA UM DEGRAU DE CARGA DE 100%. ....	71
FIGURA 6.1 – DIAGRAMA DE BLOCO DA CONEXÃO ENTRE OS MÓDULOS DE CAC E O CONVERSOR FB-ZVS-PWM.....	72
FIGURA 6.2 – CONVERSOR FB-ZVS-PWM COM FILTRO CAPACITOR NA ENTRADA E DIODOS PARA CONEXÃO DOS MÓDULOS DE CAC. ....	73
FIGURA 6.3 – VOLUME DOS CAPACITORES PARA BLOQUEIO DE NÍVEL CC NO TRANSFORMADOR. ....	73
FIGURA 6.4 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DE SAÍDA E CORRENTE NO INDUTOR DE FILTRAGEM EM FUNÇÃO DO TEMPO COM PERTURBAÇÃO NA CARGA DE 30%. ....	74
FIGURA 6.5 – TENSÃO DE SAÍDA E CORRENTE NO INDUTOR DE SAÍDA EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	75
FIGURA 6.6 – TENSÃO E SINAL DE COMANDO NOS INTERRUPTORES DO BRAÇO ESQUERDO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	75
FIGURA 6.7 – TENSÃO E SINAL DE COMANDO NOS INTERRUPTORES DO BRAÇO ESQUERDO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	76
FIGURA 6.8 – TENSÃO E SINAL DE COMANDO NOS INTERRUPTORES DO BRAÇO DIREITO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DO TEMPO OPERANDO COM 20% DA POTÊNCIA NOMINAL.....	76
FIGURA 6.9 – TENSÃO E SINAL DE COMANDO NOS INTERRUPTORES DO BRAÇO DIREITO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DO TEMPO OPERANDO COM 50% DA POTÊNCIA NOMINAL.....	77
FIGURA 6.10 – TENSÃO E SINAL DE COMANDO NOS INTERRUPTORES DO BRAÇO DIREITO DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DO TEMPO OPERANDO COM 50% DA POTÊNCIA NOMINAL.....	77
FIGURA 6.11 – CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	78
FIGURA 6.12 – DETALHE NA CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE EM FUNÇÃO DO TEMPO. ....	78
FIGURA 6.13 – CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA RAZÃO CÍCLICA MÁXIMA. ....	79
FIGURA 6.14 – BARRAMENTO DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM. ....	79
FIGURA 6.15 – CIRCUITO EQUIVALENTE DOS PONTOS DE MEDIÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM E DA TENSÃO FORNECIDA PELA CAC.....	80

FIGURA 6.16 – TENSÃO FORNECIDA PELA CAC. ....	80
FIGURA 6.17 – TENSÃO DE ENTRADA DO CONVERSOR. ....	81
FIGURA 6.18 – TENSÃO NO LADO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR.....	81
FIGURA 6.19 – TENSÃO NOS DIODOS DA PONTE RETIFICADORA. ....	82
FIGURA 6.20 – CORRENTE NA CAC E TENSÃO DE SAÍDA DO CONVERSOR.....	82
FIGURA 6.21 – CURVA DE RENDIMENTO. ....	83
FIGURA 6.22 – CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA CAC DO TIPO PEM INSTALADAS NO INEP.....	84



## SIMBOLOGIA

Símbolos adotados nos equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
$\Delta V_o$	Varição na tensão de saída	V
$\Delta V_{in}$	Varição na tensão de entrada	V
$\Delta I_{o\_rel}$	Ondulação relativa da corrente de saída	
$\Delta V_{o\_rel}$	Ondulação relativa da tensão de saída	
$\Delta I_{in\_rel}$	Ondulação relativa da corrente de entrada	
$\Delta V_{in\_rel}$	Ondulação relativa da tensão de entrada	
$\omega$	Frequência angular	rad/s
$\theta$	Fase dos harmônicos de corrente	rad
$C_a$	Capacitor de bloqueio da componente contínua	F
$C_o$	Capacitor do filtro de saída	F
D	Razão cíclica de chaveamento	
$D_{ef}$	Razão cíclica efetiva de chaveamento	
$\Delta T$	Produto da razão cíclica pelo período de chaveamento	s
$T_s$	Período de chaveamento	s
$f_o$	Frequência de ressonância no filtro de saída	Hz
$f_s$	Frequência de chaveamento	Hz
$K_v$	Ganho estático do compensador de tensão	
$K_i$	Ganho estático do compensador de corrente	
$I_o$	Corrente de saída do conversor	A
$I_{L_o}$	Corrente no indutor de filtragem $L_o$	A
$L_r$	Indutância ressonante	H
$L_o$	Valor do indutor do filtro de saída	H
$L_{in}$	Valor do indutor do filtro de entrada	H
$C_{in}$	Valor do capacitor do filtro de entrada	C

$n$	Relação de transformação ( $V_{Sec1}/V_{Prim} = V_{Sec2}/V_{Prim}$ )	
$P_o$	Potência útil na saída do condicionador	W
$V_{ab}$	Tensão entre os pontos a e b	V
$t$	Tempo	s
$t_0, t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6,$ $t_7, t_8, t_9, t_{10}, t_{11}, t_{12}$	Tempos nos instantes 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 e 12	s
$I_{CC}$	Corrente média	A
$I_{conv}$	Corrente de entrada do conversor	A
$I_{ef\_S1\_S3}$	Corrente eficaz nos interruptores $S_1$ e $S_3$	A
$I_{ef\_S2\_S4}$	Corrente eficaz nos interruptores $S_2$ e $S_4$	A
$I_{med\_D}$	Corrente média nos diodos da ponte retificadora	A
$I_{sec\_1}$	Corrente eficaz no secundário 1 do transformador	A
$I_{sec\_2}$	Corrente eficaz no secundário 2 do transformador	A
$I_{prim}$	Corrente eficaz no primário do transformador	A
$I_{Lr}$	Corrente eficaz no indutor ressonante	A
$V_{pk\_DS}$	Valor de pico da dente de serra	V
$V_{S\_max}$	Tensão máxima nos interruptores	V
$V_{D\_max}$	Tensão máxima nos diodos da ponte retif.	V
$D_{max}$	Razão cíclica máxima	
$\eta$	Rendimento do conversor	
$\eta_{RSE}$	Rendimento do conversor considerando a RSE do capacitor de entrada	
$P_{o\_RSE}$	Perda de potência devido a RSE do capacitor de entrada	
$Z_{CaC}$	Impedância da CaC	
$q$	Ganho estático do conversor	
$R_{act}$	Perdas por ativação da CaC	$\Omega$
$R_{ohm}$	Perdas resistivas da CaC	$\Omega$
$C_{act}$	Capacitância de ativação da CaC	F
$V_{Rev}$	Tensão de circuito aberto da CaC	V

### Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor comandável
U	Circuito integrado
V	Fonte de tensão

### Acrônimos e Abreviaturas

Símbolo	Significado
AWG	American Wire Gage
FC	Fuel Cell
CaC	Célula a Combustível
FB-ZVS-PWM	Full Bridge – Zero Voltage Switching – Pulse Width Modulation
PEM	Próton Exchange Membrane
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PAFC	Phosphoric Acid Fuel Cell
$e^-$	elétron
$H^+$	Proton de hidrogênio
$H_2$	Molécula de hidrogênio
O	Molécula de oxigênio
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
PS	Phase Shift

## Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

Símbolo	Nome da Unidade
$^{\circ}$	grau trigonométrico
$^{\circ}\text{C}$	grau Celsius
$\Omega$	Ohm
A	Ampere
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
rad/s	radianos por segundo
rad	radianos
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

## Introdução Geral

A energia tem um papel crescente no desenvolvimento da humanidade, o seu consumo é utilizado muitas vezes como indicador da qualidade de vida de uma sociedade e o sistema energético, que compreende as atividades de extração, conversão, distribuição e uso de energia está diretamente relacionado com o desenvolvimento econômico de um país.

Apesar da grande importância econômica que representa o sistema energético, também é um dos principais responsáveis pelos impactos ambientais da sociedade industrial. As atividades relacionadas com a produção e uso de energia liberam para a atmosfera, água e solo diversas substâncias que comprometem a saúde e sobrevivência das variadas formas de vida existente em nosso planeta. Alguns desses efeitos são visíveis e imediatos, outros tem a propriedade de serem acumulativos e de permanecerem por várias décadas. Como a maior parte da energia utilizada é obtida através da queima de combustível fóssil, principal responsável pela emissão de gás carbônico na atmosfera, e também por se tratar de uma fonte esgotável, governos de vários países e empresas privadas tem investido em fontes renováveis para geração de energia. Uma das fontes alternativas que vem se destacando, é a Célula a Combustível (CaC), que pode gerar energia elétrica e calor utilizando o hidrogênio como combustível [1].

A proposta deste trabalho é processar a energia gerada pela CaC através do conversor isolado de 1,5kW de potência, denominado Ponte-Completa com Comutação Suave Sob Tensão Nula e Modulado por Largura de Pulso, conhecido na literatura internacional como (FB-ZVS-PWM), abreviação de *Full-Bridge, Zero-Voltage-Switching, Pulse-Width-Modulation*.

Na primeira etapa do projeto, é realizado um estudo do comportamento estático e dinâmico da CaC e a sua conexão com o conversor através de um filtro passivo. Posteriormente, são abordadas as dificuldades encontradas no projeto e implementação do conversor diante dos efeitos das indutâncias parasitas do circuito, enfatizadas pelo nível elevado de corrente em alta frequência a que o conversor está submetido.

No Capítulo 1 são apresentadas algumas aplicações da CaC, o seu funcionamento básico e as características estática e dinâmica para posterior dimensionamento do conversor.

O Capítulo 2 apresenta o princípio de funcionamento do conversor FB-ZVS-PWM através de suas etapas de operação e das principais formas de onda.

No Capítulo 3 está o estudo da interação do modelo da célula a combustível do tipo *Proton Exchange Membrane* (PEM) com o conversor em Ponte-Completa; a conexão entre os dois sistemas é feita através da inclusão de um estágio intermediário que atenua a ondulação da corrente na CaC à níveis aceitáveis, sem alterar a forma de onda da corrente e tensão na entrada do conversor.

O Capítulo 4 mostra o projeto do estágio de potência do conversor FB-ZVS-PWM considerando as indutâncias parasitas do circuito, enfatizadas pelo elevado nível de corrente em alta frequência a que o conversor está submetido.

O Capítulo 5 apresenta o estágio de controle do conversor formado por dois controladores do tipo PID atuando em paralelo, um para estabilizar a tensão de saída e outro para limitar a corrente no indutor de filtragem.

O Capítulo 6 destina-se a apresentar os resultados da implementação do conversor FB-ZVS-PWM conectado a CaC por meio de um filtro capacitivo.

Este estudo pretende alertar futuros trabalhadores quanto as dificuldades encontradas em operar o conversor FB-ZVS-PWM com níveis elevados de corrente, bem como, apresentar os cuidados necessários ao projetar este tipo de conversor utilizando como fonte de entrada a CaC.

## Capítulo 1 - Célula a Combustível

As CaC's se destacam como potenciais mecanismos de geração de energia por usar o hidrogênio como combustível. Embora este elemento não flua livremente, é o mais básico e onipresente dos elementos do universo podendo ser extraído de diversificadas fontes, tanto de combustíveis fósseis como de fontes renováveis

### 1.1 Aplicações

As CaC's estão presentes em quase todas as aplicações. O tipo da aplicação é determinado pela viabilidade econômica que se baseia nos recursos naturais disponíveis localmente.

As aplicações relacionadas a transporte, iniciaram com o uso em embarcações marítimas, pois além de fornecer energia elétrica, também permite o aproveitamento da água potável resultante da reação química ocorrida na CaC. Nas aplicações automotivas, praticamente todas as montadoras de automóveis, já possuem um protótipo em desenvolvimento, incentivadas principalmente pela necessidade de substituir o combustível fóssil por fontes renováveis de energia.

Existem também CaC aplicadas a computadores portáteis e telefones celulares utilizando o hidrogênio comprimido, o metanol, ou ainda o etanol (álcool) como combustível. O objetivo nesta aplicação, é possibilitar a operação dos equipamentos por um longo período sem estarem conectados a rede elétrica. A Figura 1.1 mostra um *Notebook* utilizando uma CaC em substituição à bateria. [2]



Figura 1.1 - CaC do tipo PEM aplicada a *Notebook*

Nas aplicações estacionárias, que são as aplicações mais estudadas, existem os sistemas de pequeno porte, de 0,5 kW a 10 kW, utilizados principalmente como UPS e os sistemas de grande porte, que na média, são de 200 kW de potência podendo chegar até a ordem de MW. O maior sistema CaC já construído, produz cerca de 11MW e utiliza a tecnologia de Ácido Fosfórico (PAFC). Este grande sistema foi construído pela Toshiba e pela UTC Fuel Cells e está sendo operado pela Tokyo Electric, Japão, desde 1991. Mundialmente, a fonte de hidrogênio mais explorada para CaC em aplicações estacionárias, tem sido o gás natural; no Brasil, a tendência tem sido a utilização do etanol. A Figura 1.2 mostra uma estação geradora de energia utilizando CaC de 250kW instalada em Berlim, Alemanha. [2]



Figura 1.2 - CaC de 250kW instalada em Berlim, Alemanha, em 2000.

A utilização das CaC também tem sido favorecida pelas novas regras de decisão do planejamento energético, que estão mudando para um sistema que utiliza unidades geradoras individuais alternativas próximas ao centro de carga em um menor intervalo de tempo, visto que, historicamente o sistema de utilização energética tem planejado, construído e operado plantas de potência, para minimizar o custo do sistema de energia elétrica à longo prazo.

## 1.2 Funcionamento básico

A CaC é uma tecnologia que utiliza a combinação química entre oxigênio e hidrogênio para gerar energia elétrica, energia térmica e água. As CaC's são compostas por dois eletrodos porosos: ânodo e cátodo, cada um revestido num dos lados por uma



camada de catalisador que em geral é platina ou níquel, e separados por um eletrólito impermeável que permite o movimento dos íons entre os eletrodos. A Figura 1.3 mostra a estrutura básica de uma CaC e o seu princípio de funcionamento.

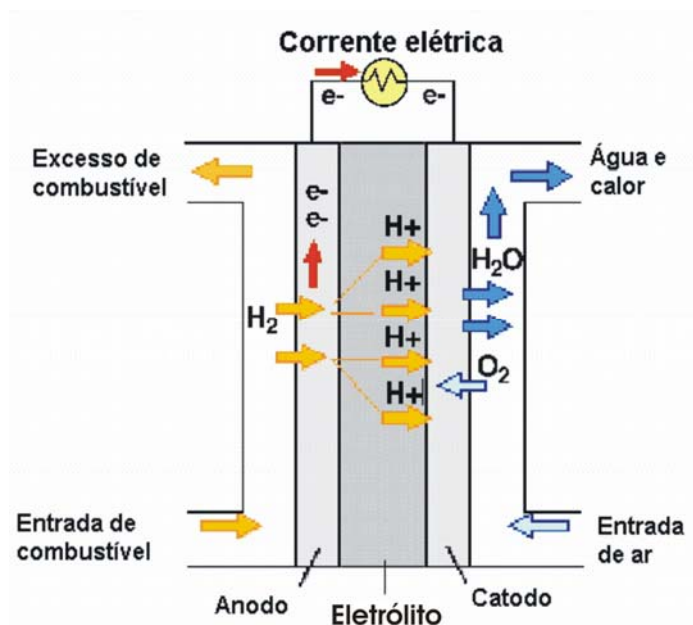


Figura 1.3– Estrutura básica da CaC.

O hidrogênio pressurizado é bombeado para o terminal negativo do eletrodo e forçado a passar por canais de fluxo até atingir o catalisador. Quando a molécula de hidrogênio entra em contato com o catalisador, ela se separa em dois prótons ( $H^+$ ) e dois elétrons ( $e^-$ ). Os elétrons são conduzidos através do eletrodo até atingirem o circuito externo, ficando disponível para uso, e o prótons de hidrogênio que atravessam o eletrólito, combinam-se com o oxigênio do ar dentro do catalisador; o resultado da reação é água e calor [3].

### 1.3 Modelagem da CaC

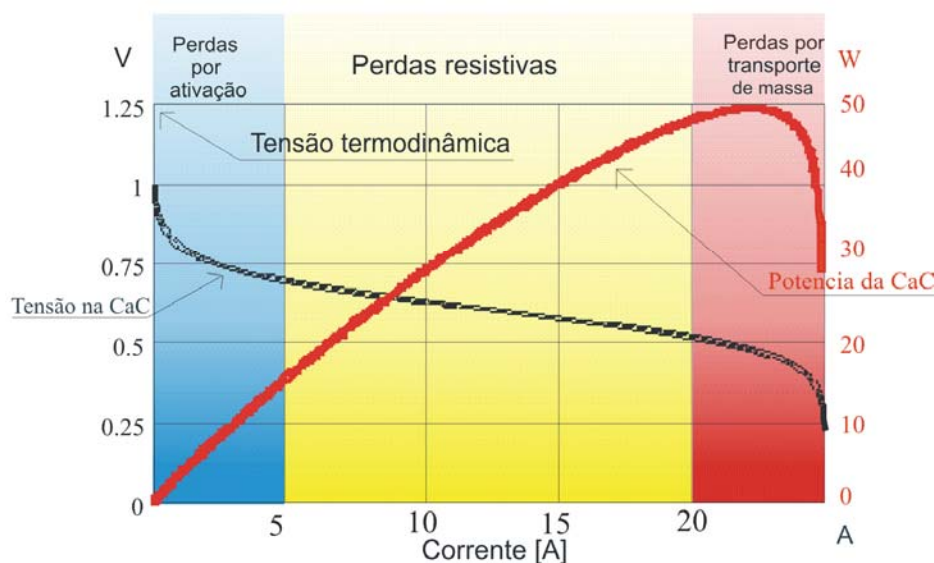
A obtenção da característica estática e dinâmica da CaC envolve um alto grau de complexidade pois depende de um grande número de variáveis tais como: temperatura, pressão dos gases, dimensões da célula, hidratação da membrana, propriedades dos materiais constituintes do eletrólito e dos eletrodos, estequiometria dos gases.

Frente a pouca disponibilidade de dados precisos para obtenção analítica do modelo da CaC, pode-se fazer uso de modelos empíricos, que embora menos precisos,

apresentam resultados satisfatórios. Neste trabalho, o modelo da CaC é obtido através de resultados experimentais e resultados apresentados nas referências [4] e [5].

### 1.3.1 Característica estática da CaC

Existem vários fatores que influenciam no modelo da CaC afetando diretamente a sua característica estática. O comportamento da tensão da CaC em função da variação de carga, é diferenciado por três regiões de operação: região de perdas por ativação, região de perdas resistivas e região de perdas por transporte de massa. Somada às três regiões de operação separadas por perdas, está a perda por cruzamento de combustível e circulação de correntes internas. A Figura 1.4 mostra o comportamento da tensão e da potência na CaC em função da corrente; observa-se o comportamento diferenciado da tensão por região de operação.



**Figura 1.4 - Característica estática da CaC do tipo PEM.**

Perdas por ativação: Está relacionada com a velocidade da reação química na superfície de um eletrodo a qual depende do tipo de material e dos reagentes envolvidos. As perdas são decorrentes da energia necessária para romper a barreira de ativação da reação química.

Perdas por cruzamento de combustível e circulação de corrente internas: É caracterizada por uma pequena quantidade de combustível e corrente elétrica que

atravessam o eletrólito; esta parcela do combustível reage com o oxigênio no catodo. Os elétrons liberados nesta reação não chegam ao circuito externo, portanto, não podem ser aproveitados como os elétrons que atravessaram o eletrólito.

Perdas resistivas: São ocasionadas pela oposição à passagem de corrente elétrica pelos eletrodos e conexões e pela oposição à circulação de íons pelo eletrólito.

Perdas por concentração ou transporte de massa: O aumento da corrente elétrica drenada da CaC causa um maior consumo de reagentes; conseqüentemente, a pressão parcial tende a diminuir juntamente com a concentração dos gases. Assim, as perdas tornam-se evidentes a medida que a quantidade de fluxo de combustível solicitada é maior do que a disponibilizada.

A tensão nos terminais da CaC será a tensão de circuito aberto menos as tensões envolvidas nas perdas descritas anteriormente. A tensão de circuito aberta é denominada como tensão reversível ( $V_{rev}$ ), que varia somente de acordo com a temperatura e pressão dos gases hidrogênio e oxigênio.

### 1.3.2 Característica Dinâmica da CaC

A CaC tem um comportamento dinâmico de primeira ordem, resultante das perdas resistivas ( $R_{ohm}$ ), perdas por ativação ( $R_{act}$ ) e do fenômeno conhecido com *Charge Double Layer* apresentado na referência [3]. Este fenômeno é representado por um capacitor ( $C_{act}$ ) no circuito elétrico equivalente mostrado na Figura 1.5.

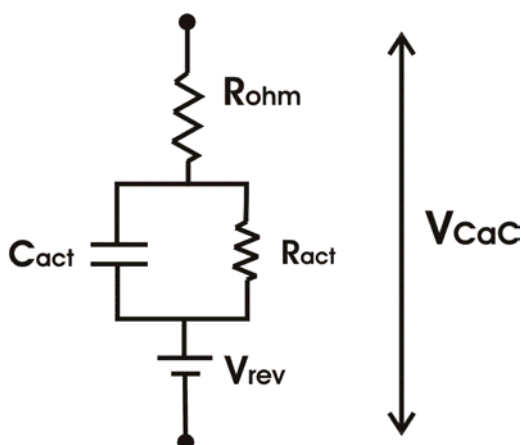
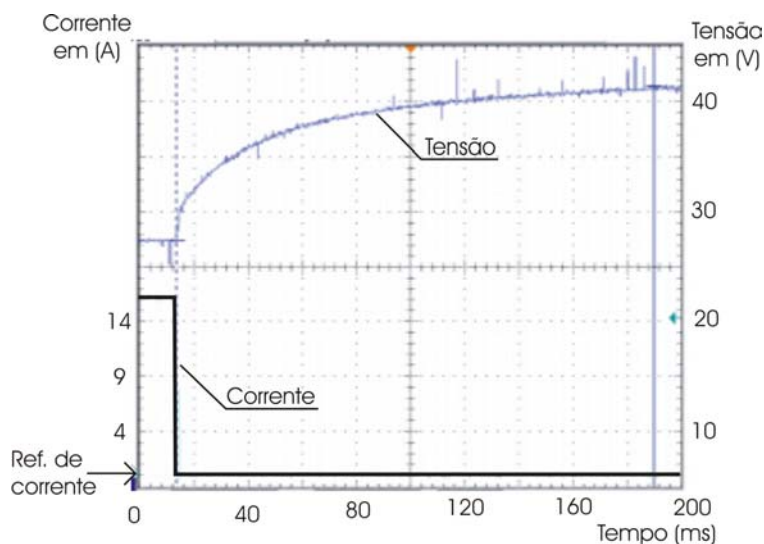


Figura 1.5- Esquema elétrico do modelo dinâmico

No presente estudo, o modelo dinâmico é obtido por meio de resultados experimentais, utilizando o método da interrupção de corrente. Este método consiste em interromper a corrente no momento em que a CaC estiver operando em condições de carga constante.

A Figura 1.6 mostra o comportamento da tensão da CaC no momento da interrupção da corrente.



**Figura 1.6 – Método da interrupção da corrente, curva experimental.**

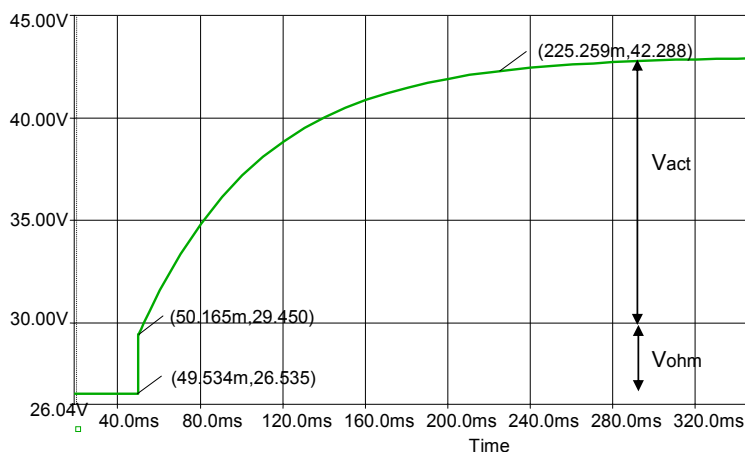
Com a curva da Figura 1.6 extrai-se os parâmetros do circuito elétrico equivalente do modelo dinâmico da CaC do tipo PEM. Estes parâmetros são referentes a um módulo, composto por 48 CaC's do tipo PEM conectadas em série.

Perdas resistivas ( $R_{ohm} = 0,180\Omega$ );

Perdas por ativação ( $R_{act} = 0,832\Omega$ );

Capacitância de ativação ( $C_{act} = 0,07F$ ).

Através dos parâmetros da CaC obtidos da curva experimental, o circuito elétrico equivalente do modelo dinâmico pode ser utilizado em simulação, como mostra a Figura 1.7.



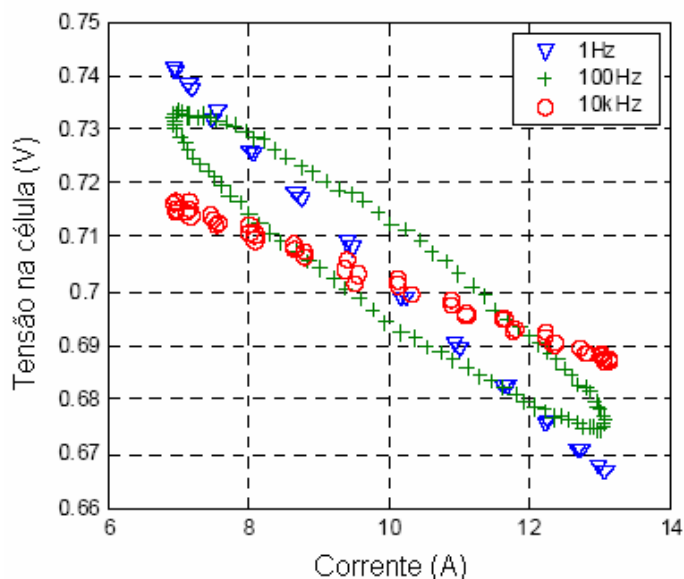
**Figura 1.7 - Método da interrupção da corrente, resultado de simulação utilizando os parâmetros da CaC obtidos experimentalmente.**

#### 1.4 Efeito da ondulação de corrente na célula a combustível

O nível de variação da tensão nos terminais da CaC em função da variação da corrente, depende da ondulação e da frequência da mesma. Estas influências devem-se a presença da capacitância  $C_{act}$  no modelo da célula apresentado na Figura 1.5.

A Figura 1.8 mostra a característica da tensão-corrente em uma CaC do tipo PEM, para uma ondulação de 60% do valor médio da corrente. Para baixa frequência, o capacitor  $C_{act}$  tem tempo para carregar-se e se descarregar completamente seguindo a característica estática da célula. Em frequências intermediárias aparece um comportamento de histerese na característica tensão-corrente como mostra a curva respectiva na frequência de 100 Hz. Este efeito deixa de existir em alta frequência, o capacitor  $C_{act}$  não tem tempo suficiente para carregar-se e se descarregar mantendo a sua tensão constante [6]. O efeito da frequência a corrente na característica estática da CaC é apresentado na Figura 1.8.

A influência da ondulação de corrente na CaC também pode causar danos na mesma, o grande valor do capacitor  $C_{act}$  no modelo elétrico da célula combustível, sugere que a tolerância à ondulação da corrente aumenta com o aumento da frequência, do ponto de vista de operação da CaC, mas não em relação à conservação do estado das membranas. Esta informação ainda é escassa na literatura, sendo necessária maior investigação.



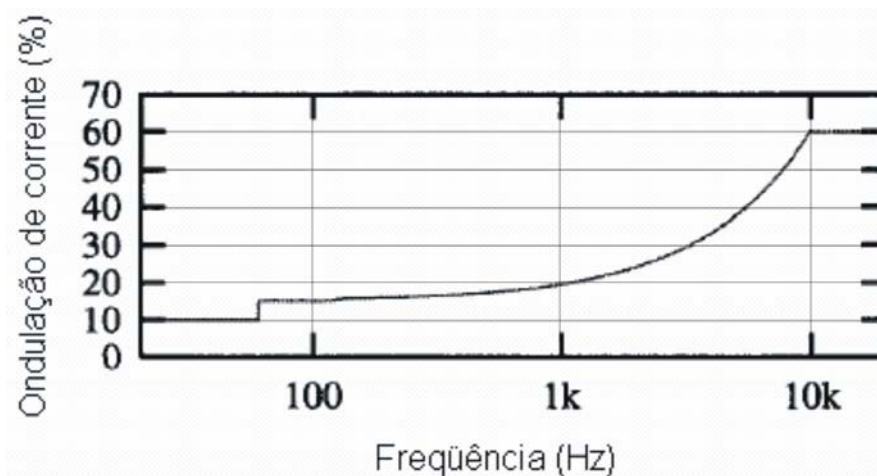
**Figura 1.8 - Efeito da frequência na característica Tensão-Corrente em uma célula a combustível do tipo PEM**

Um limite proposto para a ondulação da corrente na célula é apresentado na Tabela 1, obtido da referência [7].

Frequência	Ondulação de corrente na célula combustível
Menor que 60Hz	<10%, não excedendo 0,4A
Entre 60Hz e 100Hz	<15%, não excedendo 0,6A
Entre 120Hz e 10kHz	Interpolação linear entre os limites de frequência.

**Tabela 1 - Limites para ondulação de corrente na célula combustível.**

A Figura 1.9 ilustra os limites de ondulação da corrente na célula a combustível.



**Figura 1.9 - Limites para ondulação da corrente na célula combustível do tipo PEM.**

## 1.5 Conclusão

O adequado processamento da energia gerada pela CaC, âmbito da eletrônica de potência, requer o conhecimento das características estática e dinâmica da CaC. Estas características são provenientes de diversas variáveis que tornam complexa a obtenção analítica dos modelos matemáticos. A característica estática teórica apresentada é decorrente da tensão reversível, das perdas resistivas, perdas por ativação, perdas por cruzamento de combustível e circulação de correntes internas e perdas por concentração.

A característica dinâmica da CaC é de primeira ordem. Esta característica foi obtida por experimentação utilizando o método da interrupção de corrente e comparada com resultados apresentados em trabalhos precedentes, referências [4] e [5].

Além do comportamento estático e dinâmico da CaC, deve-se ter cuidado em relação à ondulação de corrente na CaC, tanto em baixa como em alta frequência, sob pena de prejudicar o funcionamento e até mesmo de danificá-la.

