

Marcelo Pietro Grützmacher Contin

**PROJETO DE CONVERSOR CC-CC ISOLADO RESSONANTE  
ALIMENTADO EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido ao Departamento de  
Engenharia Elétrica e Eletrônica da  
Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica  
Orientador: Prof. Marcelo Lobo  
Heldwein, Dr. Sc. ETH

Florianópolis  
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Contin, Marcelo Pietro Grützmacher  
Projeto de conversor cc-cc isolado ressonante  
alimentado em corrente / Marcelo Pietro Grützmacher  
Contin ; orientador, Marcelo Lobo Heldwein, 2018.  
79 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro  
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,  
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor CC-CC  
ressonante. 3. ZCS. 4. Corrente Zero de Comutação.  
5. Eletrônica de Potência. I. Lobo Heldwein,  
Marcelo. II. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III.  
Titulo.

Marcelo Pietro Grützmacher Contin

**PROJETO DE CONVERSOR CC-CC ISOLADO RESSONANTE  
ALIMENTADO EM CORRENTE**

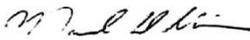
Este Trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pela Banca  
Examinadora

Local, 8 de Fevereiro de 2018.

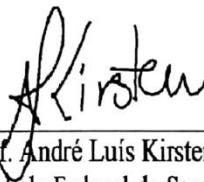


Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.  
Coordenador do Curso

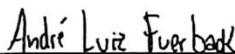
**Banca Examinadora:**



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc. ETH  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. André Luís Kirsten, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. André Luiz Fuerback, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus colegas de classe e aos meus queridos pais.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao meu pai Mário Célio Contin e minha mãe Dorli Grützmacher Contin por me darem a base necessária para que eu pudesse conquistar este objetivo e muitos outros que ainda virão.

Agradeço a Universidade Federal de Santa Catarina por todos esses anos de aprendizado, assim como ao Centro Tecnológico.

Agradeço muito ao Instituto de Eletrônica de Potência por me abrir as portas e me dar todo o suporte necessário para a conclusão deste projeto, em especial ao Professor Marcelo Lobo Heldwein pela oportunidade dada e todo o imenso suporte dado para que eu conseguisse concluir este trabalho. Agradeço também a ajuda da Engenheira Lisandra Kittel Ries pela disposição e tempo dedicado a me ajudar durante o projeto.

Agradeço imensamente a minha namorada Roberta de Farias pelo empenho em me manter focado e ajuda no decorrer deste projeto. E por fim agradeço a todos que de alguma forma me ajudaram tanto na graduação como durante a realização deste trabalho de conclusão de curso.



## RESUMO

Este trabalho é referente a realização de um protótipo de um Conversor CC-CC Isolado Ressonante alimentado em corrente. O qual inclui uma explicação teórica sobre o conversor e suas etapas de operação, realização de métodos de cálculo e projeto, escolha de componentes, realização de simulações e posterior fabricação do conversor. Diversos testes foram realizados para validação da teoria *versus* prática. Conclui-se que o conversor possui baixas perdas por comutação devido ao ZCS (Comutação por corrente nula) e que por consequência apresenta bom rendimento levando-se em conta que se trata de um conversor isolado.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC ressonante. ZCS. Corrente Zero de Comutação.



## **ABSTRACT**

This work aims to build a prototype of a Isolated Current-fed Resonant DC-DC Converter. Which includes a theoretical explanation about the converter and its operating principles, calculation and project methods, component choices, simulations and construction of the converter. Several tests were made to validate the theory versus practical issues. In conclusion the converter works on low losses switching provided by the ZCS (Zero Current Switching) and as a result of that shows good efficiency considering it is about an isolated converter.

**Keywords:** Current-fed Resonant DC-DC Converter. ZCS. Zero Current Switching.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Topologia do Conversor CC-CC Ressonante. Adaptado de [3] .....	21
Figura 2 - Curvas do conversor Ressonante. Adaptado de [3] ...	22
Figura 3 – 1ª Etapa de Operação. Malha de corrente representada em vermelho. Adaptado de [3].....	23
Figura 4 - Circuito equivalente da 1ª etapa de operação.[3].....	23
Figura 5 – 2ª Etapa de Operação. Malhas de corrente em vermelho. Adaptado de [3].....	24
Figura 6 - Curva de ganho estático do conversor. Adaptado de [3] .....	26
Figura 7 - Conversor alimentado em corrente com 2 fases em <i>interleaving</i> . (a) Diagrama de circuito. (b) Principais curvas para $f_s = 0,5\text{fr}$ . Adaptado de [3] .....	27
Figura 8 - Vista superior do Transformador produzido.....	30
Figura 9 - Vista lateral do Transformador produzido.....	30
Figura 10 - Medida dos terminais do primário, com secundário em aberto.....	31
Figura 11 - Medida dos terminais do secundário, com o primário em aberto.....	31
Figura 12 - Medida dos terminais do primário, com o secundário em curto.....	32
Figura 13 - Medida dos terminais do secundário, com o primário em curto.....	32
Figura 14 - Ponte H do conversor CC-CC com o tanque ressonante.....	35
Figura 15 - Saída do transformador para retificador de onda completa com filtro de saída. ....	35
Figura 16 - Comandos dos interruptores do conversor CC-CC ressonante.....	36
Figura 17 - Resultados de simulação das correntes do indutor $L_r$ e capacitor $C_r$ .....	37
Figura 18 - Resultados de simulação das correntes e tensões referentes aos transistores MOSFET e diodos.....	37
Figura 19 - Curvas de tensão e corrente de simulação. ....	38
Figura 20 - Curva de tensão e corrente com maior aproximação. ....	39
Figura 21 - (a) Adição da indutância magnetizante. (b) adição de tempo morto de 120 ns ao comando.....	40

Figura 22 - Curva de $iLr$ com adição de tempo morto e indutância magnetizante. ....	40
Figura 23 – Associação de capacitores de 22 nF, suportando uma corrente de 6 A e tensão de 700 V. ....	42
Figura 24 – Capacitor utilizado na associação com suas dimensões.....	42
Figura 25 - Capacitor para associação em série. Vista superior e lateral. Capacitor de 20 $\mu$ F.....	43
Figura 26 - Transistor MOSFET. De [7].....	44
Figura 27 - Diodo utilizado. De [9].....	45
Figura 28 - Esquemático da Placa de Saída.....	45
Figura 29 - Topologia do diodo IXYS. De [8].....	46
Figura 30 - Layou da placa de saída. (a) <i>Bottom Layer</i> em azul. (b) <i>Top Layer</i> em vermelho. ....	47
Figura 31 - Placa de Saída do conversor. ....	48
Figura 32 - Dissipadores inseridos aos diodos. ....	49
Figura 33 - Esquemático original da placa de entrada. [10].....	49
Figura 34 - Esquemático adaptado para placa de entrada. Adaptado de [10].....	50
Figura 35 – Vista lateral da placa de Entrada.....	51
Figura 36 - Esquemático da placa de <i>Gate Driver</i> . [10].....	52
Figura 37 - Placa de <i>Gate Driver</i> . [10].....	52
Figura 38 - FPGA usado no projeto. ....	53
Figura 39 - Sinal da placa de saída.....	54
Figura 40 - Sinal PWM fornecido pelo FPGA aos <i>Gate Drivers</i> . ....	55
Figura 41 - Saída do <i>Gate Driver</i> para acionar o interruptor. ....	56
Figura 42 - Sinal de saída da Placa de Entrada. ....	57
Figura 43- Curvas de tensão do interruptor e <i>gate</i> do MOSFET e corrente de entrada.....	58
Figura 44 - Curvas de tensão do interruptor e corrente $iLr$ .....	59
Figura 45 - Curva com a corrente de saída.....	59
Figura 46 - Curva com tensão e corrente no primário do transformador.....	60
Figura 47 - Curva de tensão do diodo e $vab$ e corrente $iLr$ .....	60
Figura 48 - Curvas de tensão $vab$ e secundário do trafo, e corrente de saída. ....	61
Figura 49 - Curvas de tensão $vab$ e secundário do trafo, e corrente $iLr$ .....	62