## **Capítulo 2 - Conversor CC-CC em Ponte-Completa Modulado por Largura de Pulso e com Comutação Suave Sob Tensão Nula**

O presente capítulo mostra as etapas de funcionamento e as principais formas de onda do conversor em Ponte-Completa com comutação suave, também conhecido na literatura pelas siglas, FB-ZVS-PWM. Este conversor é encarregado de fazer o processamento da energia gerada pelo sistema de células a combustível instaladas no Instituto de Eletrônica de Potência (Inep). O processamento deverá ser de 1,5 kW de potência com tensão de entrada variando de 24 à 36V, tensão de saída ajustável entre 48 e 60V e limitador da corrente de saída permitindo a sua conexão com um banco de baterias. A variação da tensão de entrada é consequência da variação da tensão na CaC dada pela sua característica estática.

O conjunto de CaC, conversor e baterias tem a finalidade de servir como um sistema de *Back up* para quando ocorrer falha no sistema principal de alimentação. A necessidade do banco de baterias deve-se ao fato que a CaC requer um período de cerca de 8 minutos para aquecimento, até que esteja disponível para uso e a energia entregue à carga neste intervalo de tempo deve ser fornecida pela bateria. Quando a CaC entra em operação, as baterias são recarregadas com limitação de corrente, implementada pela malha de controle do conversor e a carga permanece sendo alimentada.

As especificações dos parâmetros de entrada do conversor são impostas pelas características da CaC. O circuito elétrico básico do estágio de potência do conversor FB-ZVS-PWM é apresentado na Figura 2.1.



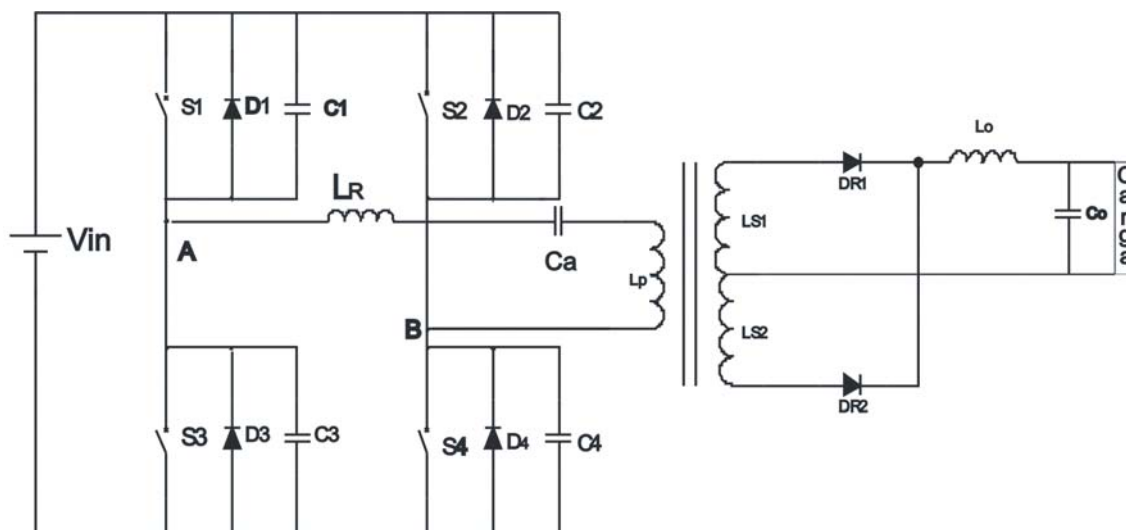
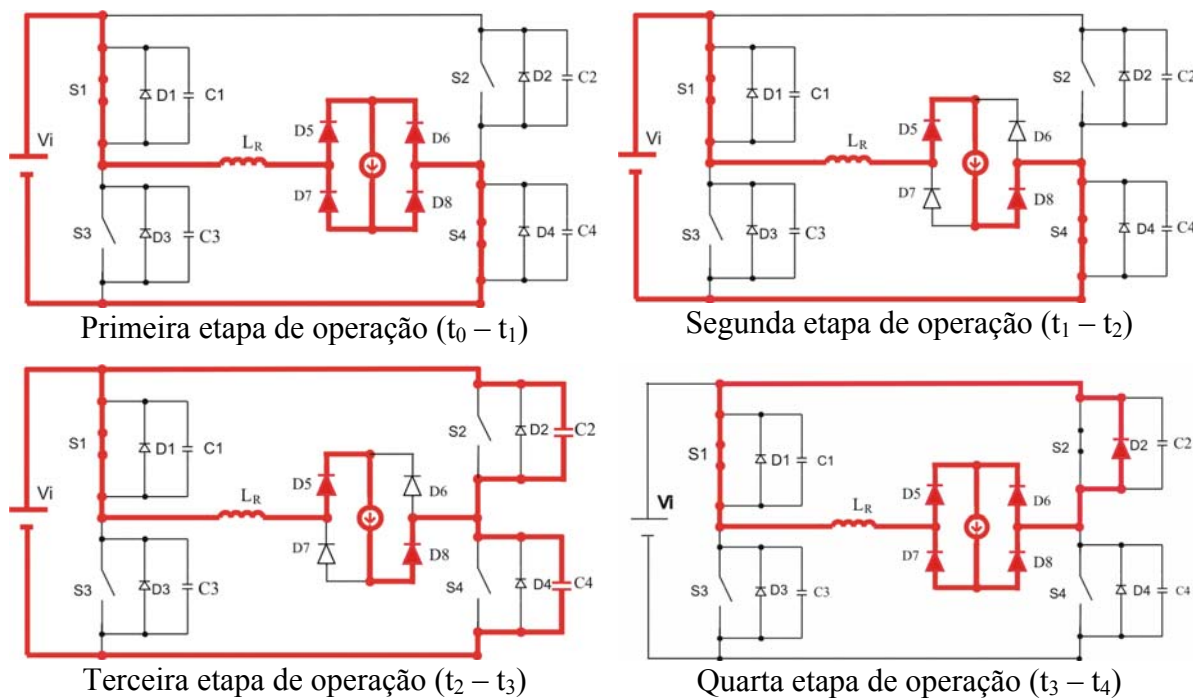
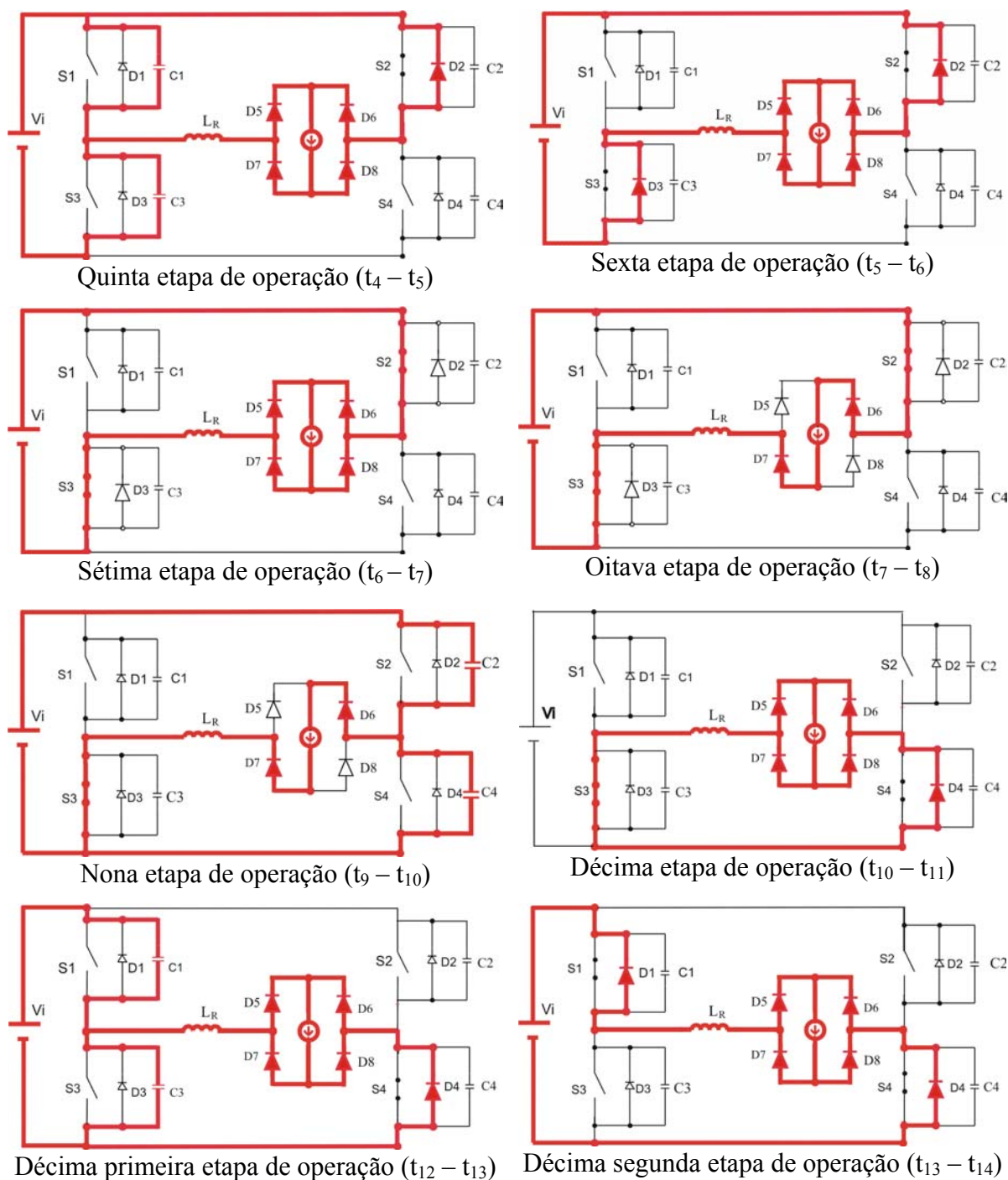


Figura 2.1 Conversor FB-ZVS-PWM.

## 2.1 Etapas de operação

As etapas de operação do conversor são apresentadas na Figura 2.2. Para simplificar a análise, o transformador é substituído por uma fonte de corrente ideal [8].





**Figura 2.2 – Etapas de operação do conversor FB-ZVS-PWM.**

Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ): A primeira etapa inicia quando a corrente  $I_{Lr}(t)$  inverte de sentido passando pela chave  $S_1$  e  $S_4$ . A corrente sobe em rampa até igualar-se a corrente de carga  $I_o$  encerrando a etapa.

Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ): No instante  $t_1$ , a corrente  $I_{LR}(t)$  iguala-se a corrente de carga que passa a circular pelo circuito. Nesta etapa ocorre transferência de potência para a carga e termina quando a chave  $S_4$  é bloqueada.

Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ): No instante  $t_2$  a chave  $S_4$  é bloqueada, o capacitor  $C_4$ , que estava descarregado pois tinha seus terminais curto-circuitados por  $S_4$ , começa a carregar-se e  $C_2$  que estava carregado com a tensão  $V_i$  se descarrega concluindo esta etapa de operação.

Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ): No instante  $t_3$  o capacitor  $C_2$  está descarregado e  $C_4$  está carregado com a tensão  $V_i$ . O diodo  $D_4$  permanece bloqueado e o diodo  $D_2$  entra em condução. A ponte de diodos entra em curto-circuito pois ocorre uma pequena queda linear na corrente  $I_{LR}(t)$  mas que para efeito de cálculo e da análise, será considerada constante e igual a  $I_0$ . Durante esta etapa a chave  $S_2$  deve ser comandada a conduzir.

Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ): A quinta etapa inicia com o bloqueio da chave  $S_1$ , o capacitor  $C_1$  que estava descarregado pois tinha seus terminais curto-circuitados por  $S_1$ , começa a carregar-se e  $C_3$  que estava carregado com a tensão  $V_i$ , se descarrega concluindo esta etapa.

Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ): No instante  $t_5$  o capacitor  $C_1$  está carregado com a tensão  $V_i$ , mantendo bloqueado o diodo  $D_1$  e  $C_3$  descarregado, colocando em condução o diodo  $D_3$ . A corrente  $I_{LR}(t)$  decresce linearmente até zero encerrando a sexta etapa de operação.

Sétima etapa ( $t_6, t_7$ ): A sétima etapa inicia com a inversão da corrente, que cresce linearmente conduzida por  $S_2$  e  $S_3$  até igualar-se em módulo a corrente de carga  $I_0$ , encerrando a sétima etapa.

Oitava etapa ( $t_7, t_8$ ): Durante a oitava etapa, a corrente  $I_{LR}(t)$  é igual em módulo a corrente de carga, permitindo que ocorra transferência de potência para a carga. Esta etapa termina quando  $S_3$  é bloqueada.

Nona etapa ( $t_8, t_9$ ): Processo semelhante a quinta etapa, mas com a troca dos capacitores  $C_1$  e  $C_3$  por  $C_2$  e  $C_4$ .

Décima etapa ( $t_9, t_{10}$ ): No instante  $t_9$  o capacitor  $C_3$  está carregado com a tensão  $V_i$ , mantendo bloqueado o diodo  $D_3$  e  $C_4$  descarregado colocando em condução o diodo  $D_4$ . Ocorre uma pequena queda linear no valor da corrente  $I_{LR}(t)$  colocando em curto-circuito a ponte de diodos. Esta etapa termina quando a chave  $S_3$  é bloqueada.

Décima primeira ( $t_{10}, t_{11}$ ): Esta etapa inicia com o bloqueio da chave  $S_3$  ocorrendo processo semelhante ao da terceira etapa, mas com a inversão dos capacitores  $C_1$  e  $C_3$ . Durante esta etapa a chave  $S_1$  pode ser comandada a conduzir.

Décima segunda ( $t_{11}, t_{12}$ ): No instante  $t_{11}$  o capacitor  $C_3$  está carregado com a tensão  $V_i$  mantendo bloqueado o diodo  $D_3$  e  $C_1$  descarregado, colocando em condução o diodo  $D_1$ . A corrente  $I_{LR}(t)$  decresce linearmente até zero, encerrando esta etapa e dando início a um novo ciclo de operação [8].

## 2.2 Formas de onda

As formas de onda da corrente no indutor  $L_R$ , da tensão  $V_{ab}$  e da tensão  $V_o$  estão mostradas na Figura 2.4 juntamente com o comando das chaves. Considera-se um intervalo de tempo muito pequeno para as etapas de operação em que os capacitores estão envolvidos sendo que a corrente no indutor ressonante praticamente não varia.

## 2.3 Característica de saída

A característica de saída é obtida analisando as etapas de operação e formas de onda.

A razão cíclica ( $D$ ) é definida na expressão (2.1) como a razão entre o intervalo de tempo, onde a tensão  $V_{ab}$  é igual a  $V_i$  e o período de chaveamento  $T_s$ .

$$D = \frac{2\Delta T}{T_s} \quad (2.1)$$

Utilizando o intervalo de tempo onde ocorre transferência de potência da fonte  $V_i$  para carga, ou seja, tensão  $V_o$  igual a  $V_i$ , definiu-se a razão cíclica efetiva  $D_{ef}$  como expressa em (2.2).

$$\Delta T = \frac{2I_o L_r}{V_i} + \frac{T_s D_{ef}}{2} \quad (2.2)$$

Sendo:

$$\Delta T = \frac{T_s D}{2} \quad (2.3)$$

Substituindo (2.3) em (2.2) se obtém a expressão (2.4).

$$\frac{T_s D}{2} = \frac{2I_o L_r}{V_i} + \frac{T_s D_{ef}}{2} \quad (2.4)$$

Rearranjando a expressão (2.4) tem-se (2.5).

$$D_{ef} = D - \frac{4I_o L_r f_s}{V_i} \quad (2.5)$$

Definindo a expressão (2.6) como perda de razão:

$$\Delta D = \frac{4I_o L_r f_s}{V_i} \quad (2.6)$$

Substituindo a expressão (2.6) em (2.5), obtém-se a expressão (2.7).

$$D_{ef} = D - \Delta D \quad (2.7)$$

A razão cíclica efetiva também pode ser escrita como mostra a expressão (2.8).

$$D_{ef} = \frac{V_{omed}}{V_i} \quad (2.8)$$

Substituindo a expressão (2.8) em (2.7) tem-se a característica de saída expressa em (2.9).

$$\frac{V_{omed}}{V_i} = q = D - \Delta D \quad (2.9)$$

Como a perda de razão cíclica é diretamente proporcional à corrente de carga. A corrente média na saída normalizada ( $\bar{I}_o$ ) pode ser expressa como mostrado em (2.10).

$$\bar{I}_o = \frac{4I_o L_r f_s}{V_i} \quad (2.10)$$

A Figura 2.3 mostra a característica de saída do conversor para diferentes razões cíclicas.

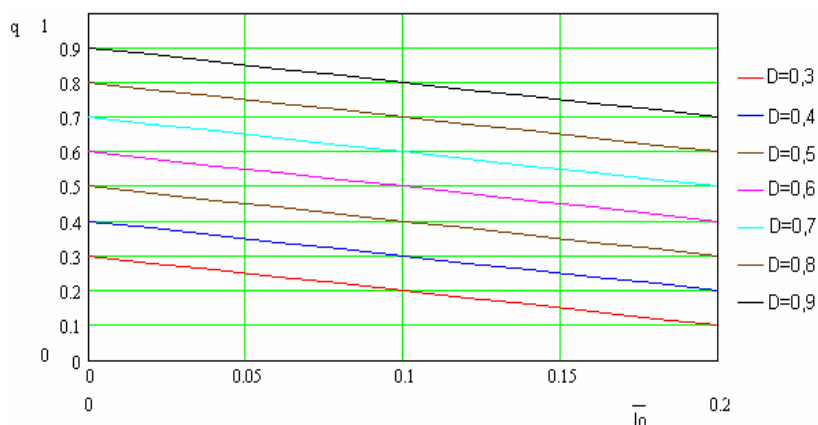


Figura 2.3 - Característica de saída do conversor FB-ZVS-PWM.

Como pode-se observar na Figura 2.3, a tensão de saída é dependente da corrente de carga normalizada  $\bar{I}_o$ , que por sua vez é dependente da indutância  $L_r$  e da frequência  $f_s$ .

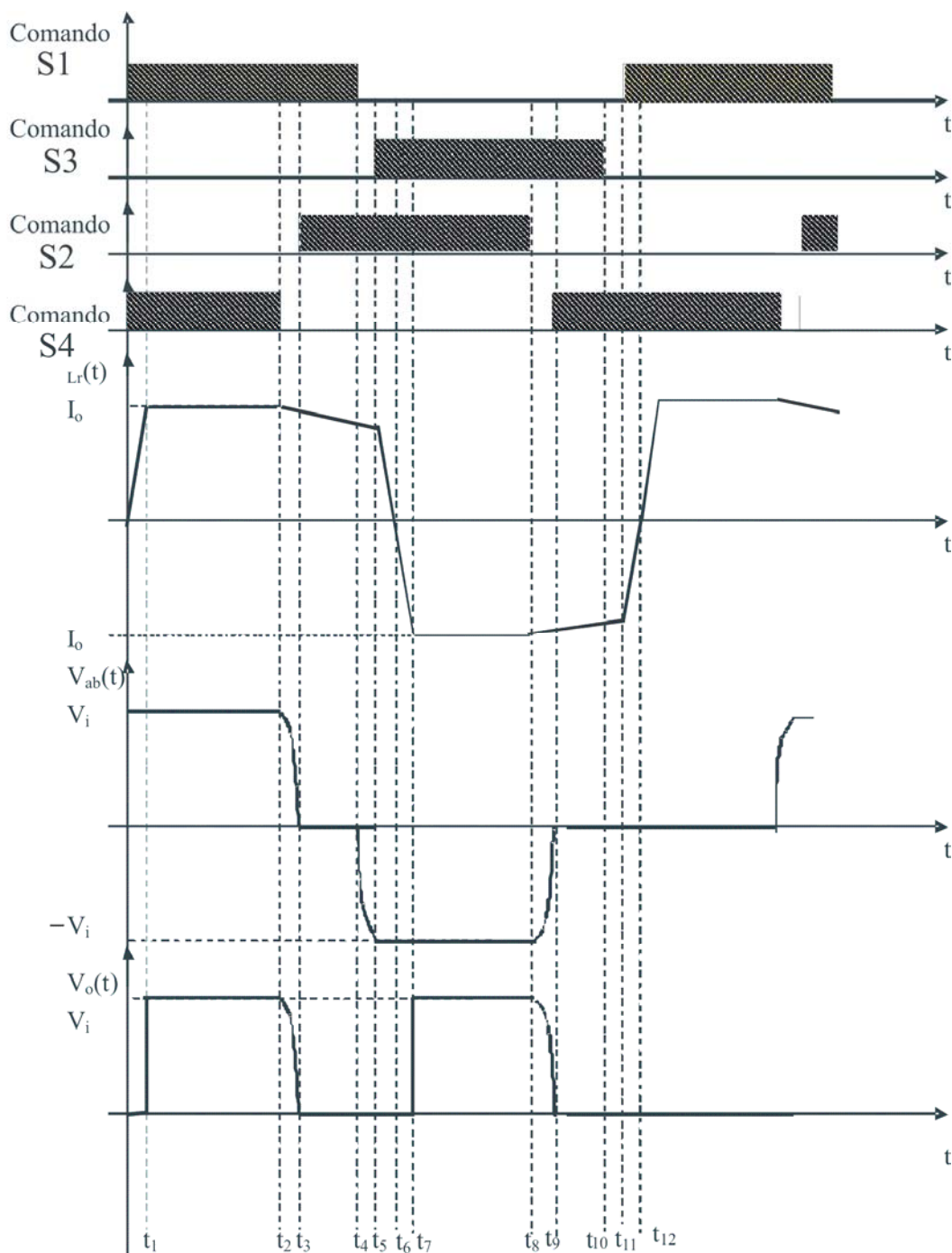


Figura 2.4 - Principais formas de onda do conversor FB-ZVS-PWM.

## 2.4 Conclusão

Como descrito nas etapas de operação, conclui-se que existe um intervalo onde os interruptores devem ser comandados a conduzir para garantir a comutação suave e este intervalo é proporcional ao valor da indutância  $L_r$ , que quanto maior, maior será a faixa de operação sob comutação suave do conversor. Por outro lado, como visto na característica de saída, a tensão de saída reduz com o aumento da indutância  $L_r$ . Portanto, este conversor exige um compromisso entre a faixa de comutação suave desejada e o ganho estático exigido.

Ainda analisando a característica de saída, nota-se que a necessidade de uma corrente de carga elevada implica em valores pequenos da indutância  $L_r$ , que podem inviabilizar o projeto, caso este valor seja inferior à indutância de dispersão do lado primário do transformador somada às indutâncias parasitas do circuito.

Detalhes do projeto do conversor serão apresentados no capítulo 4.

## Capítulo 3 - Conexão da CaC com o Conversor FB-ZVS-PWM

Este capítulo apresenta um estudo da interação da célula a combustível do tipo *Proton Exchange Membrane* (PEM) com o conversor em Ponte-Completa, não ressonante, com comutação sob tensão nula e com saída em fonte de corrente (FB-ZVS-PWM).

Considerando que o conversor FB-ZVS-PWM apresenta corrente de entrada oscilatória na frequência de chaveamento e que a célula a combustível possui restrições quanto à ondulação de corrente, faz-se necessário a inclusão de um estágio intermediário que atenua a ondulação da corrente na CaC para níveis aceitáveis sem prejudicar o funcionamento do conversor. Como estágio intermediário, é proposto um filtro capacitivo ou um filtro indutivo capacitivo (“LC”). Aqui serão analisadas as duas propostas através do equacionamento matemático e de resultados de simulação.

### 3.1 Célula a combustível como fonte de alimentação na entrada do conversor

A fonte de entrada do conversor é composta por seis módulos de CaC conectados em paralelo onde cada módulo é composto por 48 células conectadas em série. Este conjunto, tem capacidade suficiente para fornecer 2 kW de potência com tensão variável entre 24V e 36V.

A Figura 3.1 mostra o circuito equivalente que representa o modelo dinâmico da célula já apresentado no capítulo 1. Este modelo será utilizado na análise matemática do comportamento do conjunto célula a combustível, filtro de entrada e conversor.

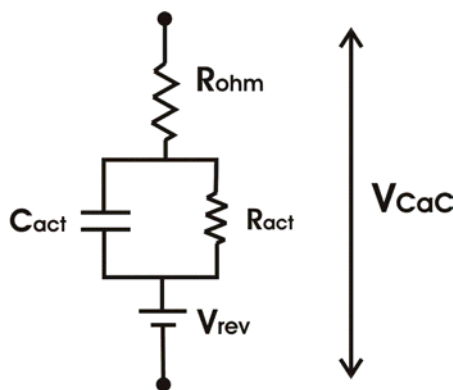


Figura 3.1 - Modelo dinâmico de uma CaC do tipo PEM.



A conexão em paralelo é realizada com a inclusão de um diodo na saída de cada um dos seis módulos, garantindo assim, a não circulação de corrente entre os mesmos. A Figura 3.2 mostra o paralelismo entre os módulos.

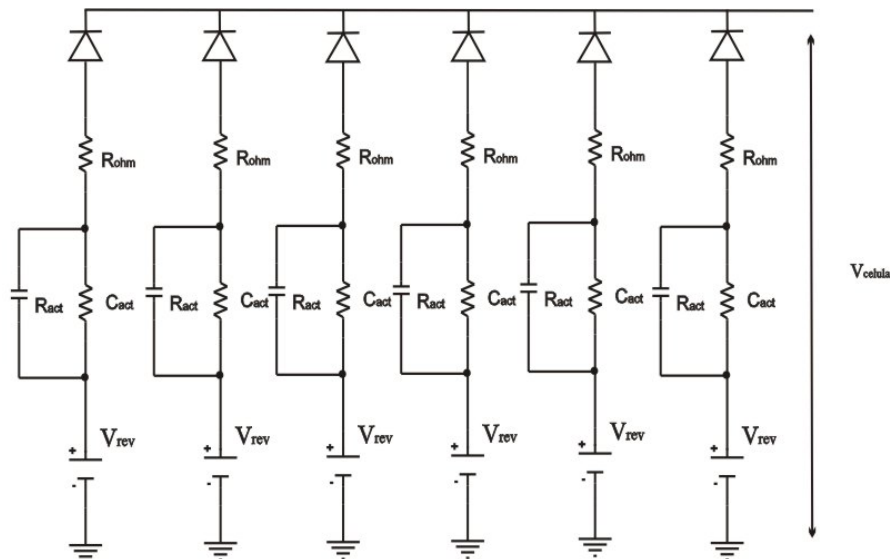


Figura 3.2 - Módulos de CaC conectados em paralelo.

A tensão nos terminais da célula a combustível pode sofrer variações por diversas razões como: mudança de temperatura, falha em alguma das 48 células que compõem o módulo, variação no fornecimento de combustível, etc. Uma vez que a tensão nos terminais da célula pode variar, a conexão em paralelo dos módulos só é permitida devido ao comportamento estático da CaC, que estabiliza a tensão nos seus terminais em um valor comum através do balanço de potência, visto que uma variação de corrente de uma CaC irá provocar uma variação de tensão de seus terminais.

## 3.2 Filtro de entrada do conversor FB-ZVS-PWM

Com a finalidade de preservar a CaC garantindo um longo tempo de vida útil e o seu correto funcionamento, é sugerido neste trabalho a inclusão de um filtro passivo entre o conversor e a CaC para eliminar as ondulações de corrente em alta frequência.

Serão apresentadas duas análises do conjunto CaC, filtro passivo e conversor, uma com filtro de primeira ordem e outra com filtro de segunda ordem.

### 3.2.1 Filtro capacitivo de 1ª ordem

A análise do filtro envolve o dimensionamento do capacitor de filtragem através do cálculo da sua corrente eficaz e da atenuação da corrente na célula a combustível.

### 3.2.1.1 Cálculo da corrente eficaz no capacitor de filtragem

A corrente eficaz no capacitor é calculada utilizando o software *Mathcad Professional* como ferramenta matemática. O equacionamento é obtido a partir do circuito da Figura 3.3 onde a fonte de corrente representa a corrente de entrada do conversor FB-ZVS-PWM.

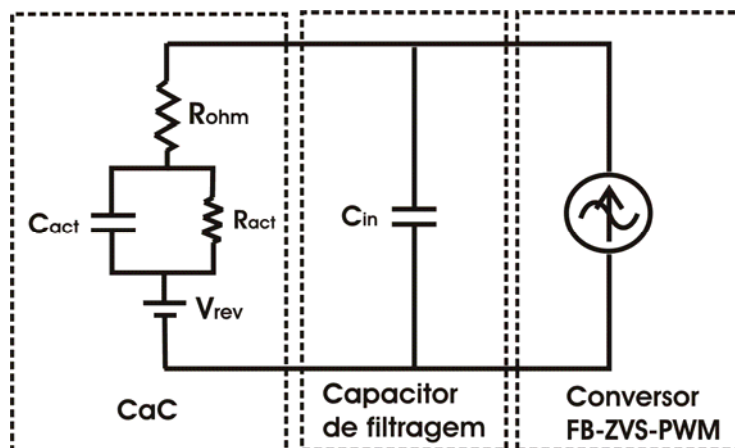


Figura 3.3- Circuito equivalente do conversor conectado na célula a combustível com capacitor de filtragem.

Como a forma de onda da corrente de entrada do conversor apresentada na Figura 3.4 não é senoidal pura, será representada no equacionamento através da soma de seus harmônicos e o valor médio. Esta soma foi truncada no vigésimo quinto harmônico, os valores de módulo e fase destas componentes foram obtidos por simulação, mas também podem ser calculados através da série de Fourier a partir da forma de onda da corrente de entrada representada na Figura 3.4

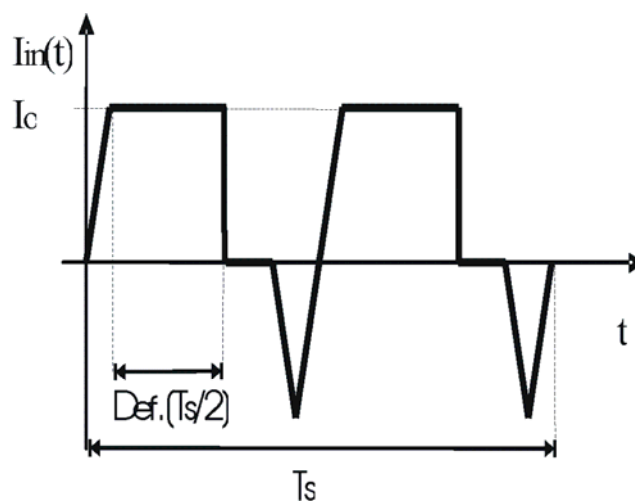


Figura 3.4 - Corrente de entrada do conversor FB-ZVS-PWM.

Sendo  $D_{ef}$  a razão cíclica efetiva apresentada em (3.1).

$$D_{ef} = D - \frac{4.I_o.L_r}{V_i.T_S} \quad (3.1)$$

Onde:

$T_S$  = período de chaveamento;

$D_{ef}$  = razão cíclica efetiva;

$I_o$  = Corrente de carga;

$L_r$  = Indutor de ressonante;

$V_i$  = Tensão de entrada do conversor.