Figura 50 - Curvas de tensão e <i>gate</i> do interruptor, e corrente <i>iLr</i> . .....	62
Figura 51 - Tensão do interruptor e diodo, corrente <i>iLr</i> .....	63
Figura 52 - Curvas de tensão do interruptor e diodo, e corrente <i>iLr</i> . ....	64
Figura 53 - Curvas de tensão no interruptor e <i>gate</i> , e corrente <i>iLr</i> . .....	64
Figura 54 - Curvas de tensão <i>vab</i> e secundário do transformador, e corrente <i>iLr</i> .....	65
Figura 55 - Curvas de tensão no interruptor MOSFET e saída do transformador, e corrente <i>iLr</i> .....	66
Figura 56 - Curvas de tensão no transistor e saída do transformador, e corrente <i>iLr</i> .....	67
Figura 57 - Circuito equivalente a 1ª etapa de operação.....	73



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC-CC – Corrente Contínua – Corrente Contínua

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*  
(Transistor de efeito de campo metal – óxido – semicondutor)

ZCS – *Zero Current Switching* (Comutação por corrente nula)

PIPO – *Parallel input and parallel output* (Entrada paralela e saída paralela)

SIPO – *Series input and parallel output* (Entrada série e saída paralela)

PWM – *Pulse-Width Modulation* (Modulação por largura de pulso)

INEP – Instituto de Eletrônica de Potência

FPGA – *Field Programmable Gate Array* (Arranjo de Portas Programáveis em Campo)



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>19</b>
1.1	OBJETIVOS .....	20
1.1.1	Objetivo geral .....	20
1.1.2	Objetivos específicos .....	20
<b>2</b>	<b>TEORIA SOBRE CONVERSOR CC-CC RESSONANTE</b> <b>21</b>	
2.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	23
2.1.1	1ª Etapa de Operação [ $t_0$ a $t_1$ ] .....	23
2.1.2	2ª Etapa de Operação [ $t_1$ a $t_2$ ] .....	24
2.1.3	3ª [ $t_2$ a $t_3$ ] e 4ª [ $t_3$ a $t_4$ ] Etapas de Operação .....	25
2.2	EXPRESSÃO DE GANHO ESTÁTICO .....	25
2.3	INTERLEAVING (INTERCALAMENTO) .....	26
<b>3</b>	<b>MÉTODO DE PROJETO E SIMULAÇÃO</b> .....	<b>28</b>
3.1	VALORES PRELIMINARES .....	28
3.2	MÉTODO DE CÁLCULO DE $L_r$ .....	29
3.2.1	Construção do Transformador e obtenção da Indutância de Dispersão .....	29
3.3	CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE $C_r$ .....	34
3.4	CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA $C_o$ .....	34
3.5	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR .....	34
3.5.1	Resultados de Simulação .....	36
3.5.2	Simulação com tempo morto e indutância magnetizante	39
<b>4</b>	<b>DESENVOLVIMENTO CONSTRUTIVO</b> .....	<b>40</b>
4.1	DEFINIÇÃO DE COMPONENTES .....	41
4.1.1	Definição do Capacitor ressonante $C_r$ .....	41
4.1.2	Definição do Capacitor do filtro de saída $C_o$ .....	42
4.1.3	Definição dos interruptores MOSFET .....	43
4.1.4	Definição dos Diodos .....	44
4.2	PLACA DE SAÍDA ( LAYOUT) .....	45