Utilizando a equação (3.2) é possível reconstituir a forma de onda da Figura 3.5.

$$I_{conv.}(t) = I_{cc} + \sum_{n=1}^{25} |I_n| .sen(n.j.\omega t + \theta_n) \quad (3.2)$$

Onde:

$I_{cc}$  = nível CC da corrente;

$I$  = amplitude do harmônico de corrente;

$n$  = ordem do harmônico de corrente;

$\omega$  = frequência da corrente (rad/s);

$\theta$  = fase do harmônico de corrente;

$C_{in}$  = capacitância do capacitor do filtro de entrada.

Com a equação (3.2), apresenta-se a forma de onda da corrente de entrada do conversor para uma frequência de chaveamento de 10 kHz reconstituída na forma de onda da Figura 3.5. Como a análise matemática apresentada neste capítulo é válida para diferentes valores de frequência, determinou-se a frequência de 10 kHz como frequência padrão neste estudo.

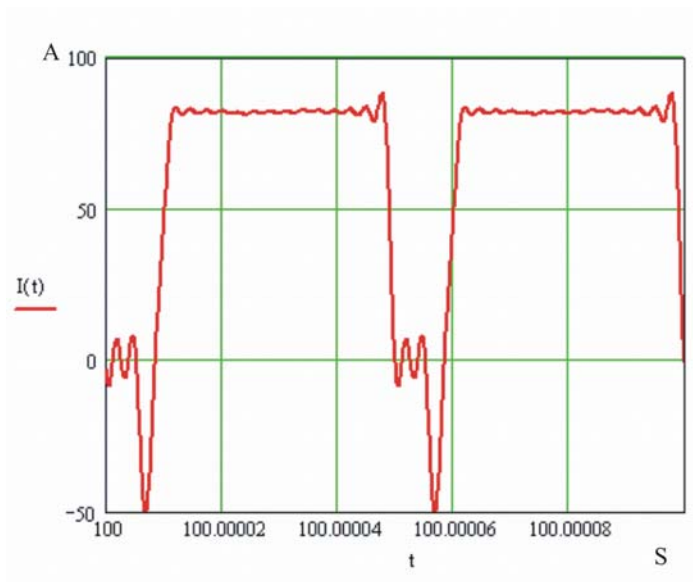
A corrente eficaz no capacitor ( $I_{C_{in}}$ ) é calculada utilizando o circuito da Figura 3.3 com a fonte  $V_{rev}$  sendo zero. A impedância do capacitor ( $Z_C$ ) e da CaC ( $Z_{CaC}$ ) é considerada variável com a frequência de cada harmônico da corrente de entrada do conversor.

A expressão (3.3) representa a impedância da CaC.

$$Z_{CaC}(j\omega) = \frac{R_{act}}{R_{act} \cdot C_{act} \cdot j\omega + 1} + R_{ohm} \quad (3.3)$$

A impedância do filtro de entrada é apresentada em (3.4).

$$Z_{C_{in}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega \cdot C_{in}} \quad (3.4)$$



**Figura 3.5 - Corrente instantânea de entrada do conversor representada através do somatório de harmônicos em função do tempo.**

A corrente no capacitor de filtragem é dada pela expressão (3.5).

$$I_{C_{in}}(j\omega) = \frac{Z_{CaC}(j\omega)}{Z_{CaC}(j\omega) + Z_{C_{in}}(j\omega)} \cdot I_{conv.}(j\omega) \quad (3.5)$$

Substituindo (3.3) e (3.4) na equação (3.5) obtém-se (3.6).

$$I_{C_{in}}(j\omega) = \frac{R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot C_{in} (j\omega)^2 + C_{in} (R_{act} + R_{ohm}) j\omega}{R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot C_{in} (j\omega)^2 + [C_{in} (R_{act} + R_{ohm}) + R_{act} \cdot C_{act}] j\omega + 1} \cdot I_{conv.}(j\omega) \quad (3.6)$$

Rearranjando a equação (3.6) de acordo com as impedâncias e corrente relativos a cada harmônico, obtém-se a corrente eficaz do capacitor de filtragem apresentada em (3.7).

$$I_{C_{in}} = \sqrt{\sum_{n=0}^{25} \frac{R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot C_n (j\omega n)^2 + C_n (R_{act} + R_{ohm}) j\omega n}{R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot C_n (j\omega n)^2 + [C_n (R_{act} + R_{ohm}) + R_{act} \cdot C_{act}] j\omega n + 1} \cdot \frac{|I_{conv.}(j\omega n)|^2}{\sqrt{2}}} \quad (3.7)$$

Utilizando a expressão (3.7) pode-se traçar o ábaco da Figura 3.6, que exemplifica a característica da corrente eficaz no capacitor de filtragem em função do valor da sua capacitância para a frequência de chaveamento de 10 kHz, potência de entrada do conversor de 2 kW e tensão de entrada do conversor de 24 V.

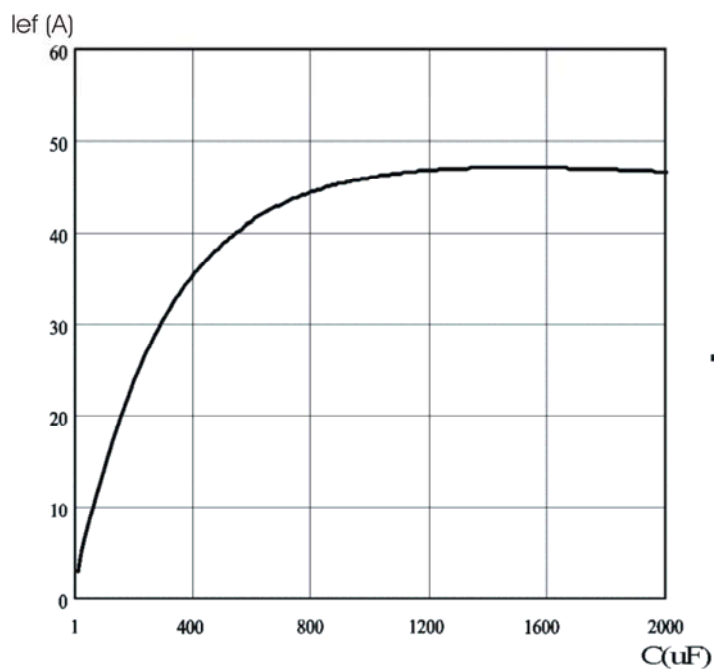


Figura 3.6 - Corrente eficaz no capacitor de filtragem em função do valor do capacitor.

O resultado do equacionamento pode ser validado comparando-os com os valores obtidos por simulação numérica. As curvas comparativas são apresentadas na Figura 3.7 para uma dada condição de operação.

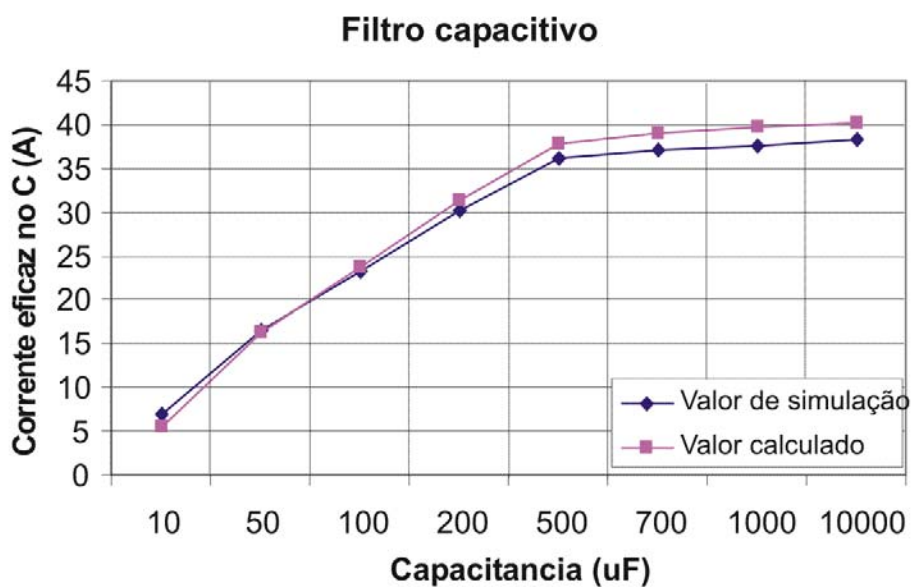


Figura 3.7 - Corrente eficaz no capacitor de filtragem (valores calculados e de simulação) em função da capacitância do filtro.

Como pode ser observado na Figura 3.7, os valores calculados estão coerentes com o resultado de simulação, sendo que o maior erro é de 5% para valores de capacitor de filtragem superior a 500uF.

### 3.2.1.2 Ondulação da corrente na célula a combustível

A ondulação relativa da corrente na célula a combustível é obtida analisando o circuito da Figura 3.3 com a fonte  $V_{rev}$  anulada. A expressão (3.8) mostra a ondulação relativa da corrente na CaC em função da frequência.

Do circuito da Figura 3.3 tem-se:

$$\frac{I_{CaC}(j\omega)}{I_{conv}(j\omega)} = \frac{Z_{Cin}(j\omega)}{Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Cin}(j\omega)} \quad (3.8)$$

A expressão (3.9) é obtida substituindo os parâmetros da impedância da CaC e do capacitor de filtragem na equação(3.8).

$$\frac{I_{CaC}(j\omega)}{I_{conv}(j\omega)} = \frac{R_{act} \cdot C_{act} \cdot C_{in} \cdot j\omega + 1}{R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act} \cdot C_{in} (j\omega)^2 + [C_n (R_{act} + R_{ohm}) + R_{act} \cdot C_{act}] j\omega + 1} \quad (3.9)$$

Utilizando a expressão (3.9) na frequência da componente fundamental da corrente de entrada do conversor, obtém-se um ábaco que exemplifica o valor do capacitor de filtragem em função da atenuação de ondulação da corrente na CaC relativa a corrente de entrada do conversor. O ábaco mencionado é mostrado na Figura 3.8.

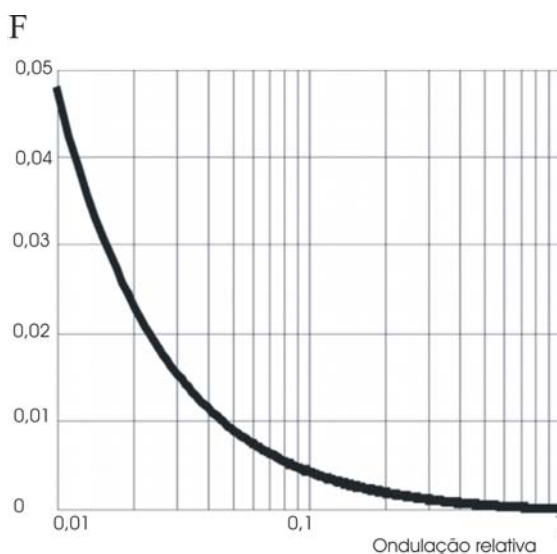
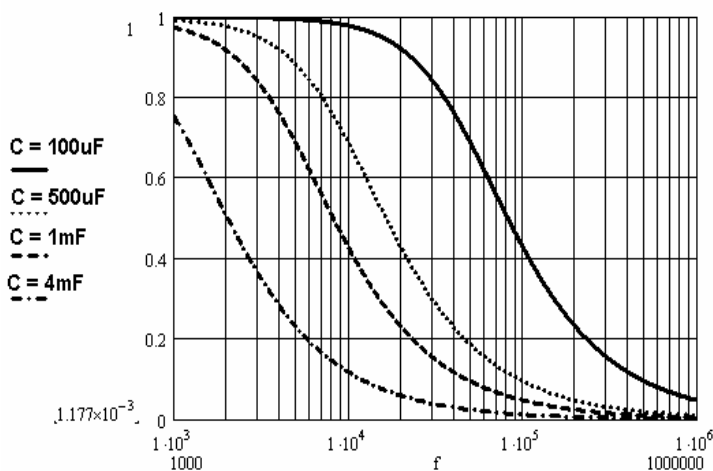


Figura 3.8 - Capacitor de filtragem (F) em função da ondulação relativa da corrente na CaC.

A Figura 3.9 mostra a atenuação da ondulação da componente fundamental da corrente na célula a combustível em função da frequência.



**Figura 3.9 – Ondulação relativa da componente fundamental da corrente de entrada na CaC em função da frequência.**

O valor do capacitor de filtragem pode ser obtido rearranjando a expressão (3.8).

Sendo a expressão (3.8) a atenuação da corrente de entrada do conversor, e sabendo que a ondulação relativa desta corrente é aproximadamente igual à 2, pode-se representar a ondulação da corrente na CaC na expressão (3.10).

$$\frac{\Delta I_{CaC}}{2} = \frac{I_{CaC}(j\omega)}{I_{conv}(j\omega)} \quad (3.10)$$

Onde:

$\Delta I_{CaC}$  = ondulação relativa da corrente na CaC.

Substituindo a expressão (3.8) em (3.10), obtém-se a expressão (3.11)

$$\frac{\Delta I_{CaC}}{2} = \frac{Z_{Cin}(j\omega)}{Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Cin}(j\omega)} \quad (3.11)$$

A expressão (3.11) também pode ser escrita como mostra (3.12)

$$\frac{\Delta I_{CaC}}{2} = \frac{1}{Z_{CaC}(j\omega) + \frac{1}{j\omega C_{in}}} \quad (3.12)$$

Isolando  $C_{in}$  da expressão (3.12) e substituindo  $\omega$  pela frequência da corrente na CaC obtém-se (3.13)

$$C_{in\_min} = \frac{(2 - \Delta I_{in\_rel})}{Z_{CaC} (2 \cdot \pi \cdot f_s) \cdot 4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta I_{CaC}} \quad (3.13)$$

A expressão (3.13) mostra o valor do capacitor de filtragem em função da ondulação relativa da corrente na CaC.

Com o valor de capacitância calculado e o valor da corrente eficaz obtida através da expressão (3.7), especifica-se o capacitor a ser utilizado na entrada do conversor.

### 3.2.2 Filtro LC

A Figura 3.10 apresenta o circuito equivalente do conversor conectado a célula combustível através de um filtro de entrada LC. O conversor é modelado como uma fonte de corrente.

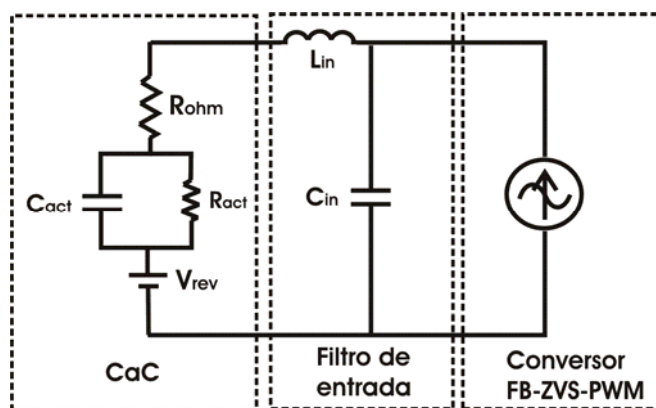


Figura 3.10 - Circuito equivalente do conversor conectado a CaC.

Fazendo a análise de circuito, obtém-se o diagrama com impedância da Figura 3.11.

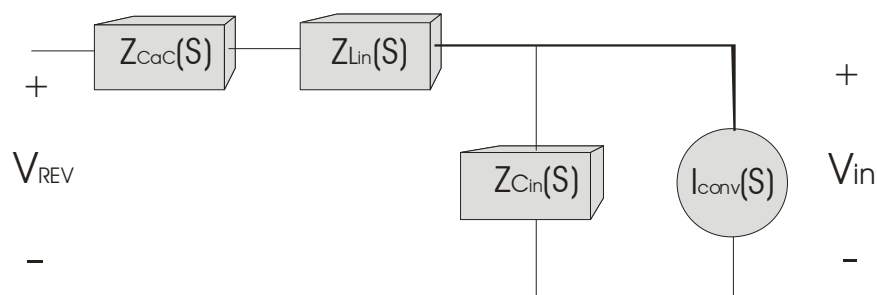


Figura 3.11 - Circuito equivalente representado por impedâncias.

Sendo a impedância da CaC mostrada na expressão (3.14).

$$Z_{CaC}(s) = \frac{R_{act}}{R_{act} \cdot C_{act} \cdot s + 1} + R_{ohm} \quad (3.14)$$



Em (3.15) é mostrada a impedância do indutor de filtragem.

$$Z_{Lin}(s) = s.L \quad (3.15)$$

A impedância do capacitor de filtragem é dada pela expressão (3.16).

$$Z_{Cin}(s) = \frac{1}{sC} \quad (3.16)$$

Onde:

$Z_{CaC}(s)$  = impedância da célula a combustível;

$Z_{Lin}(s)$  = impedância do indutor de filtragem;

$Z_{Cin}(s)$  = impedância do capacitor de filtragem.

### 3.2.2.1 Cálculo da corrente eficaz no capacitor de filtragem.

A corrente eficaz no capacitor e na CaC é calculada através do circuito da Figura 3.11, onde as impedâncias variam de acordo com a frequência de cada harmônico da fonte de corrente  $I_{conv}(S)$ .

O desenvolvimento para obtenção da expressão da corrente eficaz no capacitor é apresentado a seguir:

#### Corrente no capacitor de filtragem:

Da Figura 3.11 obtém-se a expressão da corrente no capacitor de filtragem apresentada em (3.17).

$$I_{Cin}(j\omega) = \frac{Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Lin}(j\omega)}{Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Lin}(j\omega) + Z_{Cin}(j\omega)} \cdot I_{conv}(j\omega) \quad (3.17)$$

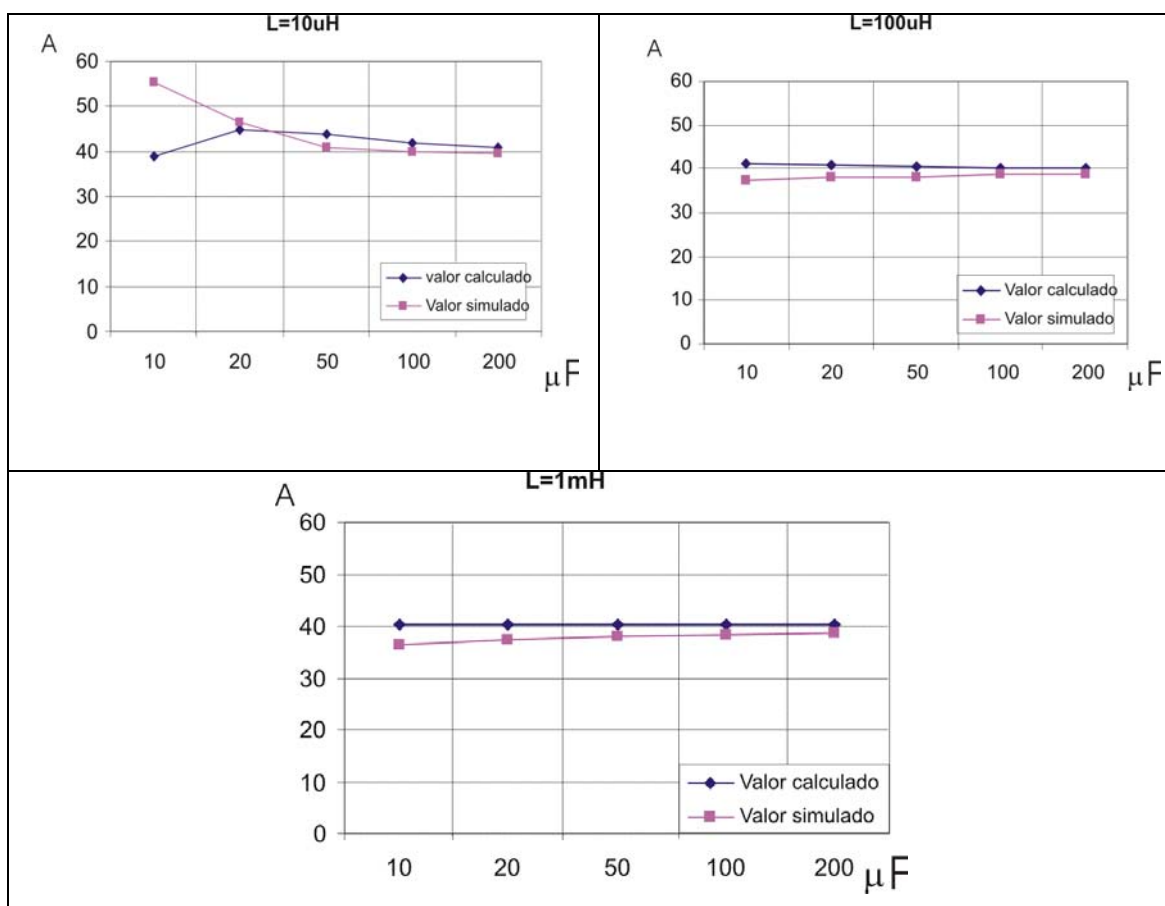
Substituindo os parâmetros da CaC e do filtro na equação (3.17) tem-se a expressão (3.18).

$$I_C(j\omega) = \frac{R_{act} \cdot C_{act} \cdot L_{in} \cdot C_{in} (j\omega)^3 + (L_n + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot C_{in} (j\omega)^2 + C_{in} (R_{act} + R_{ohm}) j\omega}{R_{act} \cdot C_{act} \cdot L_{in} \cdot C_{in} (j\omega)^3 + (L_n + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot C_{in} (j\omega)^2 + [C_{in} (R_{act} + R_{ohm}) + R_{act} \cdot C_{act}] j\omega + 1} \cdot I_{conv}(j\omega) \quad (3.18)$$

A expressão final da corrente eficaz no capacitor de filtragem é apresentada em (3.19) considerando um total de 25 componentes harmônicas da corrente.

$$I_C = \sqrt{\sum_{n=0}^{25} \frac{R_{act} \cdot C_{act} \cdot L_{in} \cdot C_{in} (j\omega.n)^3 + (L_n + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot C_{in} (j\omega.n)^2 + C_{in} (R_{act} + R_{ohm}) j\omega.n}{R_{act} \cdot C_{act} \cdot L_{in} \cdot C_{in} (j\omega.n)^3 + (L_n + R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot C_{act}) \cdot C_{in} (j\omega.n)^2 + [C_{in} (R_{act} + R_{ohm}) + R_{act} \cdot C_{act}] j\omega.n + 1} \cdot \frac{|I_{conv}(j\omega.n)|^2}{\sqrt{2}}} \quad (3.19)$$

A Figura 3.12 mostra as curvas comparativas, entre valores calculados e simulados da corrente eficaz no capacitor de filtragem, para valores do indutor de filtragem igual a 10uH, 100uH e 1mH respectivamente.



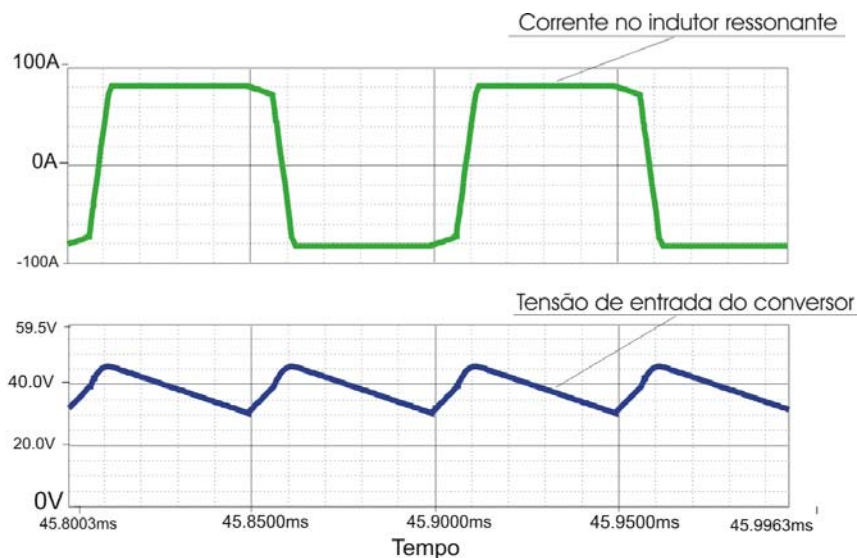
**Figura 3.12 - Valores calculados e de simulação da corrente eficaz no capacitor do filtro de entrada em função do valor do capacitor.**

### 3.2.2.2 Tensão de entrada do conversor.

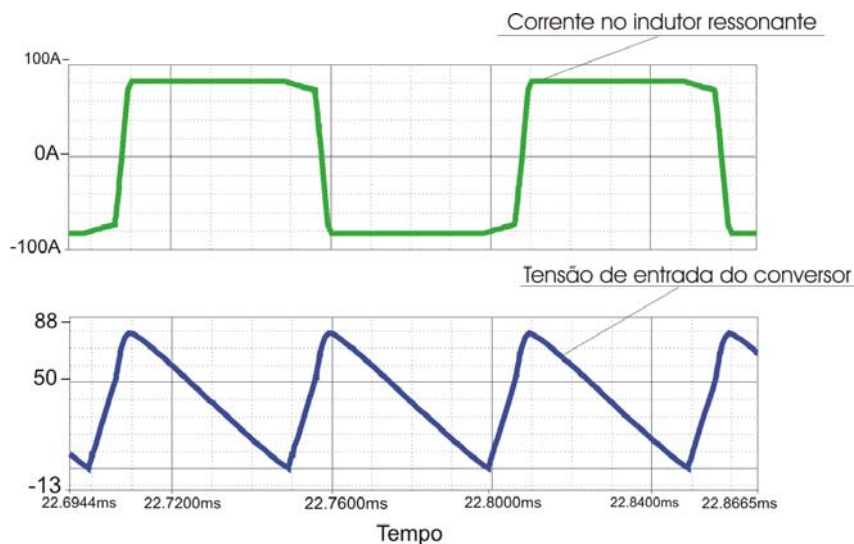
Observa-se no gráfico da Figura 3.12 que o erro entre os valores calculados e simulados aumenta para redução dos valores do indutor e capacitor do filtro de entrada. Isto se deve ao fato que a tensão de entrada do conversor torna-se muito ondulatória,

provocando a mudança do tipo de operação do conversor, o que não é desejável no presente estudo. O limite para mudança no modo de operação é dado para ondulação relativa da tensão de entrada do conversor maior ou igual a 200%.

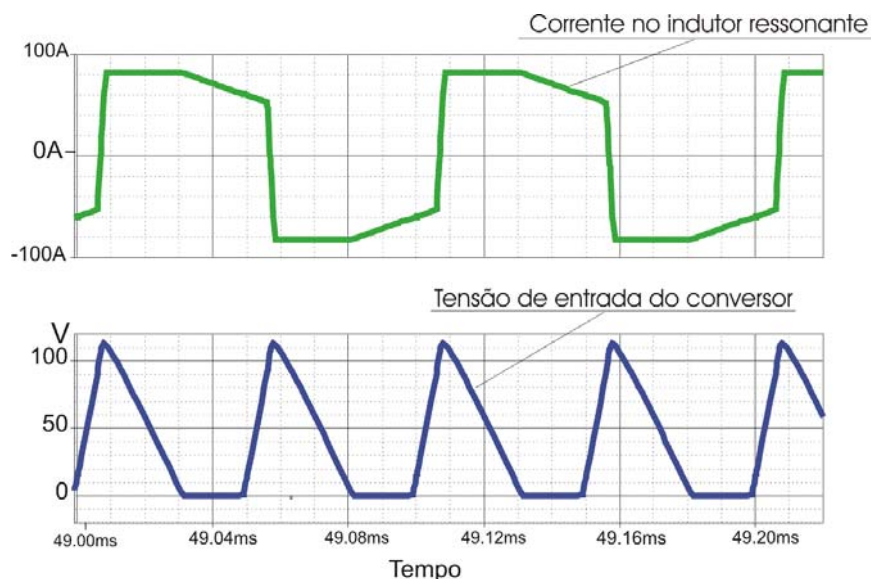
Abaixo são mostradas as formas de onda da corrente no indutor  $L_r$  e a tensão na entrada do conversor para três situações: ondulação da tensão de entrada inferior a 200%, igual a 200% e superior a 200% do valor médio.



**Figura 3.13 - Corrente no indutor  $L_r$  e Tensão de entrada do conversor para  $\Delta V_{in} < 200\%$ .**



**Figura 3.14 - Corrente no indutor  $L_r$  e Tensão de entrada do conversor para  $\Delta V_{in} = 200\%$ .**



**Figura 3.15 - Corrente no indutor  $L_r$  e Tensão de entrada do conversor para  $\Delta V_{in} > 200\%$ .**

Observa-se na Figura 3.15 que a tensão na entrada do conversor permanece em zero por um determinado intervalo  $\Delta t_{V_i=0}$  mudando o modo de operação. Assim, a razão cíclica efetiva é reduzida para:

$$D_{ef} = D - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r \cdot f_s}{V_i} - \Delta t_{V_i=0} \cdot f_s \quad (3.20)$$

Na Figura 3.13 e Figura 3.14 não houve mudança no modo de operação pois  $\Delta t_{V_i=0}$  é nulo não alterando o tempo de descarga do capacitor de filtragem.