4.3	PLACA DE ENTRADA.....	49
4.3.1	<i>Gate Drivers</i> da Placa de entrada.....	51
4.3.2	Geração do sinal PWM.....	52
5	<b>RESULTADOS PRÁTICOS.....</b>	<b>53</b>
5.1	TESTE DA PLACA DE SAÍDA .....	53
5.2	TESTE DA PLACA DE ENTRADA .....	54
5.2.1	Verificação do sinal PWM e Gate Drivers.....	54
5.2.2	Teste na Placa de Entrada.....	56
5.3	RESULTADO DO CONVERSOR CC-CC RESSONANTE ALIMENTADO EM CORRENTE.....	57
5.4	TESTE COM 100 V DE ENTRADA .....	58
5.5	TESTE COM 150 V DE ENTRADA .....	61
5.6	TESTE COM 200 V DE ENTRADA .....	63
5.7	TESTE COM TENSÃO DE 200 V E CARGA DE 29,2 $\Omega$ ..	66
6	<b>RESUMO DE METODOLOGIA DE PROJETO.....</b>	<b>67</b>
7	<b>TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>68</b>
8	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>69</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>71</b>
	<b>APÊNDICE A – Revisão de equacionamento do Conversor CC-CC ressonante .....</b>	<b>73</b>
	<b>APÊNDICE B – Planilha de cálculo desenvolvido no MathCad.....</b>	<b>75</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Diversas topologias de conversores CC-CC (Corrente Contínua – Corrente Contínua) estão presentes no mercado e na literatura, como o Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic, Zeta, etc.[1] E todos são compostos por elementos ativos e passivos, o que acarreta em perdas.

Essas perdas podem ser classificadas entre os elementos ativos e passivos da seguinte forma:

Ativos (transistores, diodos):

- perdas por condução;
- perdas por comutação;
- perdas no circuito de acionamento.

Passivos (transformadores, indutores, fio, trilhas):

- perdas por Histerese;
- perdas por corrente de Foucault;
- perdas por efeito Joule;
- perdas por efeito *Skin*;
- perdas por efeito de Proximidade.

Grande parte dessas formas de perdas sofrem influência da frequência de operação do conversor. Dessa forma quanto maior a frequência, maiores as perdas nas comutações dos interruptores (transistores, diodos) e nos núcleos e enrolamentos de componentes magnéticos. [2]

Em contrapartida o aumento da frequência de operação proporciona diminuição de ruído audível das comutações e considerável redução física dos elementos capacitivos e indutivos, possibilitando um produto de volume reduzido.

Desta forma, uma alternativa viável aos conversores comuns que utilizem as vantagens de se operar em alta frequência, mas que não acabe perdendo em rendimento é através de conversor CC-CC Ressonantes.

Sendo assim, a principal vantagem do conversor ressonante é a diminuição nas perdas de comutação dos diodos e transistores e a possibilidade de diminuição do volume físico dos elementos magnéticos.

## 1.1 OBJETIVOS

A elaboração deste trabalho visou os seguintes objetivos gerais e específicos.

### 1.1.1 Objetivo geral

Realização de protótipo de um conversor CC-CC ressonante alimentado em corrente que atenda as seguintes especificações:

- potência nominal: 3000 W;
- tensão de entrada: 380 V;  
tensão de saída: 158,33 V;
- frequência de comutação: 80 kHz.

### 1.1.2 Objetivos específicos

Para a elaboração do protótipo alguns objetivos específicos foram estabelecidos:

- estudo, cálculo e simulação do conversor;
- obtenção dos componentes a serem utilizados, como diodos, MOSFET, capacitor, transformador;
- projetar e construir o conversor;
- obter resultados práticos.

## 2 TEORIA SOBRE CONVERSOR CC-CC RESSONANTE

A topologia do conversor CC-CC ressonante é representada na Figura 1, onde  $L_f$  é um indutor com alta indutância que associado a  $V_i$  resulta em uma fonte de corrente (ou seja, alimentado em corrente). Os componentes  $C_r$  e  $L_r$  são, respectivamente, o capacitor e indutor responsáveis pela ressonância do sistema. E  $C_o$  é o capacitor responsável pelo filtro de saída.