Utilizando o circuito da Figura 3.11 desenvolve-se o equacionamento para estabelecer a ondulação da tensão de entrada do conversor em função dos parâmetros do circuito.

$$-V_{rev} + (Z_{CaC} + Z_{Lin}) \cdot (I_{conv}(t) - I_{Cin}(t)) + V_{Cmed} = 0 \quad (3.21)$$

Onde:

$V_{Cmed}$  = tensão média no capacitor  $C_{in}$  ;

Substituindo a corrente no capacitor pela sua derivada, tem-se;

$$-V_{rev} + (Z_{CaC} + Z_{Lin}) \cdot (I_{conv}(t) - C_{in} \frac{\Delta V_{Cin}}{\Delta t}) + V_{Cmed} = 0 \quad (3.22)$$

Isolando a ondulação da tensão no capacitor da equação acima se obtém:

$$\Delta V_{Cin} = \frac{[V_{Cmed} - V_{rev} + (Z_{CaC} + Z_{Lin}) \cdot (I_{conv}(t))] \cdot \Delta t}{C(Z_{CaC} + Z_{Lin})} \quad (3.23)$$

Sendo o tempo de descarga do capacitor ( $\Delta t$ ), período que corresponde a razão cíclica efetiva denotada por  $D_{ef}$  na equação (3.20).

$$\Delta t = \frac{D_{ef}}{f_s} \quad (3.24)$$

Então;

$$\Delta t = \frac{D}{f_s} - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r}{V_i} \quad (3.25)$$

As impedâncias do circuito são expressas em função da frequência, assim, a ondulação da tensão ( $\Delta V_C$ ) pode escrita como mostrado em (3.26);

$$\Delta V_{Cin} = \frac{\left[ V_{Cmed} - V_{Rev} + (Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Lin}(j\omega)) \cdot I_{conv}(j\omega) \right]}{C_{in} (Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Lin}(j\omega))} \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r}{V_i} \right) \quad (3.26)$$

Utilizando o programa de simulação *Orcad9.2* obteve-se a amplitude e fase dos harmônicos que compõem a corrente de entrada do conversor, assim pode-se obter a corrente de entrada no domínio da frequência através da transformada apresentada em (3.27).

$$L[sen(\omega_o t + \theta) \cdot u(t)] = \frac{s \cdot sen(\theta) + \omega_o \cdot \cos(\theta)}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.27)$$

A expressão da corrente de entrada do conversor no domínio da frequência é expressa na equação (3.28).

$$L[I_{conv}(t)] = A_o + \sqrt{\sum_1^n \left( A_n \cdot \frac{nj\omega \cdot sen(\theta) + \omega_o \cdot \cos(\theta)}{(nj\omega)^2 + \omega_o^2} \right)^2} \quad (3.28)$$

A expressão completa da ondulação da tensão de entrada do conversor é:

$$\Delta V_{Cin} = \frac{\left[ V_{Cmed} - V_{Rev} + \sum_0^n \left( A_n \cdot \frac{nj\omega \cdot sen(\theta) + \omega_o \cdot \cos(\theta)}{(nj\omega)^2 + \omega_o^2} \right) (Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Lin}(j\omega)) \right]}{C_{in} (Z_{CaC}(j\omega) + Z_{Lin}(j\omega))} \cdot \left( \frac{D}{f_s} - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_r}{V_i} \right) \quad (3.29)$$

Para validar a equação (3.29), é feita uma comparação entre valores calculados e simulados da ondulação de tensão na entrada do conversor, para diferentes combinações de indutância e capacitância do filtro de entrada;

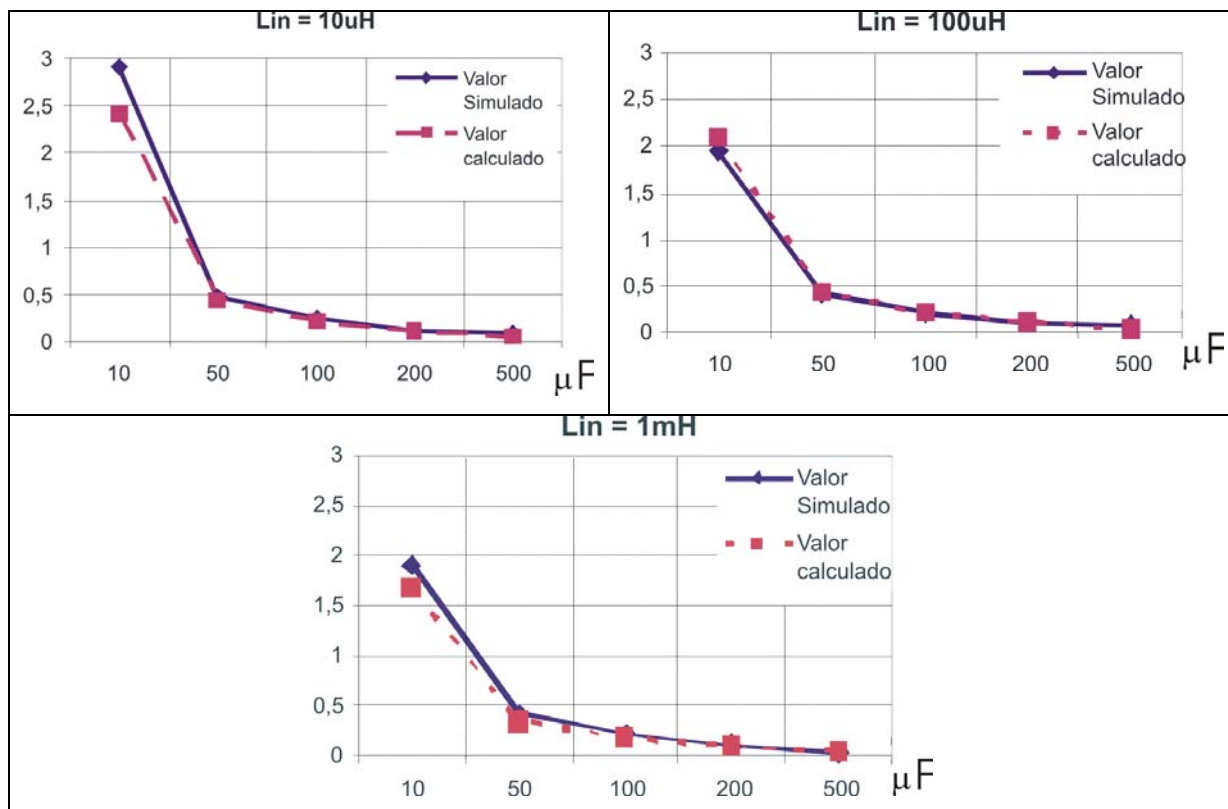


Figura 3.16 - Valores calculados e de simulação para ondulação relativa da tensão de entrada do conversor ( $V_{in\ pico\_pico} / V_{in\ médio}$ ) em função da capacitância do filtro de entrada.

Ondulação de tensão relativa na entrada do conversor para três valores distintos da indutância do filtro de entrada é mostrada na Figura 3.17.

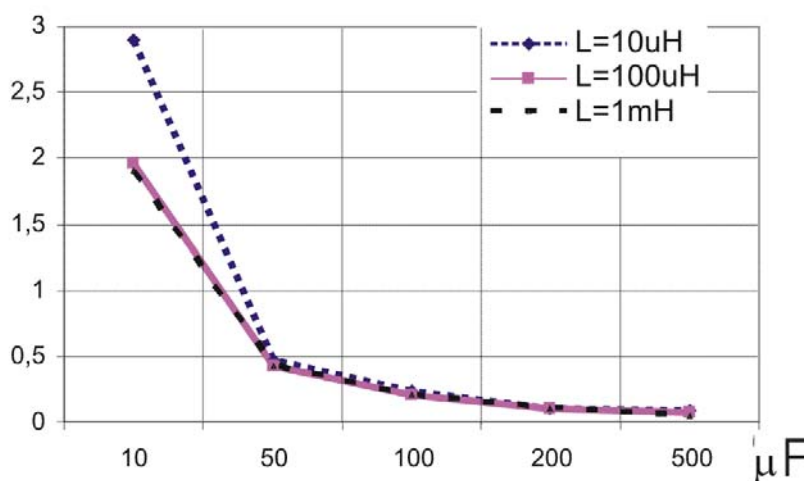


Figura 3.17 – Ondulação relativa da tensão de entrada do conversor em função da capacitância do filtro de entrada.

Considerando os resultados da análise do filtro de entrada, pode-se optar pela configuração que utiliza apenas o capacitor em paralelo com a CaC, pois a ordem de

grandeza da corrente eficaz que circula por este elemento, implica em um valor comercial de capacitância suficientemente grande para dispensar o uso do indutor de filtragem.

### 3.3 Resistência série equivalente do capacitor de filtragem

Como descrito no item precedente, é grande o valor da capacitância do  $C_{in}$  resultando na necessidade em usar capacitores eletrolíticos. A resistência série equivalente (RSE) presente nestes capacitores tem influência direta na corrente eficaz da CaC e na tensão de entrada do conversor, os itens subseqüentes mostram esta influência.

#### 3.3.1 RSE do capacitor de filtragem e a corrente eficaz na célula.

Analisando o modelo da CaC verifica-se que para alta freqüência, o capacitor  $C_{act}$  torna-se um curto-circuito resultando na impedância da célula igual a  $R_{ohm}$ . Como  $R_{ohm}$  é de valor baixo, a RSE do capacitor  $C_{in}$  apresentada na Figura 3.18 pode ser da mesma ordem de grandeza, já que se trata de um capacitor eletrolítico, resultando em um nível elevado da corrente de alta freqüência de entrada da CaC.

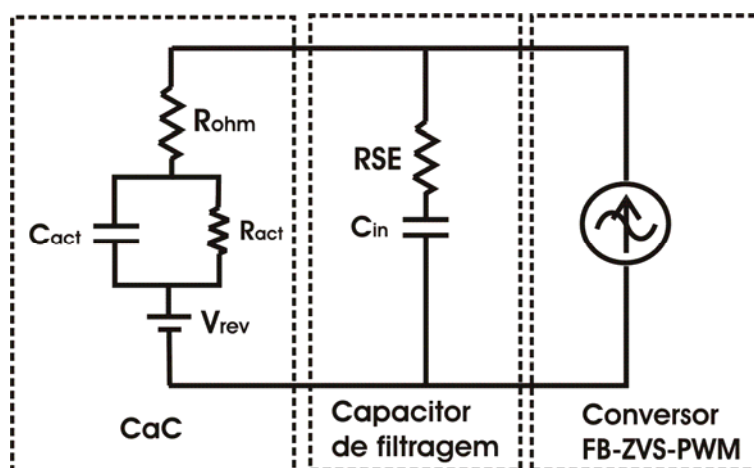


Figura 3.18 - Circuito equivalente incluindo a RSE do capacitor de filtragem.

Com o objetivo de avaliar o efeito da RSE do capacitor de filtragem na corrente da CaC, é apresentado o equacionamento que dimensiona a atenuação da componente fundamental da corrente de entrada do conversor FB-ZVS-PWM na CaC considerando a RSE do capacitor de filtragem.

A partir do modelo dinâmico da CaC tem-se a impedância da CaC ( $Z_{CaC}$ ) dada pela expressão (3.30).

$$Z_{CaC}(s) = \frac{C_{act} \cdot R_{act} S^2 + C_{act} \cdot R_{act} \cdot R_{ohm} \cdot S + R_{act} + R_{ohm}}{C_{act} \cdot R_{act} \cdot S + 1} \quad (3.30)$$

A impedância do capacitor de filtragem ( $Z_{Cin}$ ) considerando a RSE é expressa em (3.31).

$$Z_{Cin}(s) = R_{SE} + \frac{1}{S \cdot C_{in}} \quad (3.31)$$

Com a impedância da CaC e de  $C_{in}$ , a atenuação da componente fundamental da corrente de entrada do conversor na CaC é escrita em (3.32) através da análise do circuito da Figura 3.18

$$A(S) = \left| \frac{Z_{Cin}(s) + Z_{CaC}(s)}{Z_{Cin}(s)} \right| \quad (3.32)$$

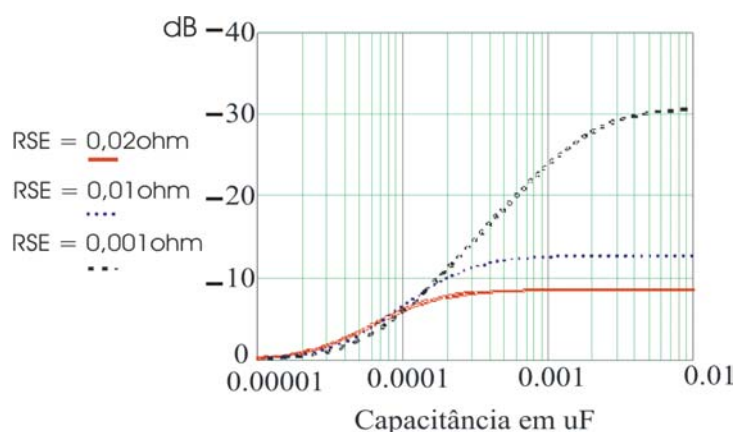
Sendo:

$A$  = Atenuação da componente fundamental da corrente de entrada do conversor na CaC;

$f_s$  = frequência de chaveamento;

$$S = j2 \cdot \pi \cdot f_s$$

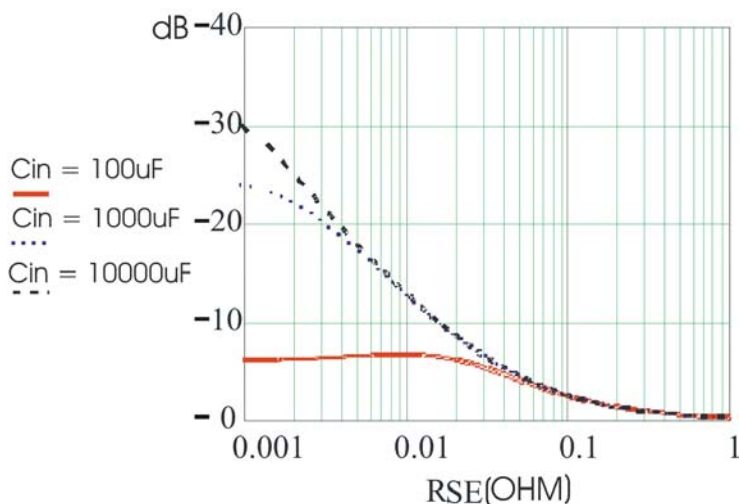
O ábaco da Figura 3.19 mostra a atenuação da ondulação da corrente na CaC em função do valor do capacitor de filtragem para diferentes RSE's e  $f_s = 40kHz$ .



**Figura 3.19 - Atenuação em dB da ondulação na corrente da CaC em função do valor do capacitor de filtragem.**

A Figura 3.20 mostra o ábaco da atenuação da ondulação de corrente na CaC em função da RSE do capacitor de filtragem.



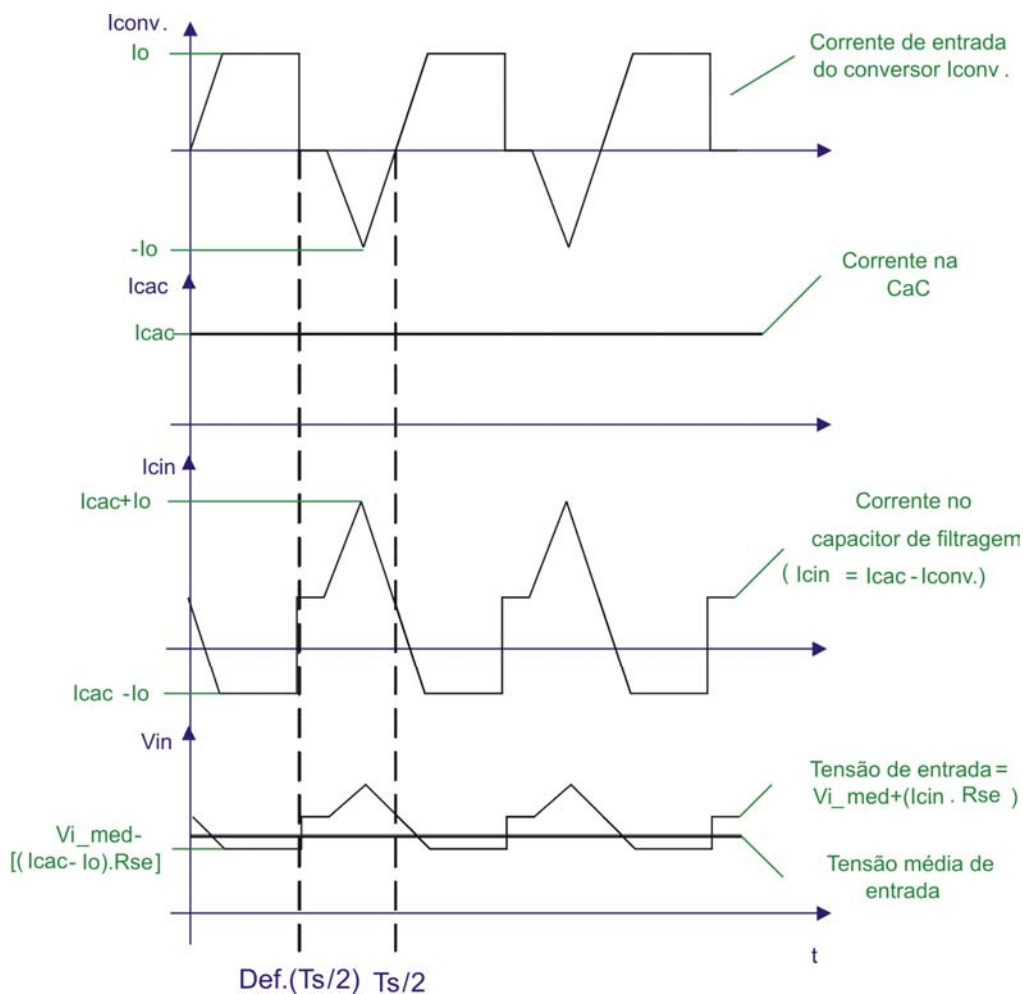


**Figura 3.20 - Atenuação da ondulação da corrente na CaC em função do valor da RSE do capacitor de filtragem.**

Como pode ser visto nas Figura 3.19 e Figura 3.20, para valores elevados da RSE, o aumento no valor da capacitância não tem influência na atenuação da corrente em alta frequência na CaC.

### 3.3.2 RSE e a tensão na entrada do conversor FB-ZVS-PWM

A análise do efeito da RSE do capacitor de filtragem na tensão de entrada do conversor, é feita considerando que a corrente na CaC é composta apenas pelo valor médio da corrente de entrada do conversor, ou seja, todo conteúdo harmônico da corrente de entrada está sendo filtrado pelo capacitor. Como resultado, surge ondulação de tensão na entrada do conversor devido ao produto da RSE pela corrente no capacitor de filtragem. Observa-se na Figura 3.21, que o período onde ocorre transferência de potência da CaC para a carga ( $D_{ef} \cdot T_s$ ) a tensão de entrada do conversor é inferior ao seu valor médio, conseqüentemente, a potência entregue a carga é reduzida conforme mostrado no equacionamento abaixo. A Figura 3.21 apresenta as formas de onda da tensão e corrente presentes da CaC ao conversor.



**Figura 3.21 – Principais formas de onda para análise da tensão de entrada do conversor considerando a RSE do capacitor de filtragem.**

Tensão média de entrada do conversor ( $V_{i\_med}$ ) é expressa em (3.33).

$$V_{i\_med} = \frac{P_o}{I_{CaC}} \quad (3.33)$$

A tensão de entrada do conversor ( $V_{i\_Def}$ ) durante o intervalo em que a potência é transferida da CaC para carga é representada em (3.34).

$$V_{i\_Def} = V_{i\_med} - I_o \cdot R_{SE} \quad (3.34)$$

Sendo  $I_o$  definida na expressão (3.35).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.35)$$

A equação (3.36) representa a potência ( $P_{o\_RSE}$ ) na saída do filtro capacitivo considerando o efeito da RSE do capacitor de filtragem.

$$P_{o\_RSE} = V_{i\_Def} \cdot I_{CaC} \quad (3.36)$$

Assim, o percentual da potência nominal ( $\eta_{RSE}$ ) entregue a carga é dada por (3.37).

$$\eta_{RSE} = \frac{P_{o\_RSE}}{P_o} \quad (3.37)$$

Fazendo as devidas substituições, tem-se a expressão (3.38).

$$\eta_{RSE} = 1 - \frac{I_o \cdot R_{SE}}{V_{i\_med}} \quad (3.38)$$

Com o valor comercial da RSE do capacitor de filtragem pode-se calcular a potência obtida da saída do conversor.

O valor da RSE em função da ondulação de tensão na entrada do conversor é obtido analisando a corrente do capacitor  $C_{in}$ , mostrada na terceira curva da Figura 3.21. Sabendo que a ondulação da tensão de entrada é o produto da ondulação da corrente no capacitor  $C_{in}$  pela RSE, tem-se que:

$$R_{SE\_Cin} = \frac{V_i \cdot \Delta V_{in\_rel}}{I_o - I_{CaC}} \quad (3.39)$$

Onde:

$\Delta V_{in\_rel}$  = Ondulação relativa da tensão de entrada do conversor;

$V_i$  = Tensão de entrada do conversor.

### 3.4 Conclusão

A análise matemática pode ser validada diante do pequeno erro, quando comparada com os resultados de simulação para o caso onde apenas um capacitor é utilizado como elemento de filtragem. Neste caso, o valor do capacitor é dimensionado através da especificação de ondulação da corrente da CaC, com este valor de capacitância, pode-se conhecer a corrente eficaz no mesmo.

No caso onde se deseja colocar um filtro LC, o cálculo da corrente efetiva no capacitor de filtragem e na célula a combustível, é válido para um determinado limite estabelecido pelo modo de operação do conversor FB-ZVS-PWM. Observar-se que para certas combinações dos parâmetros do filtro de entrada, ocorre ondulação da tensão de entrada do conversor e quando esta ondulação é suficiente grande para haver cruzamento por zero da tensão, a razão cíclica efetiva do conversor é modificada, alterando o modo de operação do conversor. Respeitando o limite da combinação dos parâmetros do filtro de entrada imposto pelo modo de operação do conversor, pode-se validar também o cálculo da corrente efetiva no capacitor e na célula a combustível, frente ao pequeno erro quando comparado com o resultado de simulação. Contudo, a especificação de corrente que circula pelo capacitor  $C_{in}$ , implica em um valor comercial de capacitância suficientemente grande para dispensar o uso do indutor na entrada.

Outro aspecto importante, é dimensionar a influencia da RSE do  $C_{in}$  no funcionamento do conjunto CaC, filtro de entrada e conversor, visto que o modelo dinâmico da CaC utilizado, possui baixa impedância para altas frequências, podendo ser da mesma ordem de grandeza. A RSE também pode apresentar mudança na potência transferida da fonte de entrada para carga devido a ondulação na tensão de entrada do conversor FB-ZVS-PWM.

Assim como a necessidade de dimensionar o filtro de entrada para o conversor, o estudo apresentado neste capítulo tem o interesse didático em mostrar o efeito da RSE do capacitor de filtragem na corrente e tensão de entrada, sendo que este efeito pode ser minimizado reduzindo o valor da RSE equivalente, adicionando um capacitor de polipropileno em paralelo com o capacitor  $C_{in}$ . Em geral,  $C_{in}$  é um capacitor eletrolítico devido ao grande valor de capacitância necessária nesta aplicação.

## Capítulo 4 - Projeto do estágio de potência do Conversor FB-ZVS-PWM

Neste capítulo será abordado o dimensionamento dos elementos do estágio de potência do conversor FB-ZVS-PWM que compreende: interruptores de potência, diodos retificadores, transformador, indutor de comutação, capacitor e indutor de filtragem e capacitor para bloqueio do nível médio no transformador. A Figura 4.1 apresenta o circuito elétrico básico da CaC, conectada ao conversor FB-ZVS-PWM através de um filtro capacitivo.

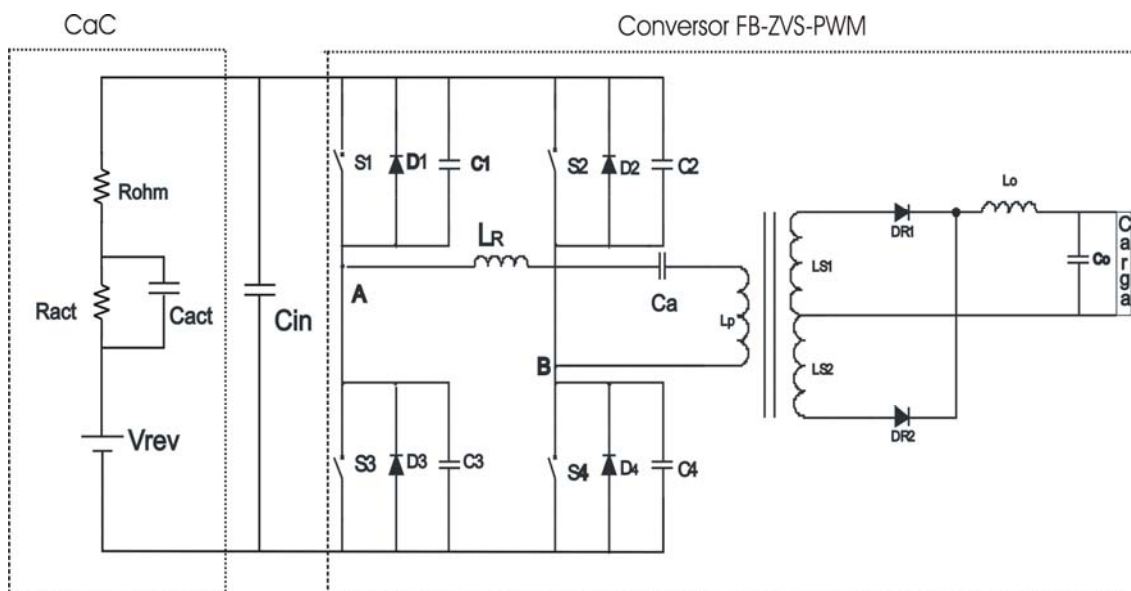


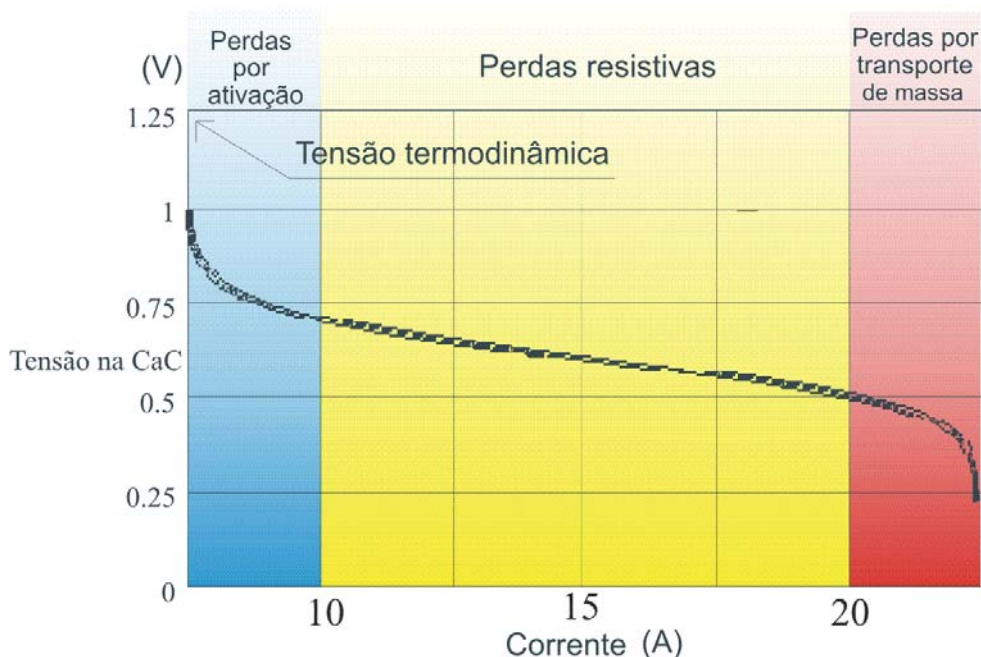
Figura 4.1 - Conversor FB-ZVS-PS com filtro capacitivo na entrada e modelo elétrico da CaC.

### 4.1 Dimensionamento

A tensão de entrada do conversor é a mesma tensão fornecida pelo sistema de CaC, variando de acordo com a característica estática apresentada na Figura 4.2. Este sistema é composto por seis módulos conectados em paralelo na entrada do conversor, onde cada módulo é formado por 48 CaC's conectadas em série, permitindo na saída do conversor 1,5 kW de potência.

A faixa de operação do conversor é determinada pela região linear da característica estática da CaC. Esta região está limitada entre os valores de 0,5 V e 0,73

V e compreende a região de perdas resistivas, resultando em uma variação de tensão de 24 V a 35 V na saída de cada módulo.



**Figura 4.2 - Característica estática da CaC.**

Os elementos do conversor são dimensionados para os limites da faixa de operação no caso idealizado.

Limites de operação:

Tensão mínima de entrada:  $V_{in\_min} = 24V$  ;

Tensão máxima de entrada:  $V_{in\_max} = 36V$  ;

Tensão mínima de saída:  $V_{o\_min} = 48V$

Tensão máxima de saída:  $V_{o\_max} = 60V$

Potência de saída:  $P_o = 1,5kW$

Especificações de projeto:

Rendimento:  $\eta = 80\%$

Frequência de chaveamento:  $f_s = 40kHz$

Perda de razão cíclica:  $\Delta D = 0,15$

Relação de transformação do transformador:  $n = \frac{n_{sec}}{n_{prim}} = 4$

Máxima razão cíclica:	$D_{\max} = 0,9$
Ondulação da corrente de saída	$\Delta I_{o\_rel} = 0,05$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_{o\_rel} = 0,01$
Ondulação da corrente de entrada	$\Delta I_{in\_rel} = 0,005$
Ondulação da tensão de entrada	$\Delta V_{in\_rel} = 0,05$

Potência de entrada ( $P_{in}$ ):

É dada pela expressão (4.1).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (4.1)$$

$$P_{in} = 1875W$$

Máxima corrente de carga ( $I_{o\_max}$ ):

A corrente de carga é calculada pela expressão (4.2).

$$I_{o\_max} = \frac{P_o}{V_{o\_min}} \quad (4.2)$$

$$I_{o\_max} = 31,25A$$

Corrente eficaz no lado secundário 1 ( $I_{sec\_1}$ ) e secundário 2 do transformador

( $I_{sec\_2}$ ):

A expressão (4.3) representa a corrente eficaz no lado secundário do transformador.

$$I_{sec\_1} = I_{sec\_2} = \frac{I_{o\_max}}{\sqrt{2}} \quad (4.3)$$

$$I_{sec\_1} = I_{sec\_2} = 22,09A$$

Corrente eficaz no lado primário do transformador ( $I_{prim}$ ) é calculada em (4.4).

$$I_{prim} = I_o \cdot n \quad (4.4)$$

$$I_{prim} = 125A$$

Corrente no indutor de ressonância ( $I_{Lr}$ ):

É calculada em (4.5).

$$I_{Lr} = I_{prim} \quad (4.5)$$

$$I_{Lr} = 125A$$

Corrente média na CaC ( $I_{CaC}$ ):

Calculada na expressão (4.6).

$$I_{CaC} = \frac{P_{in}}{V_{in\_min}} \quad (4.6)$$

$$I_{CaC} = 75A$$

Razão cíclica eficaz ( $D_{ef}$ ):

Calculada na expressão (4.7).

$$D_{ef} = D_{max} - \Delta D \quad (4.7)$$

$$D_{ef} = 0,75$$

Corrente eficaz na entrada do conversor ( $I_{in\_conv.}$ ):

Calculada na expressão (4.8).

$$I_{in\_conv.} = \sqrt{D_{ef} \cdot I_{Lr}^2} \quad (4.8)$$

$$I_{in\_conv.} = 108A$$

Indutor de ressonância ( $L_R$ ):

Calculado na expressão (4.9).

$$L_R = \frac{\Delta D \cdot V_i \cdot D_{max}}{4 \cdot f_S \cdot I_{Lr}} \quad (4.9)$$

$$L_R = 162\eta H$$

Indutor do filtro de saída ( $L_o$ ):

Calculada na expressão (4.10).



$$L_o = \frac{n.V_i}{4.f_o.I_o.\Delta I_{o\_rel}} \quad (4.10)$$

$$L_o = 108\mu H$$

Capacitor do filtro de saída:

Valor de capacitância ( $C_o$ ) é calculado na expressão (4.11).

$$C_o = \frac{n.V_{i\_max}}{32.f_o^2.L_o.V_{o\_min}.\Delta V_{o\_rel}} \quad (4.11)$$

$$C_o = 5,06\mu F$$

Valor máximo da resistência série equivalente ( $R_{SE}$ ) é calculado na expressão (4.12).

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \quad (4.12)$$

$$R_{SE} = 300m\Omega$$

Corrente nos interruptores:

A corrente de pico ( $I_{s\_pico}$ ) é calculada na expressão (4.13).

$$I_{s\_pico} = I_{Lr} \quad (4.13)$$

$$I_{s\_pico} = 125 A$$

A corrente eficaz nos interruptores  $S_1$  e  $S_3$  ( $I_{ef\_s1\_s3}$ ) é calculada na expressão (4.14).

$$I_{ef\_s1\_s3} = \frac{\sqrt{2.D_{max} - \frac{5}{3}\Delta D}}{2}.I_{Lr} \quad (4.14)$$

$$I_{ef\_s1\_s3} = 77 A$$

A corrente eficaz nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  ( $I_{ef\_s2\_s4}$ ) é expressa em (4.15).

$$I_{ef\_s2\_s4} = \frac{\sqrt{2 - \frac{5}{3}\Delta D}}{2}.I_{Lr} \quad (4.15)$$

$$I_{ef\_s2\_s4} = 82,6A$$

A corrente média nos interruptores S<sub>1</sub> e S<sub>3</sub> ( $I_{med\_s1\_s3}$ ) é calculada em (4.16).

$$I_{med\_s1\_s3} = \frac{D + 3.D_{ef}}{8} . I_{Lr} \quad (4.16)$$

$$I_{med\_s1\_s3} = 49A$$

Corrente média nos interruptores S<sub>2</sub> e S<sub>4</sub> ( $I_{med\_s2\_s4}$ ) é dada pela expressão (4.17)

$$I_{med\_s2\_s4} = \frac{4 - 3.\Delta D}{8} . I_{Lr} \quad (4.17)$$

$$I_{med\_s2\_s4} = 55,4A$$

Tensão máxima nos interruptores ( $V_{S\_max}$ ):

Tensão máxima é expressa em (4.18).

$$V_{S\_max} = V_i \quad (4.18)$$

$$V_{S\_max} = 35V$$

Corrente eficaz nos diodos retificadores de saída ( $I_{ef\_D}$ ):

É dada pela expressão (4.19).

$$I_{ef\_D} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (4.19)$$

$$I_{med\_D} = 29,5A$$

Tensão máxima reversa nos diodos retificadores de saída ( $V_{D\_max}$ ):

Calculada em (4.20).

$$V_{D\_max} = n.V_{in\_max} + V_{o\_max} \quad (4.20)$$

$$V_{D\_max} = 204V$$

Capacitor do filtro de entrada

Capacitância mínima ( $C_{in\_min}$ ) é calculada pela expressão (4.21) para a ondulação de corrente na CaC de 10%..

$$C_{in\_min} = \frac{(2 - \Delta I_{in\_rel})}{Z_{CaC}(2\pi \cdot f_s) \cdot 4\pi \cdot f_s \cdot \Delta I_{CaC}} \quad (4.21)$$

$$C_{in\_min} = 315 \mu F$$

Sendo  $Z_{CaC}$  a impedância da CaC na frequência fundamental da corrente de entrada do conversor FB-ZVS-PWM expressa em (4.22).

$$Z_{CaC}(f_s) = \frac{R_{act}}{R_{act} \cdot C_{act} \cdot 2\pi \cdot f_s + 1} + R_{ohm} \quad (4.22)$$

A máxima resistência série equivalente ( $R_{SE\_Cin}$ ) é calculada através da expressão para ondulação relativa da tensão de entrada do conversor de 5%. A expressão (4.23) é obtida da expressão (3.39) considerando a relação de transformação.

$$R_{SE\_Cin} = \frac{V_i \cdot \Delta V_{in\_rel}}{n \cdot I_o - I_{CaC}} \quad (4.23)$$

$$R_{SE\_Cin} = 29 m\Omega$$

A corrente eficaz ( $I_{Cin\_ef}$ ) é calculada em (4.24).

$$I_{Cin\_ef} = \sqrt{I_{Lr}^2 - I_{CaC}^2} \quad (4.24)$$

$$I_{Cin\_ef} = 56 A$$

A tensão máxima ( $V_{Cin\_max}$ ) é expressa em (4.25).

$$V_{Cin\_max} = V_{CaC\_max} \quad (4.25)$$

$$V_{Cin} = 35 V$$

Capacitor de bloqueio do nível médio da corrente no lado primário do transformador:

Definindo a máxima ondulação de tensão no capacitor  $C_a$  como  $\Delta V_{Ca} = 2V$ , tem-se:

Corrente no capacitor ( $I_{Ca}$ ) é expressa em (4.26).

$$I_{Ca} = I_{prim} = 125A \quad (4.26)$$

Capacitância do capacitor ( $C_a$ ) é calculada em (4.27).

$$C_a = \frac{I_{Ca}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{Ca}} \quad (4.27)$$

$$C_a = 780\mu F$$

Com os parâmetros do conversor dimensionados, podem-se especificar valores comerciais para os componentes.

## 4.2 Especificação e projeto dos componentes do conversor

Este item envolve a especificação comercial dos interruptores de potência, diodos da ponte retificadora, capacitores de bloqueio do nível CC no transformador e capacitores do filtro de entrada e filtro de saída, transformador e dos indutores.

Interruptores de potência: Devido a elevada corrente dreno-source, definiu-se o Módulo Mosfet de Potência SKM214A, Semikron [9] como interruptores de potência. A vantagem em utilizar estes módulos, é que ele possui os transistores de potência conectados internamente, formando um “braço” de interruptores do conversor e facilitando a conexão com os demais componentes, sem o uso da placa de circuito impresso (PCB). Com as conexões estabelecidas dentro dos módulos, pode-se conhecer com boa precisão a indutância parasita envolvida nos interruptores, pois é um dado do fabricante. O mesmo não aconteceria caso fosse necessário soldar os transistores de potência discretamente na PCB, pois seria difícil dimensionar as indutâncias presentes nos terminais dos transistores e nas conexões com a PCB.

Diodos da ponte retificadora: Os diodos da ponte retificadora são especificados em função da corrente de condução e principalmente, pelo pico de tensão causado pela corrente de recuperação reversa. O diodo especificado é do tipo ultra-rápido, modelo 30CPQ100 do fabricante International Rectifier. A capacidade elevada da tensão reversa deste diodo, 1000V, dispensou o uso de grampeadores de tensão nos mesmos, simplificando a implementação.

Capacitor de bloqueio de nível CC do transformador ( $C_a$ ): A especificação deste elemento chama a atenção na enorme dificuldade em encontrar valores comerciais de capacitores não polarizados, com valores de capacitância acima de  $30\mu\text{F}$  e baixa tensão, bem como, a ausência de informação sobre a capacidade de corrente. Nesta aplicação, foram associados 16 capacitores de  $60\mu\text{F}$ -50/60Hz e 250V em paralelo, do fabricante Icotron. Como o capacitor não é específico para ser utilizado em alta frequência, a capacitância resultante da associação, por garantia, é maior que o valor especificado no projeto.

Capacitor do filtro de entrada: Especificou-se o capacitor eletrolítico B41876-S9409-M1 do fabricante Epcos, tensão VDC de 100V, corrente eficaz  $I_{Cef} = 20 \text{ A @ } 85^\circ\text{C}$  80kHz e capacitância de 40000 uF eletrolítico [10]. A capacidade de corrente do capacitor é que definiu a especificação do mesmo e foi alcançada com a associação de quatro capacitores em paralelo.

Como documentado no capítulo 3 do presente estudo, a RSE do capacitor de entrada tem grande influência no funcionamento do conversor; seu efeito foi eliminado associando capacitores de polipropileno em paralelo, pois este tipo de capacitor possui RSE desprezível. O capacitor de polipropileno especificado é o B32656-S0105 do fabricante Epcos, capacitância de  $1\mu\text{F} / 400 \text{ V}$ .

Capacitor do filtro de saída: Componente especificado sem dificuldades, tensão  $V_{dc}=250\text{V}$ ,  $R_{SE}=115\text{m}\Omega$  e capacitância  $C = 560\mu\text{F}$ , fabricado pela Nichicon.

Indutor de filtro de saída: O indutor do filtro de saída é projetado através do software *Inductor Design Software Using Micrometals Iron Powder Cores* disponibilizado pelo fabricante do núcleo, Micrometals [11] e [12]. O indutor projetado utiliza o núcleo T400-60 e 38 espiras com 22 condutores 21AWG em paralelo.

Indutor Ressonante: Utiliza-se a indutância de dispersão do transformador como indutor ressonante.

Transformador: O transformador é o elemento mais crítico do projeto do conversor, pois a indutância de dispersão do lado primário deve ser inferior ao valor máximo da indutância ressonante. Como é baixa a indutância ressonante calculada, o transformador exigiu técnica especial na montagem para reduzir ao máximo a indutância de dispersão do lado primário. As características básicas para montagem do transformador são apresentadas abaixo.

Núcleo: E Part Number 48020-EC combinação EE, fabricante Magnetics [13];

Lado primário: 3 espiras com 86 condutores 21AWG em paralelo;

Lado secundário 1 e 2: 12 espiras com 26 condutores 21 AWG em paralelo.

O método de montagem do transformador para redução da indutância de dispersão consiste em manter todos os condutores em paralelo sem trançar, as espiras do lado primário são enroladas primeiramente com a metade dos condutores necessários, posteriormente é montado os dois enrolamentos secundários e por fim, completa-se o cobre do enrolamento primário com a segunda metade dos condutores em paralelo.

A indutância de dispersão do transformador medida ficou em  $130\eta\text{H}$ , estando abaixo do limite máximo do valor do indutor de ressonância. Este projeto do transformador viabilizou a construção do conversor.

Caso a indutância de dispersão do transformador ficasse acima do valor máximo definido, seria necessário aumentar a relação de transformação ( $n_{\text{sec}} / n_{\text{prim}}$ ), para que fosse possível aumentar o valor do indutor ressonante sem prejudicar o ganho estático do conversor. Esta alteração implicaria em elevar a corrente no lado primário do transformador, podendo dificultar ainda mais a especificação dos componentes.

### **4.3 Resultados de simulação.**

Os resultados de simulação são apresentados para dois casos: o primeiro caso mostra os resultados para o mesmo circuito utilizado na análise matemática do conversor, o caso idealizado, com o objetivo de validar os valores médios e instantâneos calculados nos elementos passivos e ativos do conversor. No segundo caso, são inseridas ao circuito de simulação, os valores das indutâncias parasitas dos interruptores fornecidos pelo fabricante, e valores estimados de indutâncias das trilhas do circuito.

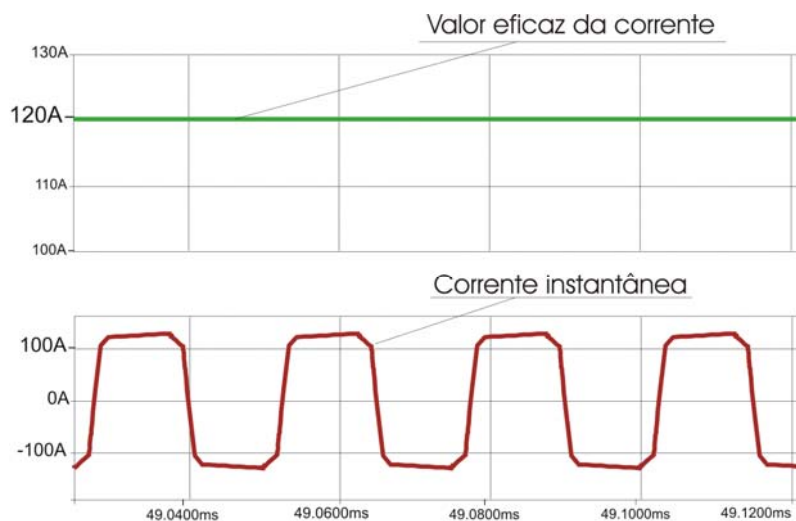
O objetivo de representar as indutâncias parasitas na simulação, é observar os possíveis efeitos que possam ocorrer na implementação do protótipo, já que o projeto do

conversor através do equacionamento matemático não prevê o efeito dos elementos parasitas, pois se tornaria muito complexo.

### 4.3.1 Caso idealizado

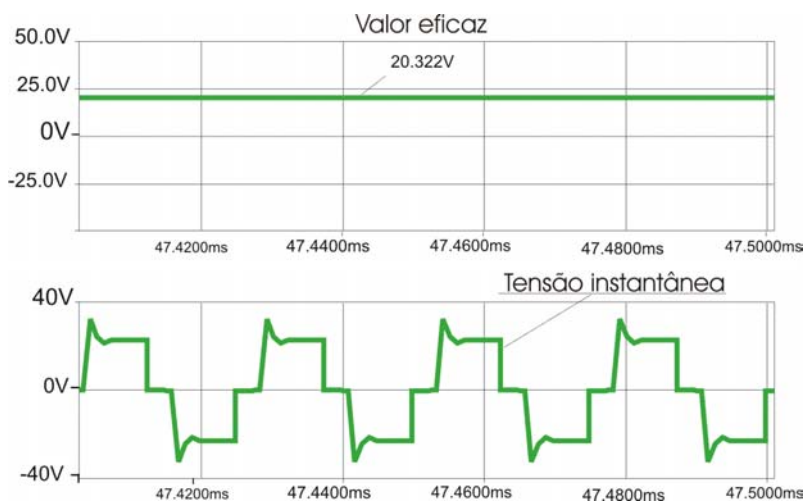
Os resultados de simulação apresentados neste subitem servem para comparação e validação dos valores calculados.

A Figura 4.3 mostra o valor da corrente eficaz e o formato da corrente instantânea no indutor ressonante.



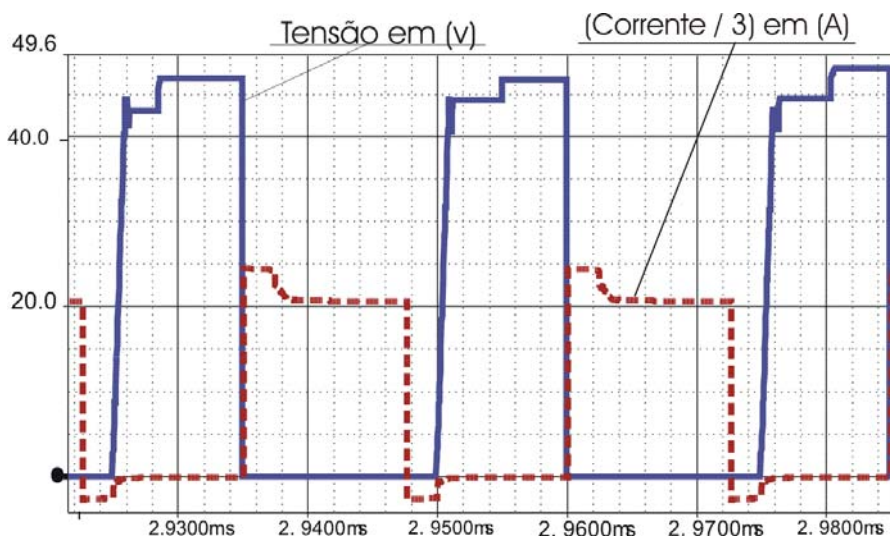
**Figura 4.3 Valor eficaz e valor instantâneo da corrente no indutor  $L_r$ .**

No lado primário do transformador, é esperada uma tensão alternada com o valor da amplitude da tensão de entrada subtraída da queda de tensão nos interruptores. A Figura 4.4 apresenta a tensão no lado primário do transformador.



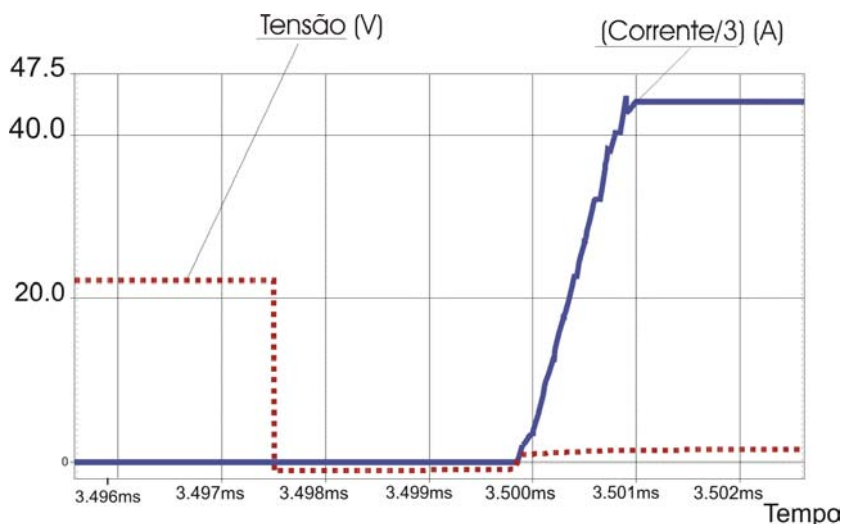
**Figura 4.4 - Tensão eficaz e instantânea no lado primário do transformador.**

Observa-se na Figura 4.5, a tensão e corrente nos interruptores do braço direito do conversor.



**Figura 4.5 – Corrente e tensão em função do tempo nos interruptores do braço direito do conversor na potência nominal. (fator de multiplicação da corrente para ajuste de escala x3)**

Na potência nominal do conversor, os interruptores do braço direito apresentam comutação suave como pode ser visto na Figura 4.6.



**Figura 4.6 – Tensão e corrente nos interruptores  $S_2$  e  $S_4$  em função do tempo.**

Os resultados de simulação mostram que as formas de onda são coerentes com a análise matemática efetuada considerando o caso idealizado.



### 4.3.2 Efeito das indutâncias parasitas do circuito

Em diversas aplicações do conversor FB-ZVS-PWM, onde se trabalha com níveis menores de corrente e frequência, o efeito das indutâncias parasitas do circuito não são muito evidentes, podendo ser desprezados. No presente estudo, a corrente eficaz nos interruptores de potência está na ordem de 100A, com frequência de 40kHz. Na mesma ordem de grandeza está a corrente que circula no lado primário do transformador.

Com valores elevados de corrente, principalmente no lado primário do transformador, as indutâncias parasitas do circuito tem seus efeitos evidenciados, enfatizando a necessidade de considerá-las no projeto do conversor.

O circuito simulado com as indutâncias parasitas nos interruptores de potência é apresentado na Figura 4.7, onde cada conjunto composto por chave, diodo e capacitor conectados em paralelo, representa o modelo do transistor Mosfet operando como interruptor. As indutâncias parasitas dos interruptores são de 4 nH.

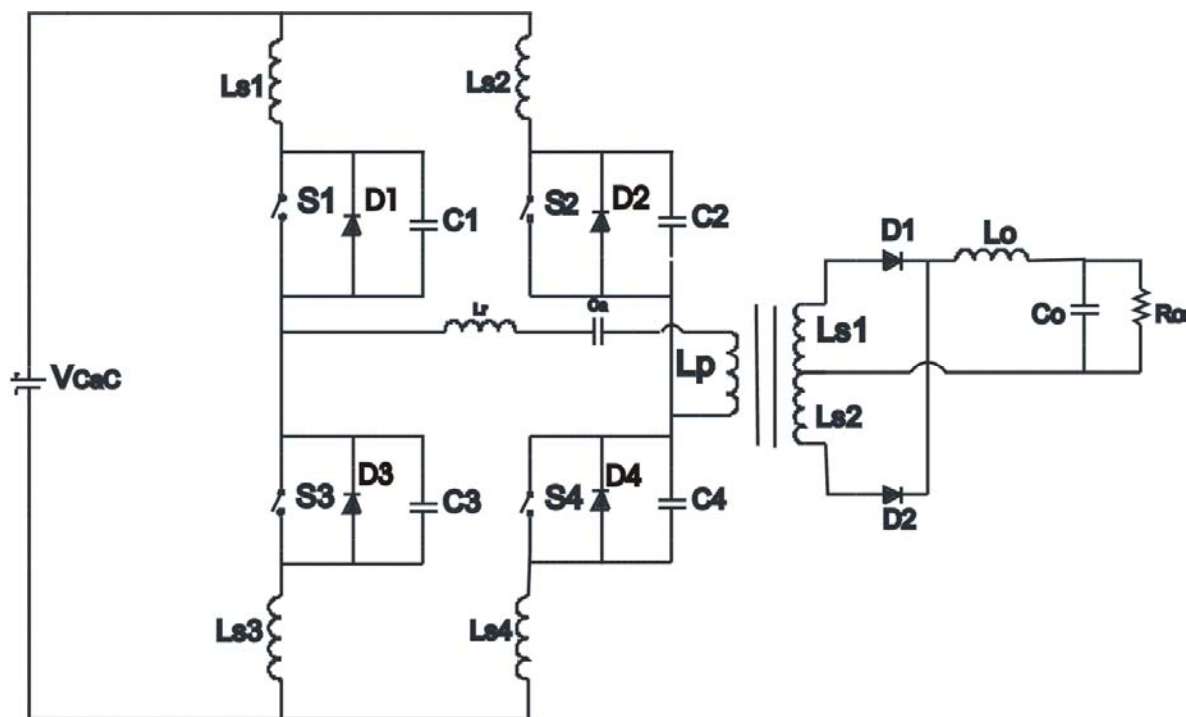
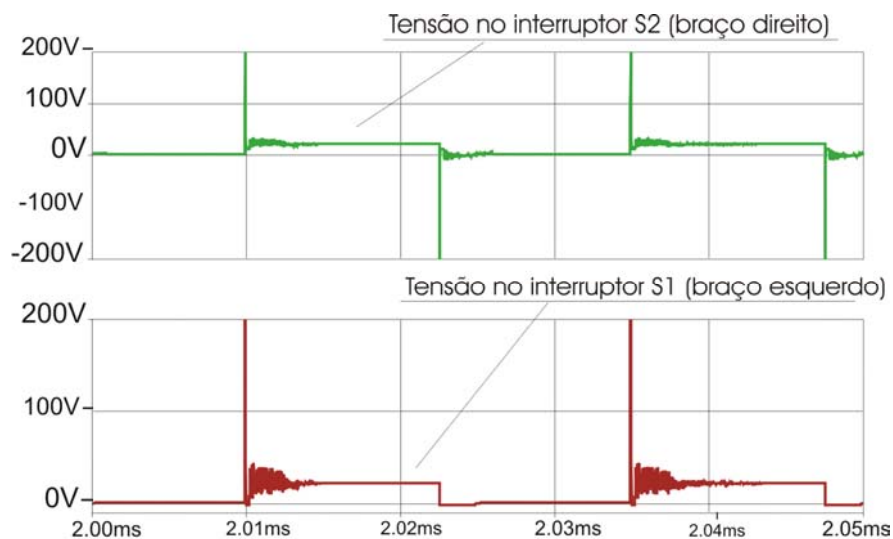


Figura 4.7 – Circuito simulado considerando indutâncias parasitas do circuito.

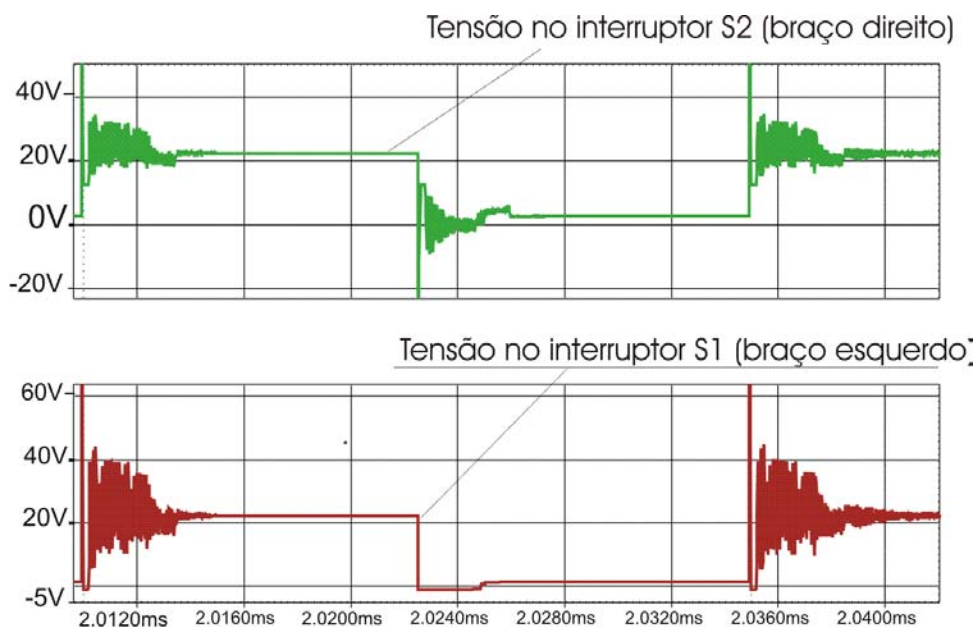
Com as indutâncias parasitas no circuito, os resultados de simulação mostram que ocorrem picos de tensão em todos interruptores que certamente seriam destrutivos.

A Figura 4.8 apresenta as formas de onda da tensão no interruptor S1 e S2.



**Figura 4.8 – Tensão nos interruptores S1 e S2.**

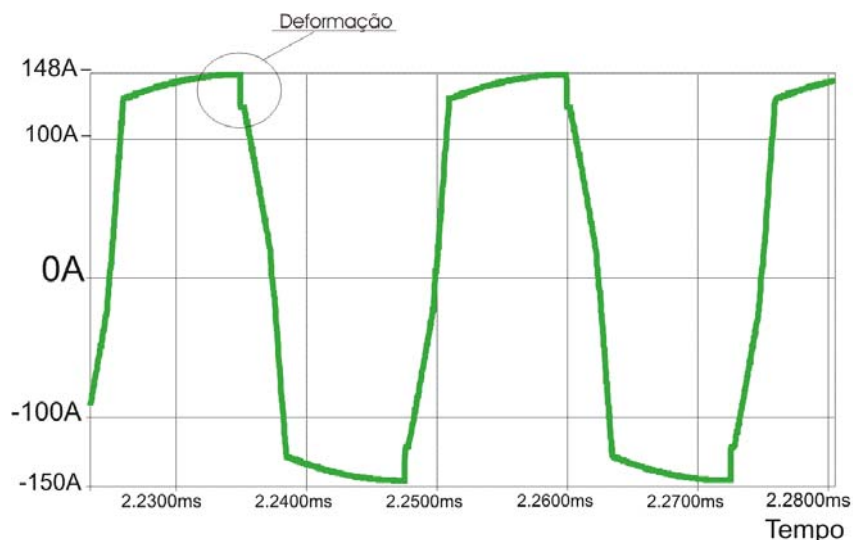
Na Figura 4.9 é apresentada a tensão nos interruptores com maior detalhe, nota-se que além do pico elevado, a tensão também é ondulatoria em alta frequência. Esta ondulação é causada pela ressonância entre as indutâncias parasitas e os elementos passivos do conversor, principalmente a capacitância intrínseca dos interruptores.



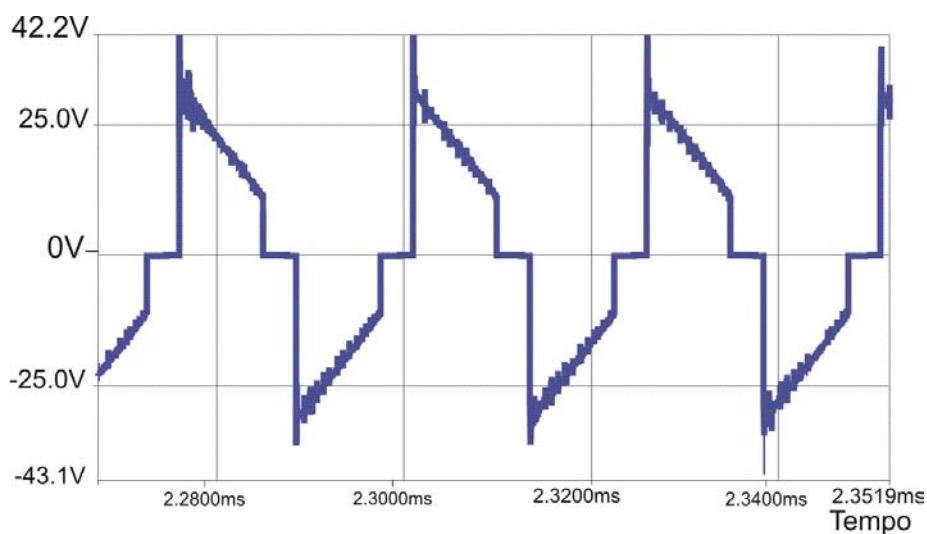
**Figura 4.9 – Ondulação nas tensões dos interruptores.**

A forma de onda da corrente e tensão no lado primário do transformador também sofrem uma pequena deformação quando comparadas com o caso idealizado.

Estas formas de onda podem ser observadas nas Figura 4.10 e Figura 4.11 respectivamente.



**Figura 4.10 – Corrente no lado primário do transformador em função do tempo.**



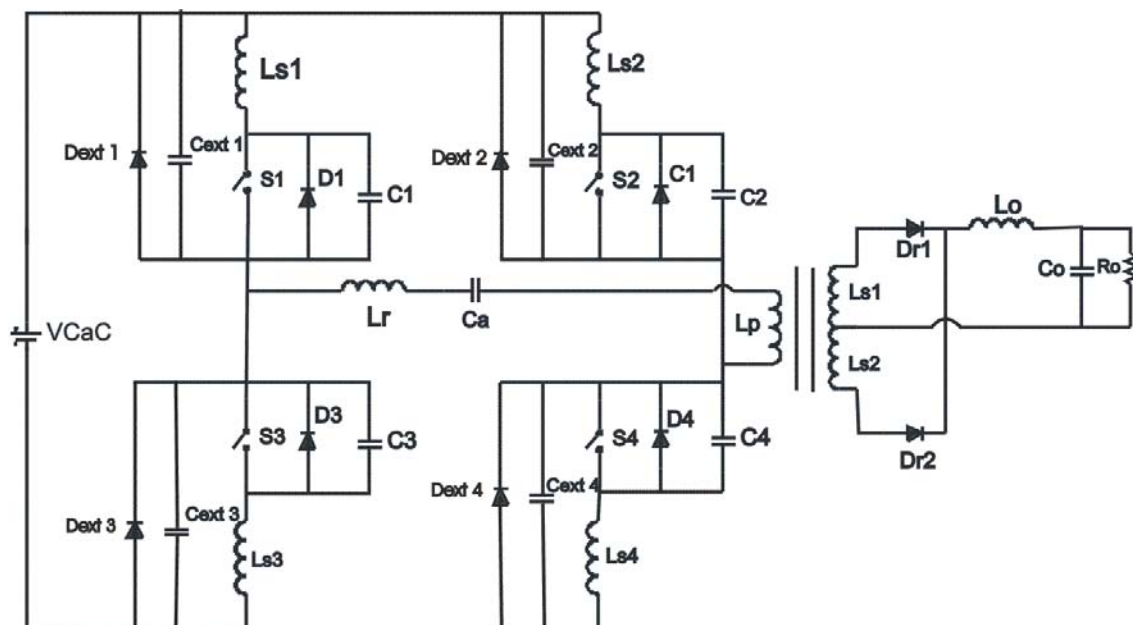
**Figura 4.11 – Tensão no lado primário do transformador.**

O ponto crítico dos resultados apresentados considerando as indutâncias parasitas, está nos picos de tensão que ocorrem nos interruptores de potência. A primeira solução proposta neste trabalho, foi aumentar a capacitância intrínseca dos interruptores, adicionando capacitores externos de modo a diminuir a derivada da tensão no momento do bloqueio, reduzindo assim, o pico de tensão mencionado. O valor dos capacitores em paralelo com os interruptores foi calculado para o tempo da etapa ressonante definido em  $1\mu s$ , resultando em um capacitor de  $2\mu F$ . Embora esta solução

tenha resolvido o problema dos picos de tensão nos interruptores, a corrente que circula nos capacitores adicionados externamente, chega a 30A, dificultando a implementação devido a baixa capacidade de corrente dos capacitores comerciais disponíveis.