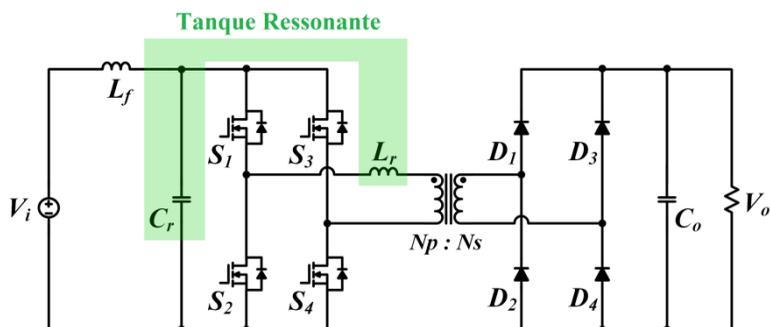


Figura 1 - Topologia do Conversor CC-CC Ressonante. Adaptado de [3]

Os interruptores  $S_1$  a  $S_4$  são responsáveis pelos estados de operação, sendo que  $S_1$  e  $S_4$  são acionadas simultaneamente e posteriormente  $S_2$  e  $S_3$  são acionadas também em conjunto quando as outras estiverem em aberto. Deve-se lembrar de que esta topologia proporciona baixas perdas em comutação devido à ausência de corrente no instante em que os interruptores e diodos entram em condução e bloqueio, chamado de ZCS (Zero Current Switching). Isso pode ser visto na Figura 2, onde a frequência de ressonância é o dobro da frequência de comutação. [3]

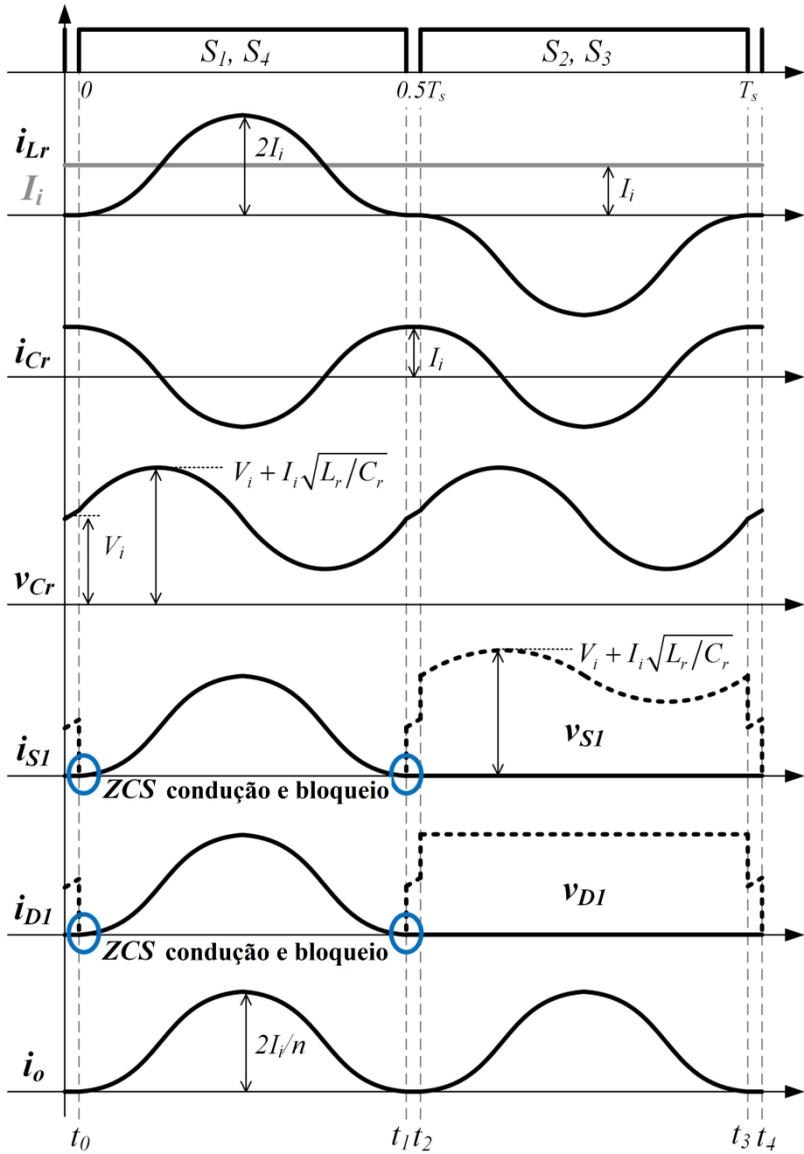


Figura 2 - Curvas do conversor Ressonante. Adaptado de [3]