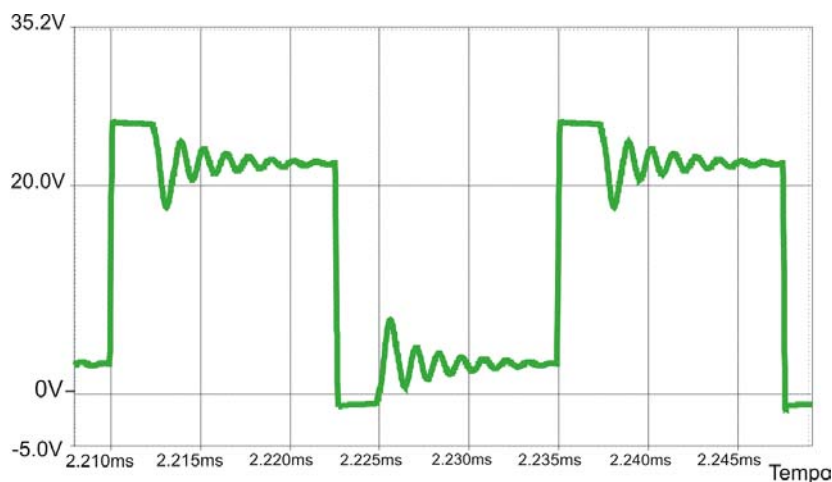
A alternativa viável foi adicionar diodos *Schottck* em antiparalelo com os interruptores, para que a tensão nos mesmos não ultrapassa-se o valor da tensão no barramento. Esta solução permitiu que a tensão nos interruptores, ficasse dentro dos limites operacionais do componente, e a corrente, que antes era muito elevada nos capacitores de comutação, diminuiu em função da distribuição da mesma com os diodos adicionados externamente. O valor da corrente no capacitor de comutação reduziu de 30A para 12A.

O circuito definido através dos resultados de simulação considerando as indutâncias parasitas do circuito, é apresentado na Figura 4.12.



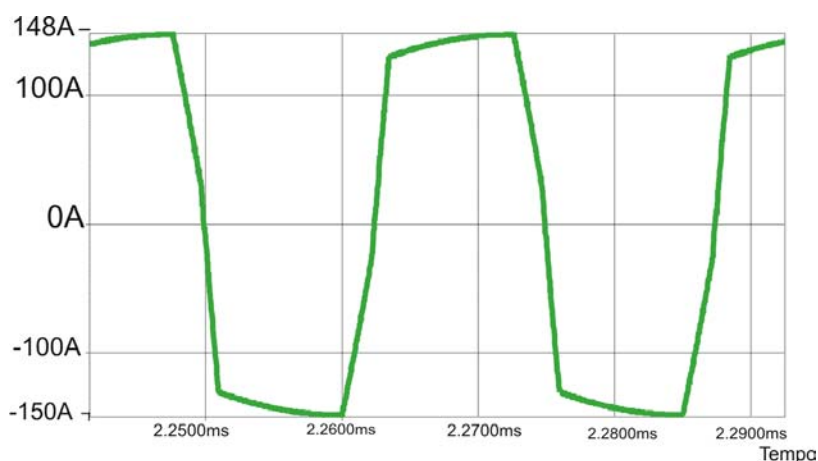
**Figura 4.12 – Conversor FB-ZVS-PWM com diodos e capacitores adicionados externamente aos interruptores do tipo mosfet.**

A Figura 4.13 mostra que a inclusão dos diodos e capacitores no circuito reduziu o pico e a ondulação de tensão nos interruptores.



**Figura 4.13 – Tensão nos interruptores de potência apresentados na Figura 4.12**

A corrente no lado primário do transformador apresentada na Figura 4.14 também sofre uma sensível melhora quando comparada com a forma de onda mostrada na Figura 4.10.



**Figura 4.14 – Corrente no lado primário do transformador.**

Os demais parâmetros do circuito não sofreram alterações, quando comparados com os resultados apresentados no caso onde as indutâncias parasitas dos interruptores foram ignoradas.

#### **4.4 Conclusão**

No projeto do estágio de potência do conversor, fica evidente as dificuldades encontradas em operar um conversor com grandes níveis de corrente em alta frequência. Estas dificuldades estão relacionadas principalmente com a tensão nos interruptores e a

perda de razão cíclica, parâmetros que são diretamente afetados pelas indutâncias parasitas do circuito.

Como não se obtém precisão nos valores das indutâncias parasitas, pois dependem de aspectos construtivos do conversor, o dimensionamento dos elementos que compõem o estágio de potência do conversor é feito inicialmente através da análise matemática das etapas de operação, considerando o caso idealizado de funcionamento. Na segunda etapa, são introduzidas ao circuito de simulação as indutâncias dos interruptores dadas pelo fabricante. Os resultados de simulação, para este caso, mensuram o efeito das indutâncias parasitas dos interruptores no funcionamento do conversor, permitindo apontar para necessidade em associar diodo e capacitor aos interruptores de potência. O dimensionamento destes elementos é decorrente dos resultados de simulação.

Assim o projeto do estágio de potência é realizado através da mescla dos resultados da análise matemática com os resultados de simulação.

Outro ponto importante a ser considerado, é observar a viabilidade de construção do transformador com o valor da indutância de dispersão do lado primário, inferior ao valor máximo da indutância ressonante especificada no projeto. No presente estudo, o projeto do transformador envolveu técnica especial de construção para a redução da indutância de dispersão que provavelmente inviabilizaria a produção em larga escala. Uma característica comum nos projetos do conversor FB-ZVS-PWM é determinar a faixa de comutação suave que pode operar. No caso em estudo, devido ao baixo valor da indutância ressonante calculado, a preocupação é apenas garantir o ganho estático necessário para a potência nominal de operação.

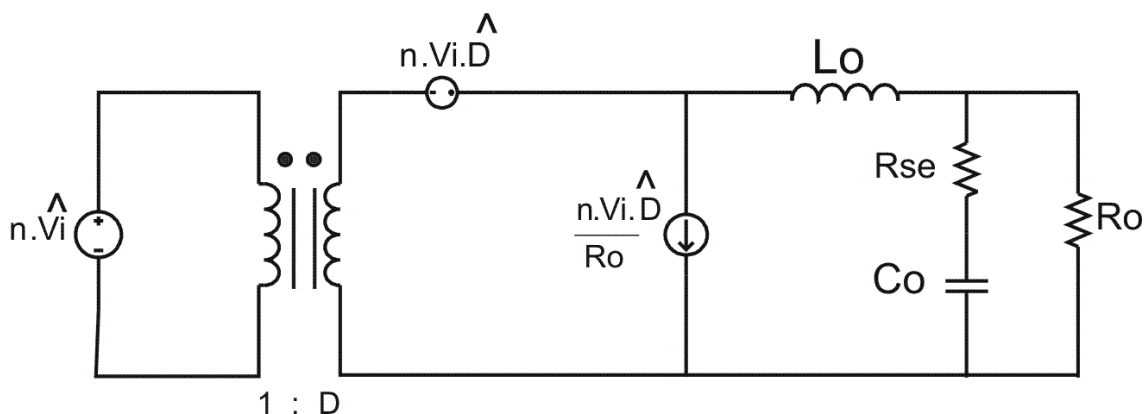
## Capítulo 5 - Projeto do estágio de controle

O nível de tensão de saída do conversor deve permitir ajuste externo para os valores de 48V e 60V; este ajuste é feito através do controle de tensão que utiliza um controlador do tipo Proporcional, Integral Derivativo (PID). Além do ajuste do nível de tensão, o controlador deve garantir erro nulo ao degrau de carga.

Em paralelo com o controle de tensão, atua o controlador da corrente de saída, que tem como única finalidade limitar a corrente no indutor do filtro de saída ao nível ajustável, garantindo proteção ao sistema e a carga na bateria.

### 5.1 Modelo Dinâmico do Conversor FB-ZVS-PWM

O modelo para pequenos sinais do conversor FB-ZVS-PWM pode ser obtido através do equacionamento matemático utilizando o método dos valores médios instantâneos [15]. Este método requer a resolução de um sistema de terceira ordem composto por seis equações resultantes das seis etapas de operação, exigindo um considerável esforço matemático. Afim de simplificar esta análise, pode-se obter o modelo dinâmico a partir do conversor Ponte-Completa com comutação dissipativa (FB) de onde deriva o conversor em estudo. O circuito equivalente do modelo dinâmico do conversor FB é apresentado na Figura 5.1.



**Figura 5.1 - Circuito equivalente do modelo dinâmico do conversor Ponte-Completa com comutação dissipativa.**

A diferença entre o modelo dinâmico destes dois conversores é que, enquanto o conversor FB tem a tensão de saída dependente somente da razão cíclica e da tensão de entrada, a tensão de saída do conversor FB-ZVS-PWM, depende também da corrente de

carga, da indutância ressonante e da frequência de chaveamento que introduzem neste conversor, uma perda de razão cíclica chamada de  $\Delta D$ . A expressão (5.1) mostra a razão cíclica efetiva  $D_{ef}$  que controla a tensão de saída em função da razão cíclica dada pelo sinal de comando  $D$  e da perda  $\Delta D$ .

$$D_{ef} = D - \Delta D \quad (5.1)$$

O modelo para pequenos sinais do conversor FB-ZVS-PWM é obtido incorporando no modelo apresentado na Figura 5.1 a perda de razão cíclica  $\Delta D$  causada pela influência do indutor ressonante  $L_r$ , da frequência de chaveamento  $f_s$  e das perturbações na corrente do indutor de filtragem  $\hat{I}_{Lo}$ , tensão de entrada  $\hat{V}_{in}$ , razão cíclica dada pelo comando  $\hat{D}$ , e da razão cíclica efetiva  $\hat{D}_{ef}$ .

A mudança ocorrida na razão cíclica devido a perturbação da corrente do indutor de saída pode ser escrita como mostra a expressão (5.2).

$$\hat{D}_i = -\frac{4.n.L_r.f_s}{V_i} \hat{I}_L \quad (5.2)$$

Da mesma forma pode ser apresentada a influência da perturbação na tensão de entrada.

$$\hat{D}_v = \frac{4.n.L_r.f_s.I_{Lo}}{V_i^2} \hat{V}_{in} \quad (5.3)$$

A razão cíclica efetiva então é apresentada como mostra a expressão (5.4).

$$\hat{D}_{ef} = \hat{D} + \hat{D}_i + \hat{D}_v \quad (5.4)$$

Substituindo então  $\hat{D}$  por  $\hat{D}_{ef}$  na Figura 5.1 tem-se o circuito equivalente para o modelo dinâmico do conversor FB-ZVS-PWM apresentado na Figura 5.2.

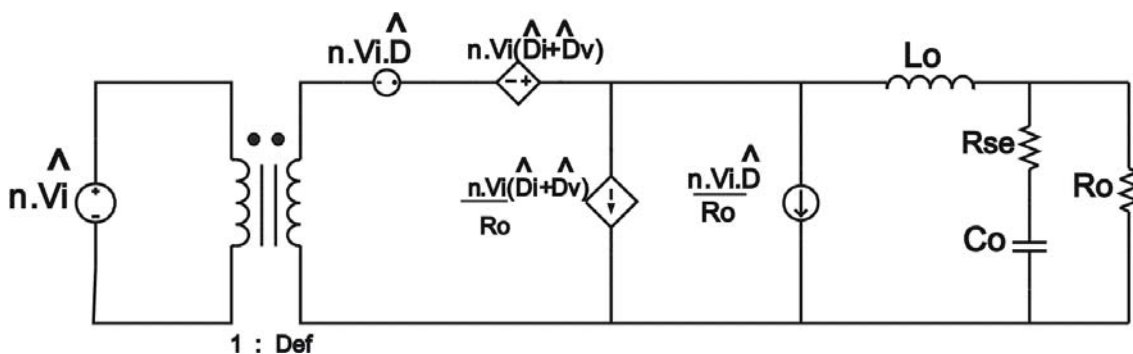


Figura 5.2 - Circuito equivalente do modelo AC para pequenos sinais do conversor FB-ZVS-PWM.



Sendo  $\hat{D}_i$  e  $\hat{D}_v$  representados por fontes controladas, enfatizam que são perturbações originadas do próprio circuito, corrente no indutor e tensão de entrada, não sendo possível controlar através de um circuito de controle [14].

A equação (5.5) apresenta a função de transferência da tensão de saída em relação a razão cíclica de controle obtida através do circuito da Figura 5.2.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{n.V_i}{R_\sigma} \cdot \frac{C_o.R_{SE}.S+1}{L_o.C_o.\left(1+\frac{R_{SE}}{R_o}\right).S^2 + \left(C_o.R_{SE}.4.n^2.L_r.f + \frac{L_o}{R_o}\right).S + \frac{4.n^2.L_r.f}{R_o} + 1} \quad (5.5)$$

A função de transferência da corrente no indutor de saída em função da razão cíclica é apresentada na expressão (5.6).

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{n.V_i.R_o}{R_\sigma} \cdot \frac{C_o.R_{SE}.S+1}{L_o.C_o.\left(1+\frac{R_{SE}}{R_o}\right).S^2 + \left(C_o.R_{SE}.4.n^2.L_r.f + \frac{L_o}{R_o}\right).S + \frac{4.n^2.L_r.f}{R_o} + 1} \quad (5.6)$$

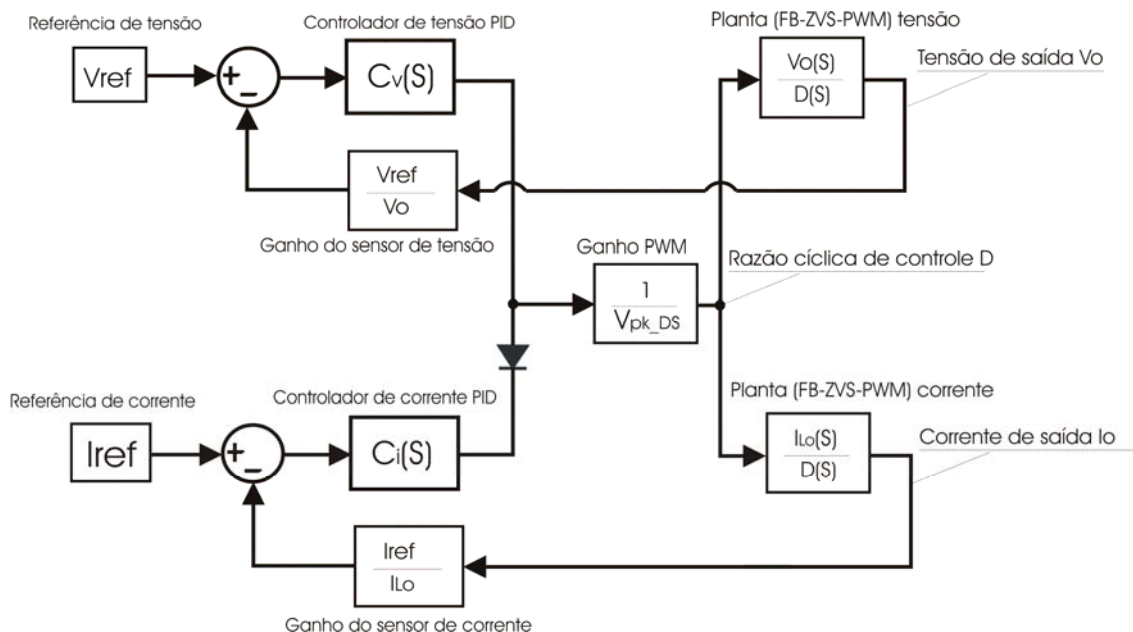
Sendo  $R_\sigma$  representado pela expressão (5.7).

$$R_\sigma = \frac{4.n^2.L_r.f}{R_o} + 1 \quad (5.7)$$

Utilizando as funções de transferência apresentadas acima, pode-se projetar o estágio de controle do conversor FB-ZVS-PWM.

## 5.2 Projeto dos controladores

O controle da tensão de saída ( $V_o$ ) deve atuar em paralelo com o controle da corrente no indutor de saída, assim, estas duas malhas de controle podem atuar em dinâmicas semelhantes, pois tornam-se independentes. O diagrama da Figura 5.3 mostra a estratégia de controle empregada.



**Figura 5.3 - Diagrama do sistema de controle.**

Através das funções de transferência expressas em (5.5) e (5.6), projeta-se os controladores da malha de tensão e corrente. Como mencionado anteriormente, os controladores empregados são do tipo PID e projetados através do lugar das raízes, utilizando a ferramenta computacional “*Sisotool*” do software Matlab.

Dados do projeto:

$$V_{in\_min} = 24V$$

Tensão mínima de entrada;

$$V_{o\_min} = 48V$$

Tensão mínima de saída;

$$f_s = 40kHz$$

Frequência de chaveamento;

$$L_r = 160nH$$

Indutância ressonante;

$$C_o = 560\mu F$$

Capacitor do filtro de saída;

$$R_{SE} = 18m\Omega$$

Resistência Série Equivalente do  $C_o$ ;

$$L_o = 100\mu H$$

Indutor do filtro de saída;

$$n = 4$$

Relação  $n_2 / n_1$  do transformador;

$$V_{REF} = 1,5V$$

Tensão de referência para o compensador de

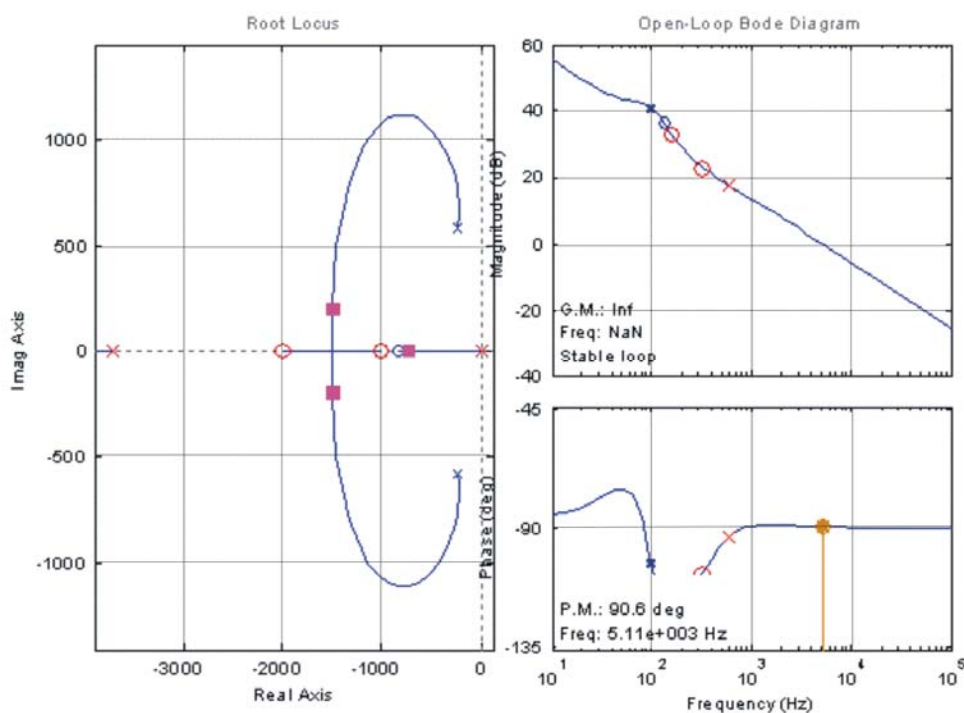
tensão;

$I_{REF} = 1,5A$	Corrente de referência para o compensador de corrente;
$I_o = 32A$	Corrente de saída;
$V_{pk\_DS} = 3,5V$	Tensão de pico da dente de serra.

### 5.2.1 Controle de tensão

A Figura 5.4 apresenta o lugar das raízes da malha de tensão no lado esquerdo, onde os pólos complexos conjugados e o primeiro zero são pertencentes a planta (“Conversor FB-ZVS-PWM”) e os demais pólos e zeros representam o controlador PID. No lado direito da Figura 5.4 é apresentada a resposta em frequência do controle da tensão de saída.

A representação gráfica dos pólos é dada por (x) e dos zeros por (o).



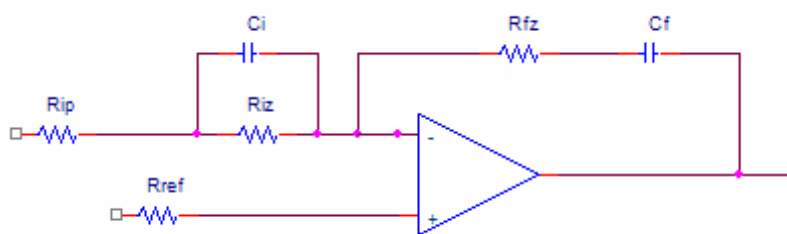
**Figura 5.4 - Lugar das raízes e resposta em frequência do sistema de controle da tensão de saída.**

A implementação do controlador é analógica e configurada através de um amplificador operacional como mostrado na Figura 5.5.

Da Figura 5.4 obtém-se as frequências dos pólos e zeros e o ganho estático do controlador:

$f_{Polo\_1} = 0Hz$	Frequência do pólo 1;
$f_{Polo\_2} = 3,7kHz$	Frequência do pólo 2;
$f_{Zero\_1} = 1kHz$	Frequência do zero 1;
$f_{Zero\_2} = 2kHz$	Frequência do zero 2;
$K_c = 250$	Ganho estático.

A Figura 5.5 mostra a configuração prática do controlador PID utilizando amplificador operacional.



**Figura 5.5 - Controlador PID.**

Os componentes do controlador PID mostrado na Figura 5.5 são dimensionados conforme o equacionamento apresentado abaixo.

$$C_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{iz} \cdot f_{Zero\_1}} \quad (5.8)$$

$$R_{ip} = \frac{R_{iz}}{2 \cdot \pi \cdot R_{iz} \cdot C_i \cdot f_{Polo\_2} - 1} \quad (5.9)$$

$$R_{fz} = R_{ip} \cdot K_c \quad (5.10)$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{fz} \cdot f_{Zero\_2}} \quad (5.11)$$

$$R_{ref} = \frac{(R_{ip} + R_{iz}) \cdot R_{fz}}{R_{ip} + R_{iz} + R_{fz}} \quad (5.12)$$

Assim tem-se:

$$R_{iz} = 1k\Omega$$

$$C_i = 159\eta F$$

$$R_{ip} = 370\Omega$$

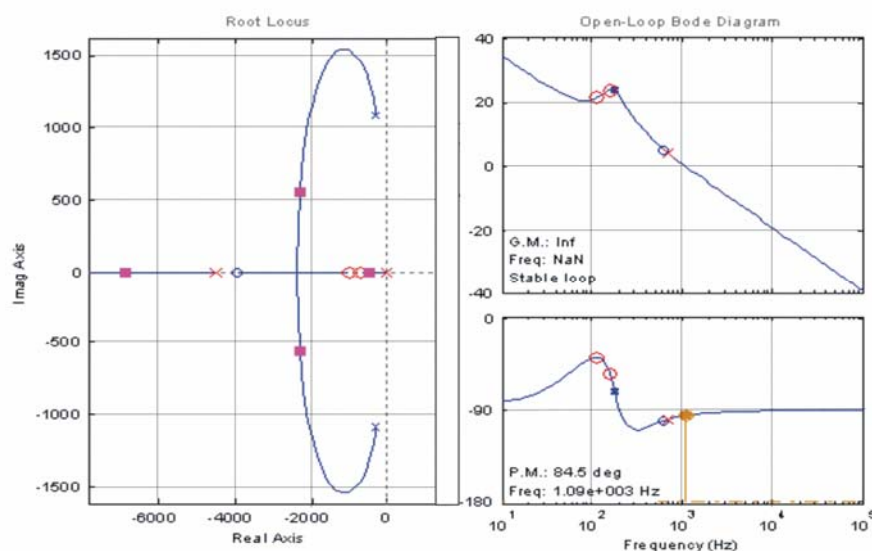
$$R_{fz} = 92k\Omega$$

$$C_f = 859\rho F$$

$$R_{ref} = 1,35k\Omega$$

### 5.2.2 Controle de corrente

A Figura 5.6 apresenta o lugar das raízes e a resposta em frequência do sistema realimentado para controle da corrente de saída do conversor. Os pólos complexos conjugados e o terceiro zero são pertencentes a planta (“Conversor FB-ZVS-PWM”) e os demais pólos e zeros representam o controlador PID



**Figura 5.6 - Lugar das raízes e resposta em frequência do sistema de controle da corrente no indutor do filtro de saída com controlador PID.**

Os pólos, zeros e o ganho estático do controlador, são projetados utilizando o lugar das raízes como mostra a Figura 5.6.

$$f_{Polo\_1} = 0Hz$$

Frequência do pólo 1;

$$f_{Polo\_2} = 4,5kHz$$

Frequência do pólo 2;

$$f_{Zero\_1} = 700Hz$$

Frequência do zero 1;

$$f_{\text{polo}_2} = 1\text{kHz}$$

Frequência do zero 2;

$$K_c = 80$$

Ganho estático.

A implementação do controlador de corrente é feito da mesma forma que o controlador de tensão.

Assim tem-se para o controlador de corrente do tipo PID:

$$R_{iz} = 1\text{k}\Omega$$

$$C_i = 227\text{nF}$$

$$R_{ip} = 184\Omega$$

$$R_{fz} = 14,7\text{k}\Omega$$

$$C_f = 10\text{nF}$$

$$R_{ref} = 1\text{k}\Omega$$

Com os parâmetros dos controladores dimensionados, pode-se iniciar a etapa de simulação numérica do conversor FB-ZVS-PWM operando em malha fechada.

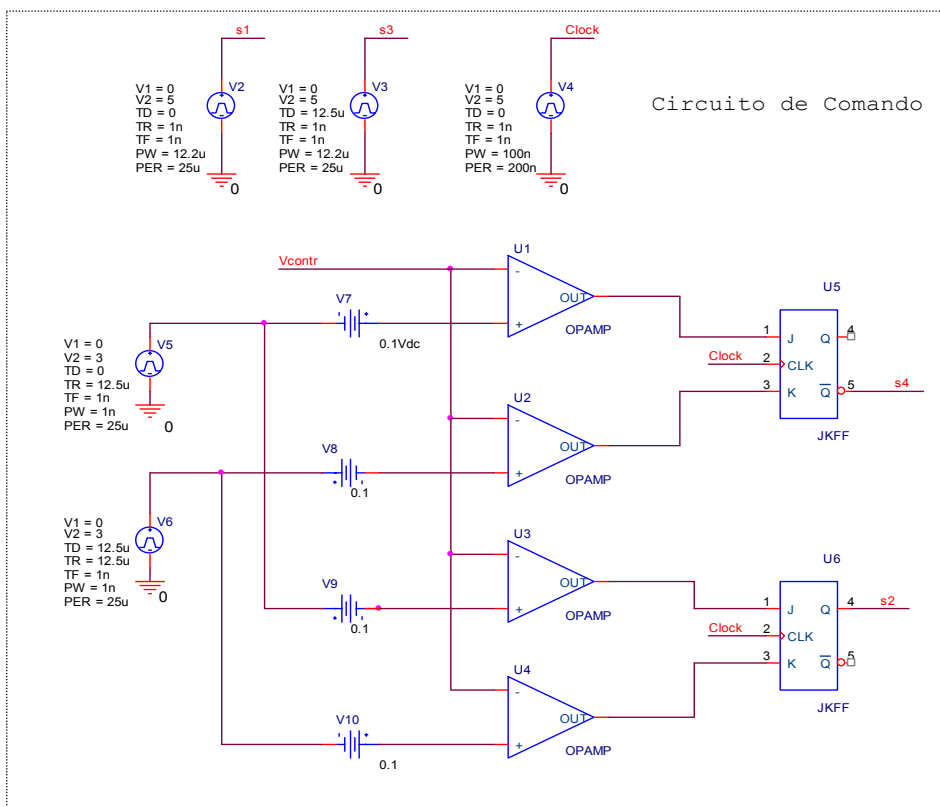
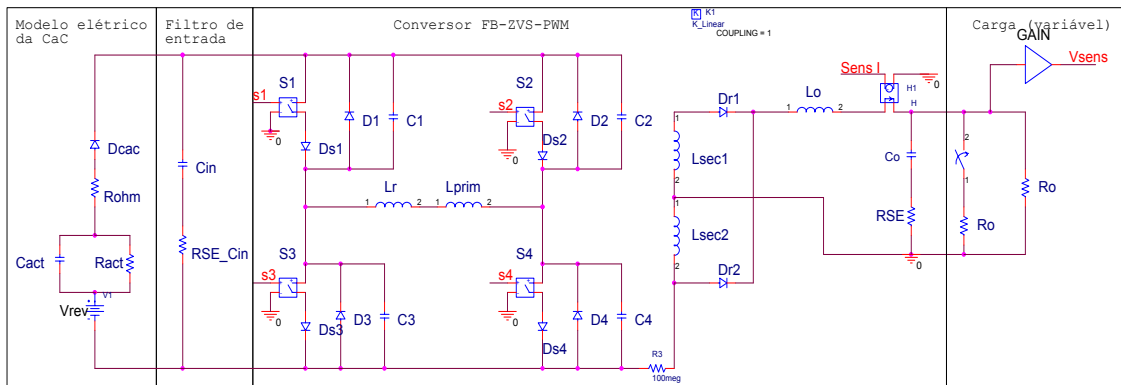
O circuito de comando com os controladores de tensão e corrente implementado é apresentado na Figura A.1 do apêndice.

### 5.3 Simulação do conversor em malha fechada

A Figura 5.7 apresenta o circuito de simulação do conversor FB-ZVS-PWM operando em malha fechada com o modelo da CaC e filtro de entrada. O circuito de comando gera os pulsos simétricos e com largura fixa para cada um dos dois braços de interruptores do conversor FB-ZVS-PWM e a variação da razão cíclica, causada pelo sinal de controle, é dada pelo defasamento dos pulsos de comando entre estes braços.

Os parâmetros do circuito de comando são os mesmos do componente integrado UC3879, que é o componente utilizado para gerar os sinais de comando dos interruptores na implementação do protótipo.

O controlador de corrente e tensão, são conectados em paralelo através de um diodo que seleciona o controlador que deve atuar.



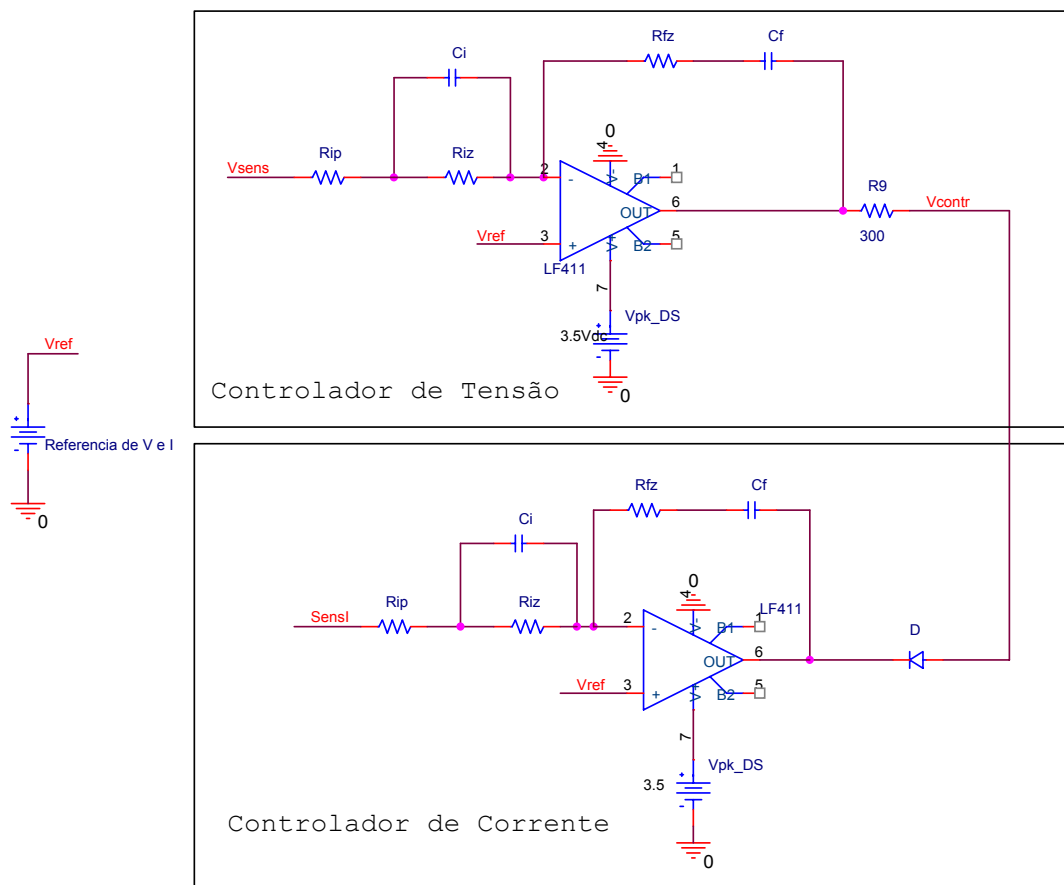


Figura 5.7 – Circuito de simulação do conversor FB-ZVS-PWM em malha fechada.

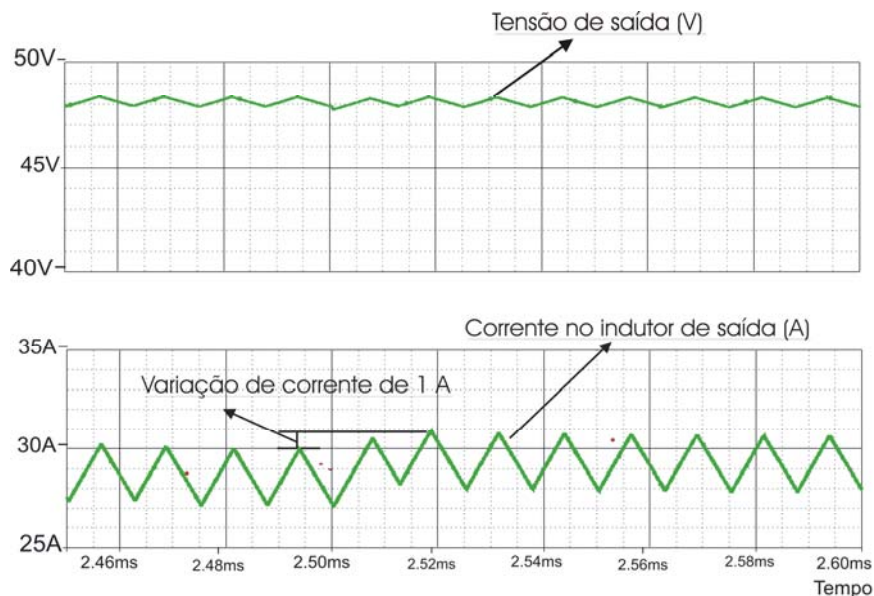
### 5.3.1 Resultados de simulação

A estabilidade e erro nulo da tensão de saída dependem da atuação da malha de controle. A Figura 5.8 mostra o comportamento estável da tensão de saída para perturbação na carga de 3%.

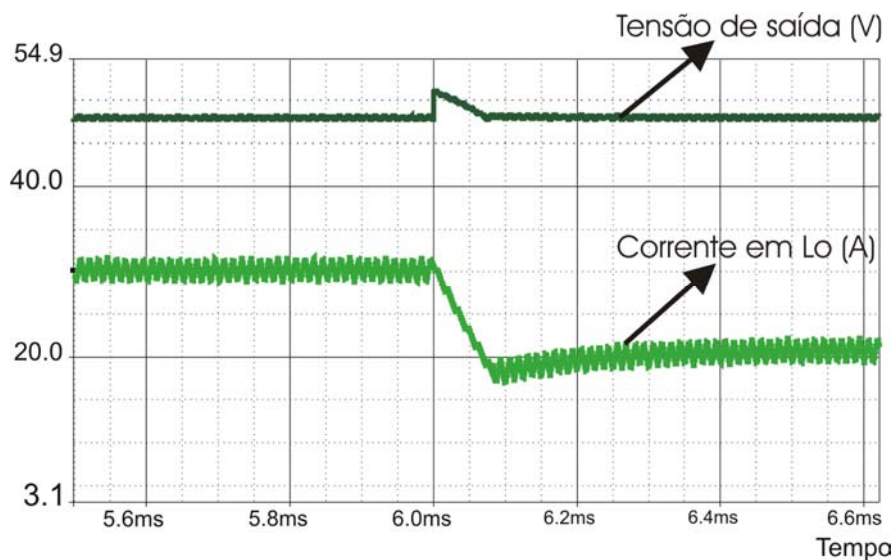
Com o objetivo de avaliar a robustez do sistema em malha fechada e observar a atuação da proteção de corrente pelo controle, são provocadas grandes variações na carga.

A Figura 5.9 mostra o comportamento da tensão de saída e corrente no indutor de filtragem para um degrau de 50% na carga. Nota-se que antes dos 6ms, o conversor está operando com a corrente máxima de carga limitada pelo controlador de corrente em 30 A. Após o degrau, a corrente diminui e o controlador de tensão assume o comando dos interruptores.





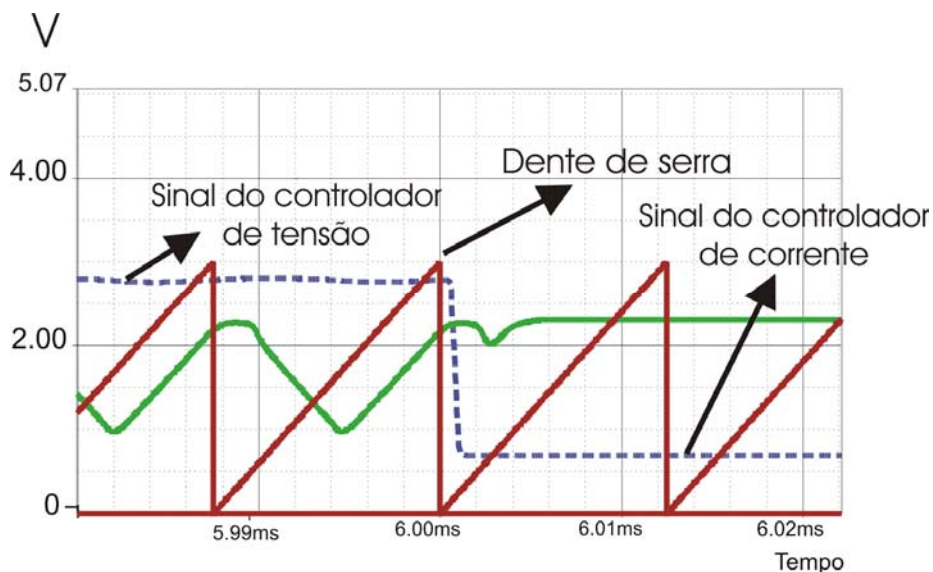
**Figura 5.8 – Tensão na carga e corrente no indutor de saída em função do tempo para uma perturbação de 3% na carga.**



**Figura 5.9 - Tensão de saída e corrente no indutor do filtro de saída com degrau de carga de 50% aos 6ms de simulação.**

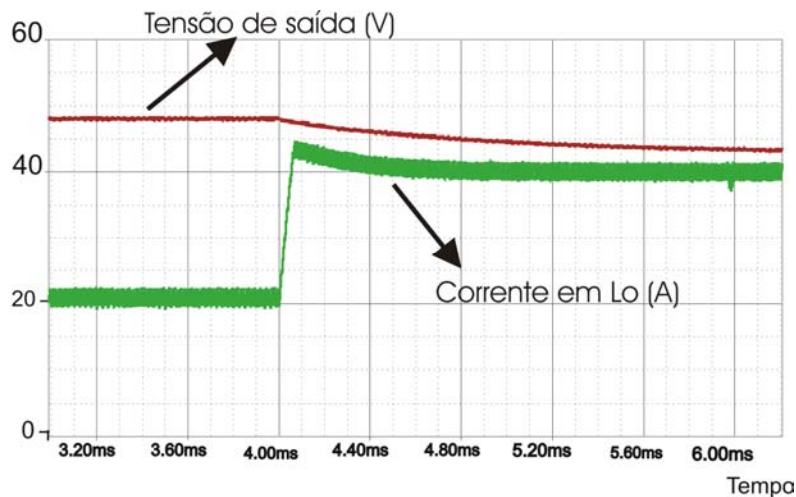
A Figura 5.10 mostra o comportamento dos sinais de controle, da corrente e tensão, juntos com o sinal dente de serra. O sinal de comando para os interruptores de potência é gerado pela comparação, entre o sinal dente de serra e o sinal do controlador que tenha o menor nível. Observa-se que antes do degrau de carga, o controlador de corrente atua limitando o valor da corrente na potência nominal do conversor. Após a

perturbação na carga, o sinal de tensão passa a atuar mantendo a tensão da saída do conversor estável no valor de referência.



**Figura 5.10 - Resposta dos controladores de tensão e corrente para um degrau de carga de -50% no instante de 6ms**

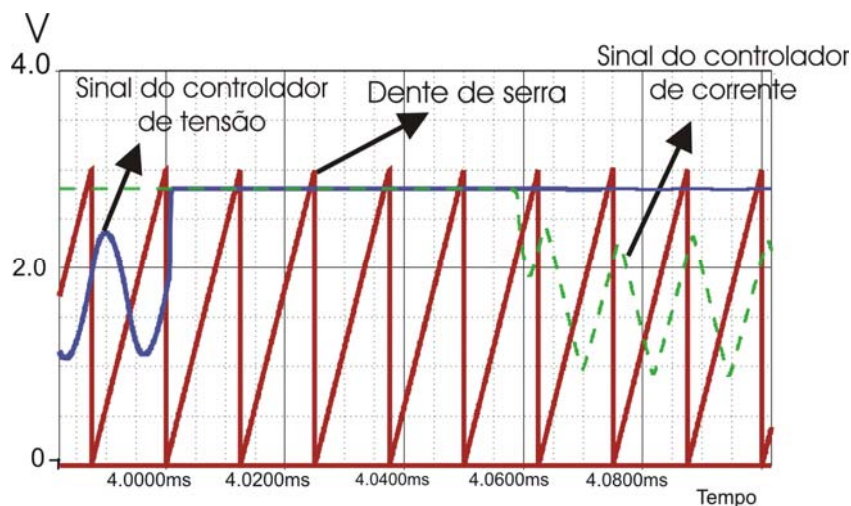
A proteção de corrente é testada dando um degrau de carga acima do valor nominal da corrente de saída. A forma de onda Figura 5.11 mostra que a corrente no indutor de filtragem foi limitada no valor determinado de 40 A, enquanto a tensão na saída é reduzida em função do excesso de carga solicitado.



**Figura 5.11 - Tensão de saída e corrente no indutor do filtro de saída para um degrau de carga de 100% no instante de 4ms.**

A Figura 5.12 mostra os sinais de comando para a perturbação de carga dada aos 4 ms, apresentada na Figura 5.11. Nota-se que no momento em que ocorre o degrau de carga, o sinal de controle da tensão é saturado, mantendo a razão cíclica no máximo, na

tentativa de estabilizar a tensão de saída. No momento em que a corrente no indutor de filtragem atinge o valor limite, aos 4,06 ms, o sinal de controle passa a atuar limitando a razão cíclica do conversor.



**Figura 5.12 - Resposta dos controladores de tensão e corrente para um degrau de carga de 100%.**

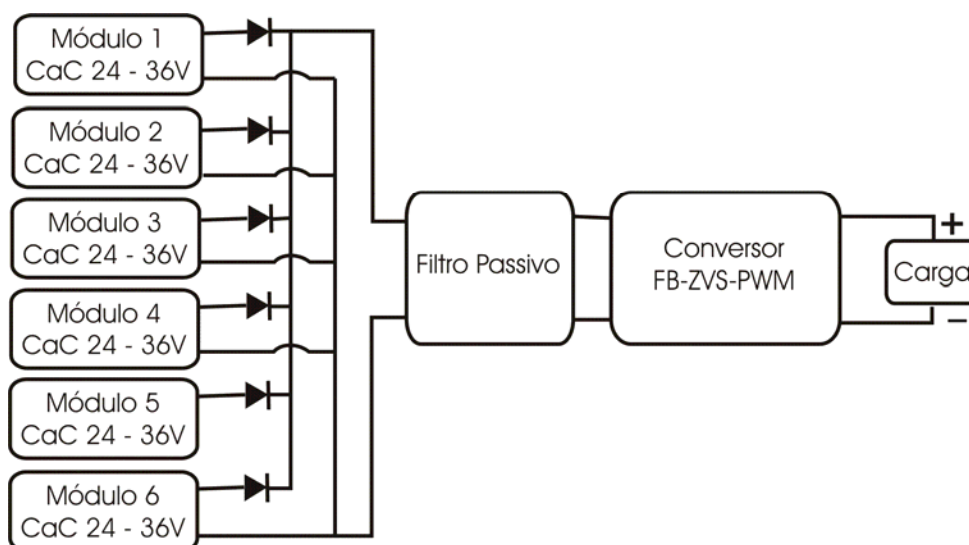
## 5.4 Conclusão

Os resultados de simulação tiveram como objetivo, observar a robustez do conversor, tanto na estabilidade da tensão de saída como na proteção de corrente.

A escolha dos controladores do tipo PID para corrente e tensão foi devido a conveniência em trabalhar com dois controladores do mesmo tipo, pois poderia também utilizar o controlador do tipo proporcional integrador (PI) para o controle de corrente. Embora o controlador PI apresente um número menor de componentes na implementação, esta redução é insignificante quanto ao custo final e complexidade do conversor em estudo.

## Capítulo 6 - Experimentação

Utilizando os componentes especificados no projeto do conversor fez-se a implementação do protótipo. O principal objetivo desta etapa do estudo é comprovar o funcionamento do conversor FB-ZVS-PWM utilizando como fonte de entrada a célula a combustível. A Figura 6.1 mostra o diagrama de blocos da conexão do conversor FB-ZVS-PWM com a CaC.



**Figura 6.1 – Diagrama de bloco da conexão entre os módulos de CaC e o conversor FB-ZVS-PWM.**

Outros aspectos importantes na implementação estão relacionados às dificuldades construtivas do protótipo. A Figura 6.2 mostra a foto do protótipo implementado.

O capacitor de bloqueio do nível CC no transformador é responsável por um acréscimo considerável no volume do protótipo, este fato chama a atenção para as poucas opções comerciais de capacitores para baixas tensões a altas correntes, bem como a falta de informação sobre a capacidade de corrente. A Figura 6.3 mostra os capacitores utilizados para bloqueio do nível CC.



**Figura 6.2 – Conversor FB-ZVS-PWM com filtro capacitor na entrada e diodos para conexão dos módulos de CaC.**



**Figura 6.3 – Volume dos capacitores para bloqueio de nível CC no transformador.**

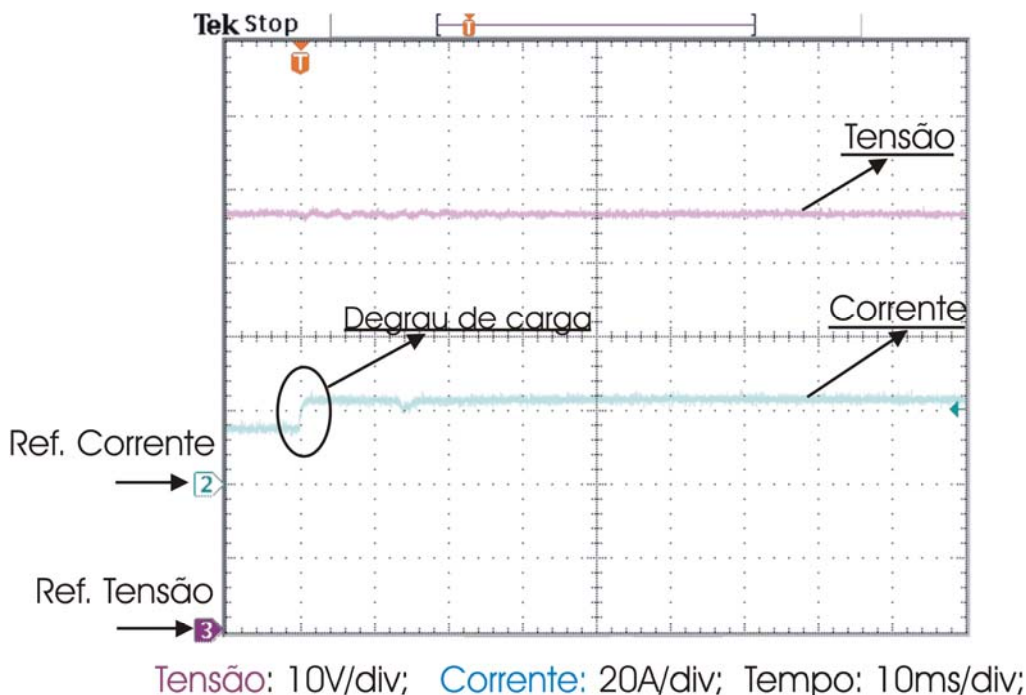
Os capacitores utilizados para bloqueio de nível CC na implementação, suportam a tensão de 250V, enquanto a necessidade de projeto é apenas de 2V, esta discrepância é responsável pelo aumento desnecessário do volume.

## **6.1 Formas de ondas experimentais**

O funcionamento do conversor FB-ZVS-PWM utilizando como fonte de entrada a CaC proposto neste trabalho, é validado observando as formas de onda dos parâmetros de saída do conversor, tensão e corrente, para perturbações de carga.

### 6.1.1 Resposta do conversor para perturbações na carga

A Figura 6.4 mostra o comportamento da tensão de saída e a corrente no indutor de filtragem para um degrau de carga de 30%. Nota-se que a tensão de saída permanece estável quando ocorre a variação na carga.



**Figura 6.4 – Formas de onda da tensão de saída e corrente no indutor de filtragem em função do tempo com perturbação na carga de 30%.**

A atuação da proteção de corrente no conversor pela malha de controle é observada na Figura 6.5. Após ocorrer o degrau de carga, a corrente necessária para manter a tensão de saída estável é de 30 A, mas como o controlador de corrente no indutor de saída foi ajustado para limitar a corrente em 25 A, inevitavelmente, a tensão de saída sofre uma redução proporcional à diferença da corrente exigida pela carga e a corrente limite do conversor.

A Figura 6.5 mostra a tensão de saída e a corrente no indutor de filtragem do conversor com atuação da proteção de corrente.

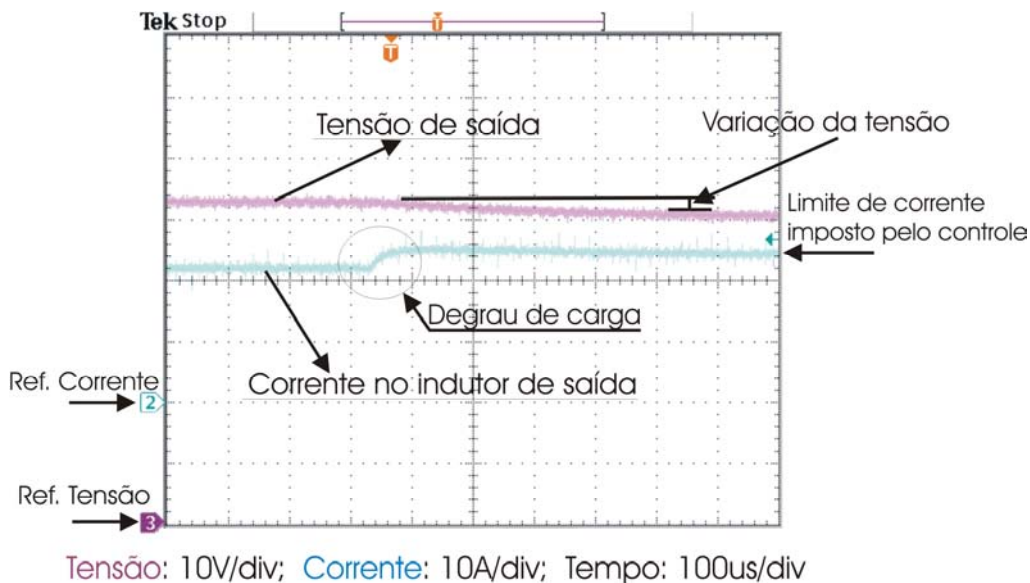


Figura 6.5 – Tensão de saída e corrente no indutor de saída em função do tempo.

### 6.1.2 Comutação

A comutação é analisada comparando a tensão entre dreno e source nos interruptores e o respectivo sinal de comando.

A Figura 6.6 mostra que os interruptores do braço esquerdo operam com comutação sob tensão nula.

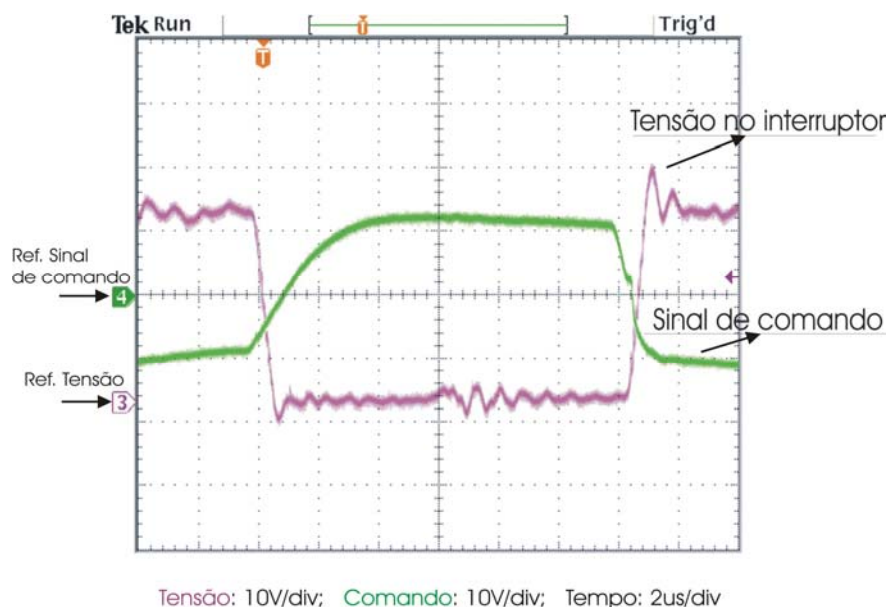
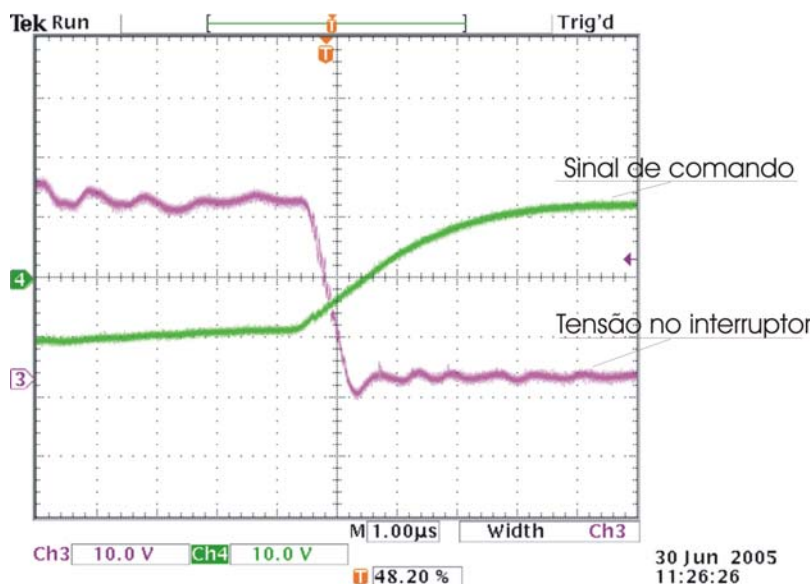


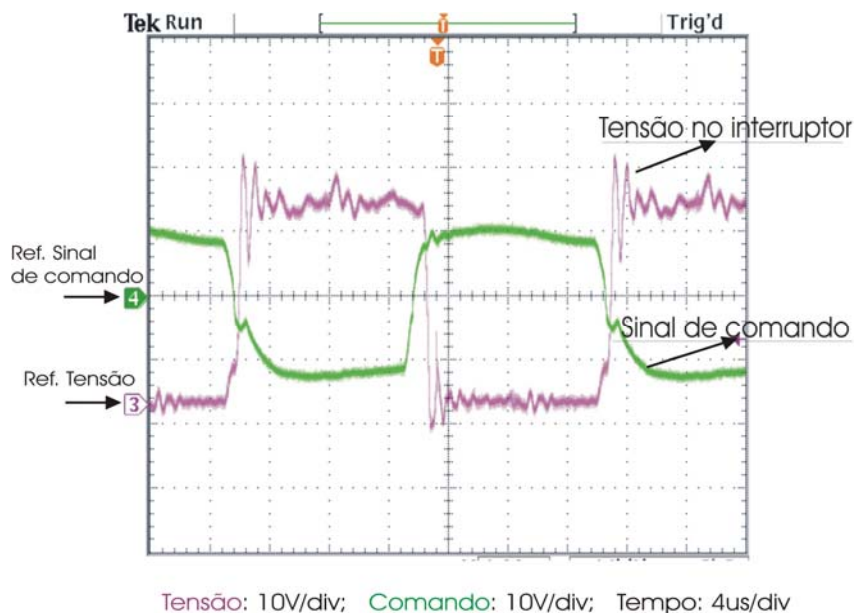
Figura 6.6 – Tensão e sinal de comando nos interruptores do braço esquerdo do conversor em função do tempo.

A Figura 6.7 mostra com maior detalhe que a tensão no interruptor é nula quando o sinal de comando coloca o interruptor em condução caracterizando a comutação ZVS.



**Figura 6.7 – Tensão e sinal de comando nos interruptores do braço esquerdo do conversor em função do tempo.**

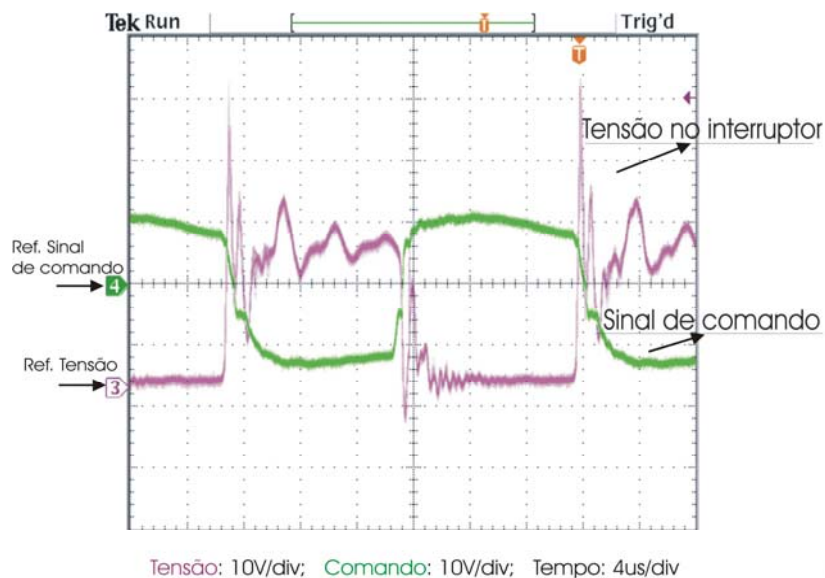
A comutação nos interruptores do braço direito, é dissipativa para 20% da potência nominal do conversor como mostrado na Figura 6.8.



**Figura 6.8 – Tensão e sinal de comando nos interruptores do braço direito do conversor em função do tempo operando com 20% da potência nominal.**

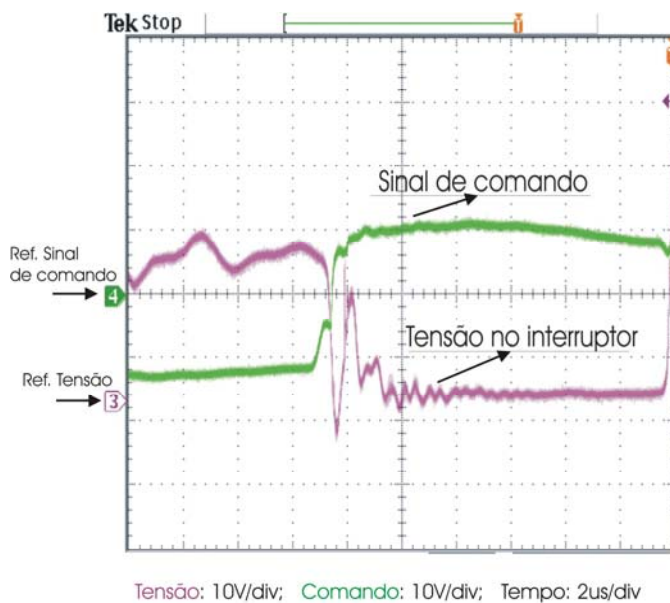


Com 50% de carga, a comutação no braço direito torna-se suave como pode ser observado na Figura 6.9. Nota-se também que a tensão está bastante distorcida devido a presença das indutâncias parasitas dos interruptores, conforme apresentado nos resultados de simulação.



**Figura 6.9 – Tensão e sinal de comando nos interruptores do braço direito do conversor em função do tempo operando com 50% da potência nominal.**

A comutação sob tensão nula nos interruptores do braço direito é apresentada com maior detalhe na Figura 6.10.



**Figura 6.10 – Tensão e sinal de comando nos interruptores do braço direito do conversor em função do tempo operando com 50% da potência nominal.**

### 6.1.3 Corrente no indutor ressonante

A corrente no indutor ressonante traz informações importantes para avaliar o funcionamento do conversor. A Figura 6.11 apresenta a forma da corrente no indutor ressonante operando com 70% da potência nominal.

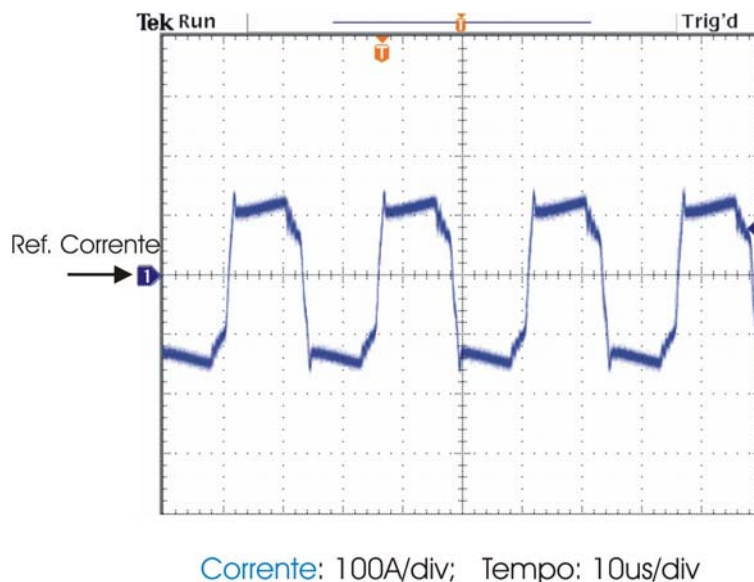


Figura 6.11 – Corrente no indutor ressonante em função do tempo.

A Figura 6.12 mostra que a perda de razão cíclica é de 2us, valor maior que o projetado. Isto significa que embora a indutância de dispersão do transformador esteja abaixo do limite máximo determinado, as indutâncias parasitas do circuito contribuíram para exceder o valor total equivalente da indutância de dispersão calculada.

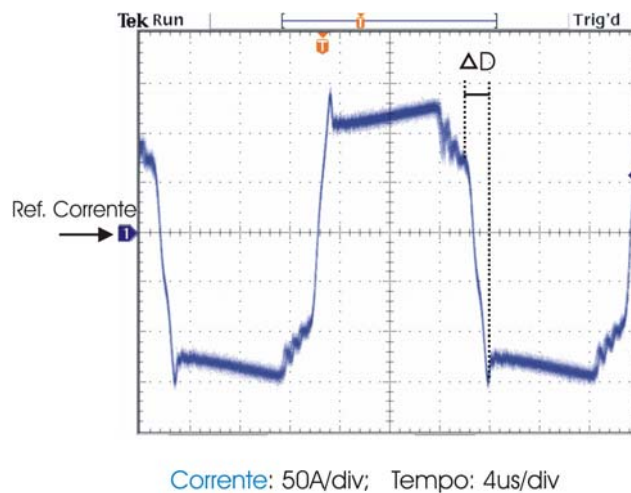
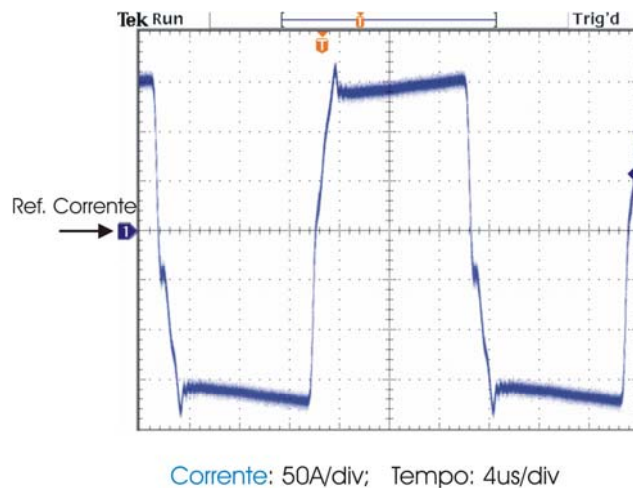


Figura 6.12 – Detalhe na corrente no indutor ressonante em função do tempo.

Como conseqüência do valor acima do projetado para o indutor de ressonância, a razão cíclica fica próxima da saturação quando o conversor opera na potência nominal. A razão cíclica máxima é observada na forma de onda da Figura 6.13.



**Figura 6.13 – Corrente no indutor ressonante em função do tempo para razão cíclica máxima.**

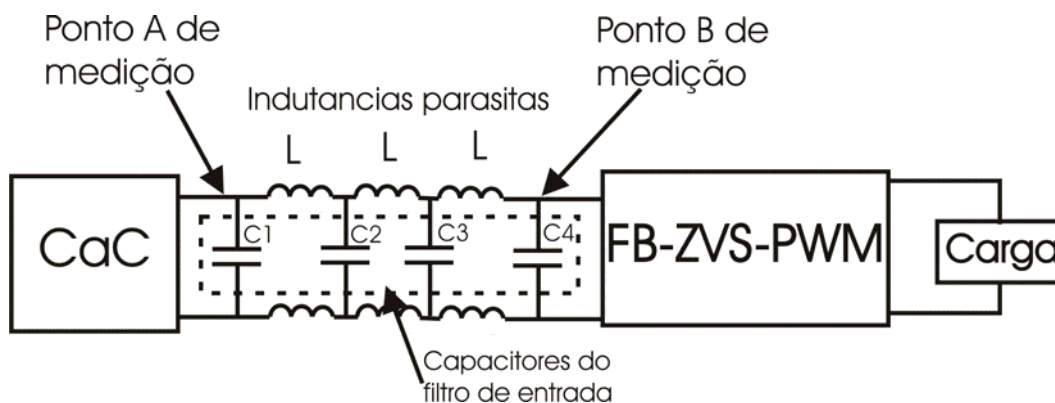
#### 6.1.4 Efeito das indutâncias parasitas do barramento na tensão de entrada

As indutâncias parasitas do barramento de entrada do conversor são evidenciadas observando a tensão de entrada do conversor no mesmo ponto elétrico idealizado, mas mensurados em diferentes pontos físicos como mostrado na Figura 6.14.



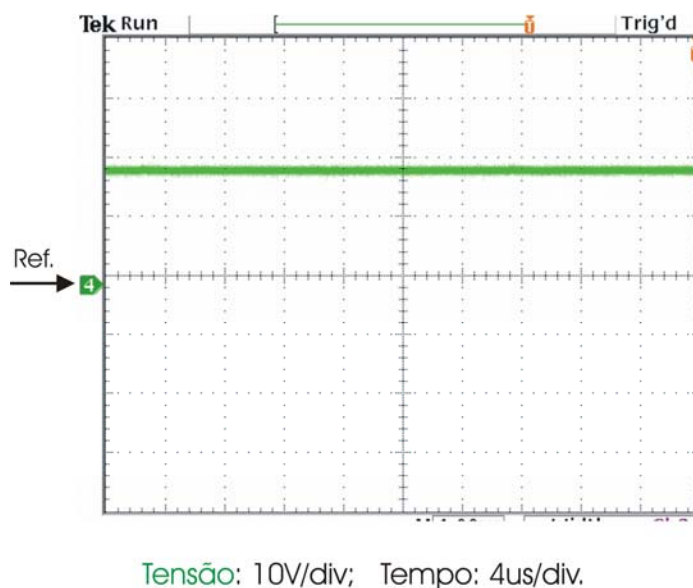
**Figura 6.14 – Barramento da tensão de entrada do conversor FB-ZVS-PWM.**

A Figura 6.15 apresenta o circuito elétrico equivalente dos pontos de medição da tensão mostrados na Figura 6.14. Onde o ponto A representa a tensão fornecida pela CaC e o ponto B a tensão na entrada do conversor.



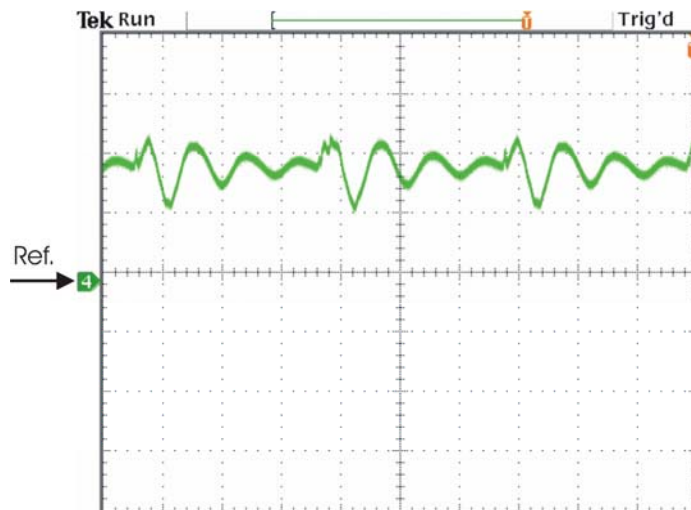
**Figura 6.15 – Circuito equivalente dos pontos de medição da tensão de entrada do conversor FB-ZVS-PWM e da tensão fornecida pela CaC.**

A tensão fornecida pela CaC, mensurada no ponto A, é mostrada na Figura 6.16.



**Figura 6.16 – Tensão fornecida pela CaC.**

A tensão na entrada do conversor, mensurada no ponto B, é bastante distorcida quando comparada com a forma de onda da Figura 6.16 já que se trata do mesmo ponto elétrico do circuito se as indutâncias parasitas são desprezadas. A tensão de entrada do conversor mensurada no ponto B é apresentada na Figura 6.17.

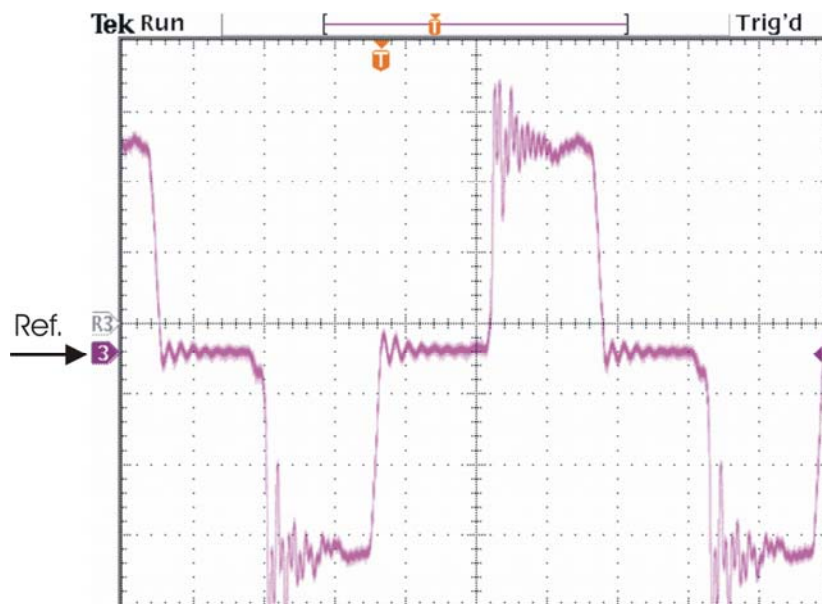


Tensão: 10V/div; Tempo: 4us/div.

**Figura 6.17 – Tensão de entrada do conversor.**

### 6.1.5 Tensões no lado primário do transformador e nos diodos da ponte retificadora

As tensões do lado primário do transformador e dos diodos da ponte retificadora são satisfatórias como podem ser observadas na Figura 6.18 e Figura 6.19 respectivamente.



Tensão: 10V/div; Tempo: 4us/div.

**Figura 6.18 – Tensão no lado primário do transformador.**

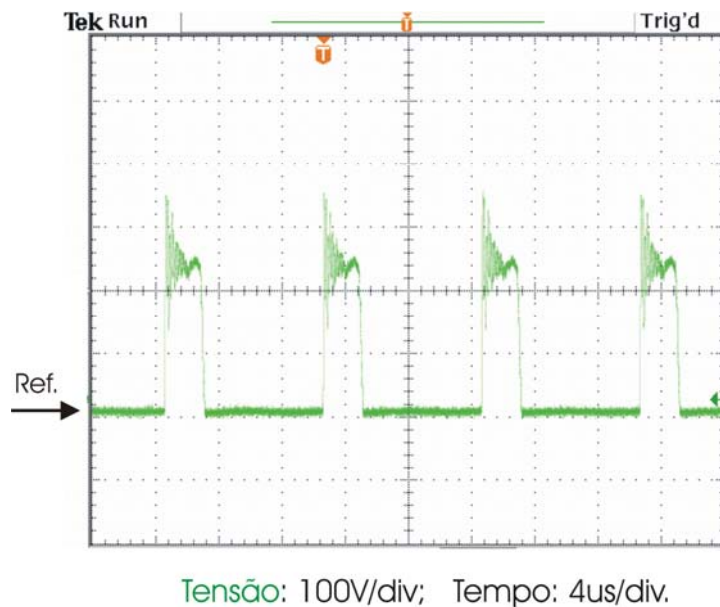


Figura 6.19 – Tensão nos diodos da ponte retificadora.

### 6.1.6 Corrente na CaC

A corrente na CaC não apresenta ondulação como pode ser observado na Figura 6.20. O capacitor  $C_{in}$  filtra toda ondulação da corrente de entrada do conversor, visto que o valor de capacitância é elevado pois o capacitor foi dimensionado para a capacidade de corrente.

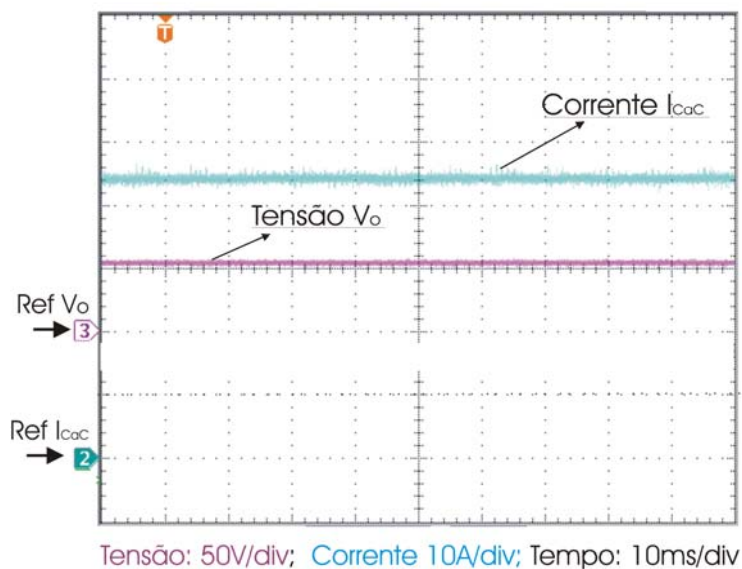


Figura 6.20 – Corrente na CaC e tensão de saída do conversor.

## 6.2 Rendimento e característica estática da CaC

A curva de rendimento é apresentada na Figura 6.21 e evidencia o benefício da comutação suave quando operando com 30% da potência nominal. Para potências maiores do que 700W, esta vantagem da comutação suave fica pouco evidente na curva de rendimento, pois as perdas de comutação tornam-se desprezíveis frente as elevadas perdas ôhmicas causadas pela baixa tensão de operação que o conversor está submetido.

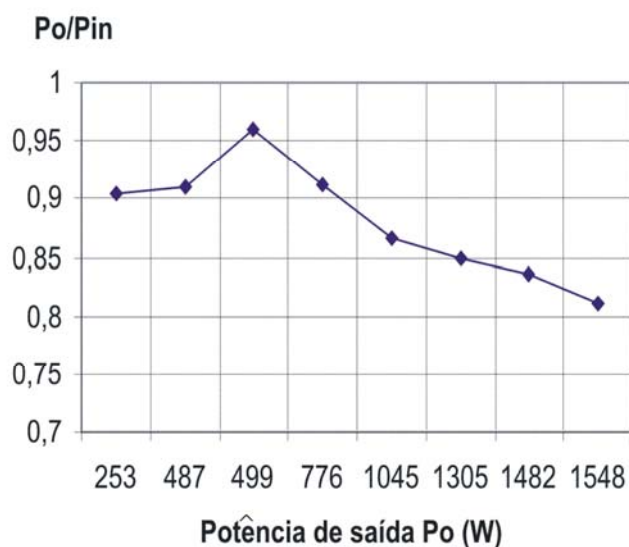
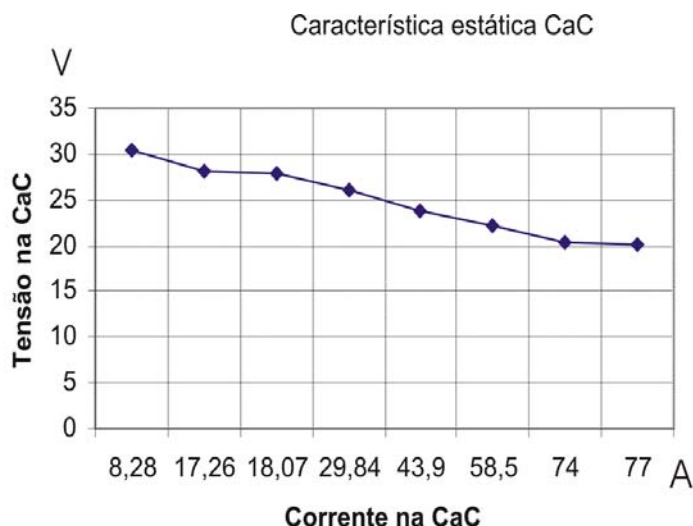


Figura 6.21 – Curva de rendimento.

As perdas ôhmicas são determinantes na curva de rendimento, pois acima de 1kW o rendimento decresce linearmente como pode ser observado na Figura 6.21.

Fazendo uso dos dados obtidos para determinar a curva de rendimento do conversor, aproveita-se para traçar a característica estática do conjunto de CaC instaladas no Inep. A Figura 6.22 mostra a característica estática da CaC utilizada no experimento.



**Figura 6.22 – Característica estática da CaC do tipo PEM instaladas no Inep.**

A curva mostrada na Figura 6.22 serve como informação para futuros estudos realizados com este sistema de CaC.

### 6.3 Conclusão

Os resultados experimentais validam o projeto teórico do conversor e comprovam a necessidade de considerar as indutâncias parasitas do circuito na etapa de simulação, quando se trabalha com níveis elevados de corrente em alta frequência. A primeira evidência das indutâncias parasitas está ligada à distorção da tensão nos interruptores de potência, causada pela ressonância que ocorre entre estes elementos e a capacitância intrínseca dos interruptores. Outra dificuldade observada é o fato de ser baixo o valor projetado para o indutor ressonante, ficando sua ordem de grandeza próxima aos valores das indutâncias parasitas do circuito. Com o valor do indutor ressonante sensivelmente alterado pelas indutâncias parasitas, a perda de razão cíclica torna-se maior do que a prevista no projeto e conseqüentemente, para potência nominal, o conversor opera próximo da razão cíclica máxima limitando o ganho estático.

Também se verifica o grande volume que os capacitores de bloqueio de nível CC exigem devido ao super-dimensionamento em tensão, visto a carência destes componentes comercialmente para baixas tensões a altas correntes.

Contudo, o funcionamento do conversor FB-ZVS-PWM utilizando como fonte de entrada a energia gerada pela CaC foi comprovado.



## Conclusão Geral

O adequado processamento da energia gerada pela CaC, âmbito da eletrônica de potência, requer o conhecimento das características estática e dinâmica da CaC. Estas características são provenientes de diversas variáveis que tornam complexa a obtenção analítica dos modelos matemáticos. Diante desta dificuldade, estes modelos podem ser obtidos experimentalmente.

Além do comportamento estático e dinâmico da CaC, deve-se ter o cuidado em relação a ondulação de corrente na CaC, tanto em baixa como em alta frequência, sob pena de prejudicar o funcionamento e até mesmo de danificá-la.

Afim de preservar a integridade física da CaC, o estudo apresenta o dimensionamento do filtro de entrada para o conversor, mostrando também, com o interesse didático, o efeito da RSE do capacitor de filtragem na corrente e tensão de entrada.

Quanto ao funcionamento do conversor FB-ZVS-PWM, nota-se que a corrente elevada a qual é submetido para operar com a CaC, traz implicações que podem inviabilizar o projeto se o valor do indutor ressonante calculado, for da mesma ordem de grandeza da indutância de dispersão do transformador somada a indutâncias parasitas do circuito. Os resultados experimentais mostraram que o valor do indutor ressonante foi sensivelmente alterado pelas indutâncias parasitas, tornando a perda de razão cíclica maior que a prevista no projeto e conseqüentemente, para potência nominal, o conversor opera próximo da razão cíclica máxima, limitando o ganho estático.

Outro efeito evidenciado pelo nível elevado em alta frequência da corrente no conversor, são os picos de tensão nos interruptores de potência causado pela ressonância entre as indutâncias parasitas e a capacitância intrínseca dos interruptores; a solução para este problema foi obtida por simulação incluindo capacitores e diodos no circuito de forma adequada.

O estágio de controle do conversor não apresentou dificuldades no projeto; os resultados da implementação em malha fechada, mostram que o sistema é estável com erro nulo de tensão ao degrau de carga em regime permanente e o controle de corrente atua de forma a limitar a corrente de carga em um valor desejado.

Como proposta para futuros trabalhos, é sugerida uma malha de controle para a componente média de corrente no transformador, eliminando o uso de capacitor para bloqueio do nível CC, e a associação em paralelo de conversores de menor potência para reduzir as dificuldades encontradas em operar com níveis elevados de corrente em alta frequência.

# APÊNDICE

## Circuito de comando

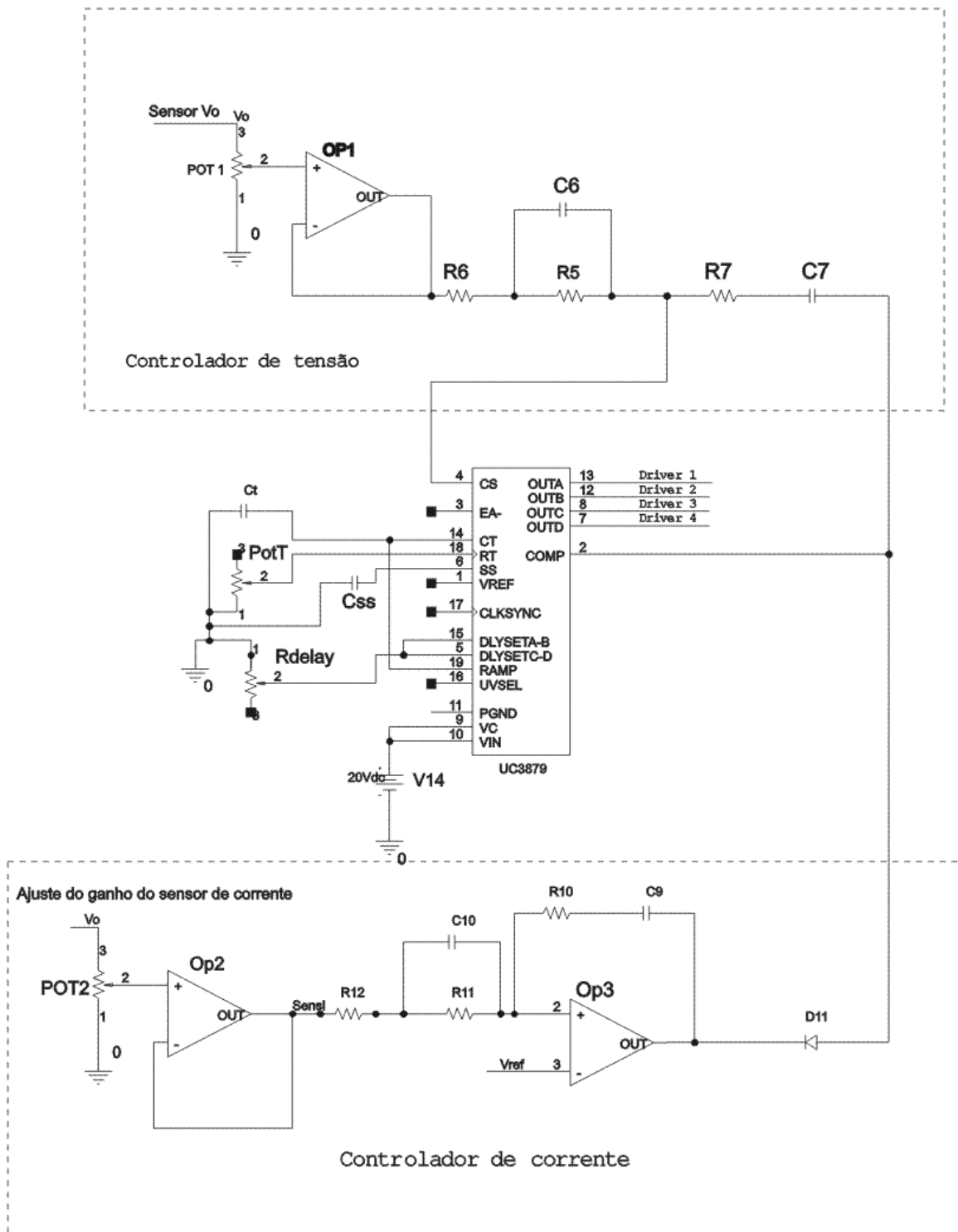
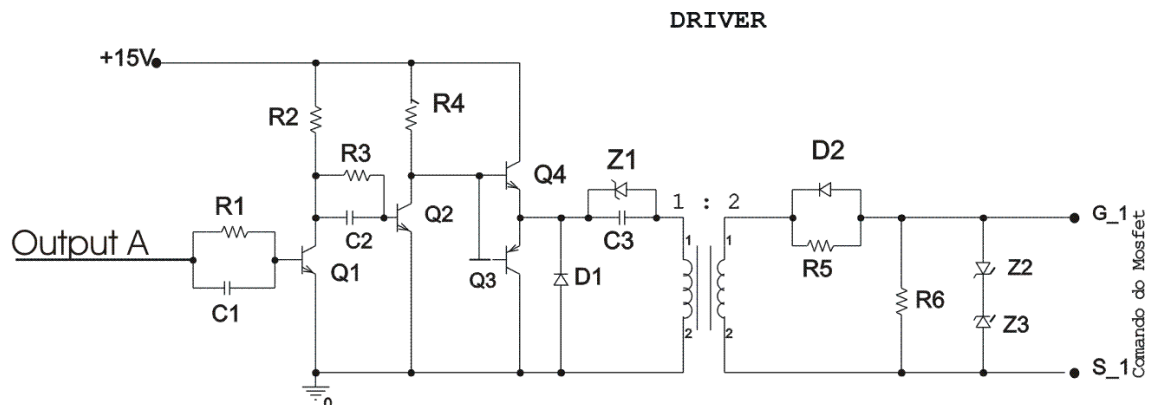


Figura A.1 - Circuito de comando.



**Figura A.2 – Driver para os sinais de comando.**

Lista de componentes do circuito de comando.

Componente	Valor
R1	12 k $\Omega$
R2	820 $\Omega$
R3	12k $\Omega$
R4	820 $\Omega$
R5	47 $\Omega$
R6	10 k $\Omega$
R7	370 $\Omega$
R8	1 k $\Omega$
R9	92 k $\Omega$
R10	14,7 k $\Omega$
R11	1 k $\Omega$
R12	1 k $\Omega$
POT1	500 k $\Omega$
POT2	500 k $\Omega$
POTT	20 k $\Omega$
RDelay	20 k $\Omega$
C1	1 nF
C2	1 nF
C3	1 uF
C6	159 nF

C7	1 nF
C9	10 nF
C10	227 nF
C <sub>ss</sub>	2 nF
C <sub>t</sub>	660 nF
Q1	2N2222
Q2	2N2222
Q3	2N2907
Q4	2N2222
Z1	D1N966
Z2	D1N966
Z3	D1N966
OP1	LM304
OP2	LM304
OP3	LM304
CI	UC3879

**Tabela A.1 – Lista de componentes do circuito de comando.**

## Referência Bibliografia

- [1] Jeremy Rifkin, A Economia do Hidrogênio, Editora M. Books.
- [2] Portal Células a Combustível. Disponível em:  
<http://www.celulaacombustivel.com.br/>
- [3] Larminie, James; Diks, Andrew. Fuel Cell Systems Explained. Editora: John Wiley & Sons, 2000.
- [4] NOVAES Y. R. de; “Condicionadores de Energia para Sistemas de Célula a Combustível”, Projeto de Tese de Doutorado Submetido ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, março 2004.
- [5] SERPA L A; “Estudo e Implementação de Um Sistema Gerador de Energia Empregando Células a Combustível do Tipo PEM”, Florianópolis 2004. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – INEP/EEL, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] FONTES G., TURPIN C., SAISSET R., MEYNARD T., AISTIER S.; “Interaction between fuel cells and power converters. Influence of current harmonics on a fuel cell stacks”, PESC2004 – Power Electronics Specialists Conference, Aachen – Germany
- [7] NETL Published fuel cell specification for future energy challenge 2001 competition, 2201
- [8] BARBI, I.; SOUZA, F. P. de; “Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave”, Edição dos Autores, 1999
- [9] SEMIKRON – Datasheet “Partner for Power Electronics”; Power MOSFET Modules SKM214A, pág B5-35
- [10] EPCOS – Electronic Parts and Components: PEF-Documentes (Ferrites, Capacitors, etc.) Disponível em:  
[http://194.221.15.99/scripts/slnisapi.dll/publikationen/html/pdf\\_apass\\_e.htm?berei](http://194.221.15.99/scripts/slnisapi.dll/publikationen/html/pdf_apass_e.htm?berei)

- [11] MICROMETALS-CATALOGO, "Iron Powder Cores for Power Conversion and Line Filter Applications" February 2003.
- [12] MICROMETALS-SOFTWARE; "Inductor Design Software 2005" Disponível em: [http://www.micrometals.com/software\\_index.html](http://www.micrometals.com/software_index.html)
- [13] MAGNETICS-CATALOGO,"Ferrite Cores", Home Office And Factory, EUA 2000.
- [14] Vlatkovic V., Sabaté J. A., Ridley R.B., Lee F. C. and Cho B. H.; "Small-Signal Analysis of the Zero-Voltage-Switched, Full-Bridge PWM Converter", Proceedings of the High Frequency Power Conversion Conference; Santa Clara, CA, May 6-11, 1990; pp. 262-272.
- [15] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. Editora Chapman & Hall. Boulder – CO, EUA.

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)



[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)