## 2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

### 2.1.1 1ª Etapa de Operação [ $t_0$ a $t_1$ ]

Esta etapa pode ser visto na Figura 3, o qual começa com a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$  quando os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estiverem em condução em  $t_0$ . O circuito equivalente dessa etapa é visto na Figura 4. [3]

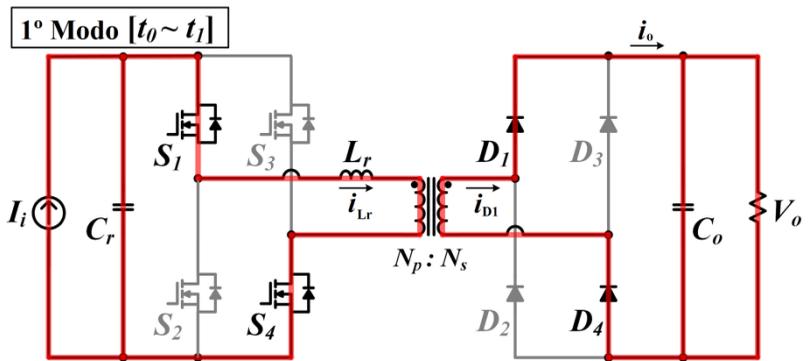


Figura 3 – 1ª Etapa de Operação. Malha de corrente representada em vermelho. Adaptado de [3]

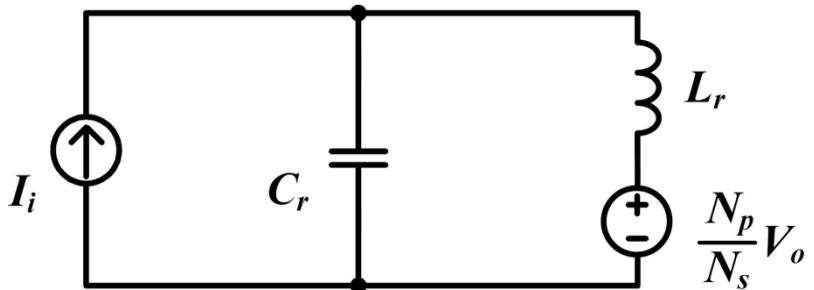


Figura 4 - Circuito equivalente da 1ª etapa de operação.[3]

A tensão e corrente de ressonância são determinadas, respectivamente, através das equações 1 e 2. [3]

$$i_{Lr} = I_i(1 - \cos(\omega_r t)) \quad (1)$$

$$v_{Cr} = Z I_i \sin(\omega_r t) + \frac{N_s}{N_p} V_0 \quad (2)$$

Onde  $Z$  é a impedância característica e  $\omega_r$  a frequência angular ressonante, o qual podem ser obtidas através das equações 3 e 4. [3]

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

E a corrente de alimentação  $I_i$  é obtida através da equação 5. [3]

$$I_i = \frac{N_s V_0}{N_p R_L} \quad (5)$$

Onde  $R_L$  é a carga resistiva de saída.  $N_p$  é o número de enrolamentos do primário e  $N_s$  do secundário do transformador. [3]

Esta etapa de operação termina em  $t_1$  quando  $S_1$  e  $S_4$  entram em bloqueio. [3]

### 2.1.2 2ª Etapa de Operação [ $t_1$ a $t_2$ ]

A segunda etapa de operação pode ser visto na Figura 5, iniciando-se com todas os interruptores em modo de bloqueio. Nesta etapa não há transferência de potência à carga, e deste modo o capacitor do filtro de saída irá suprir esta potência necessária. [3]

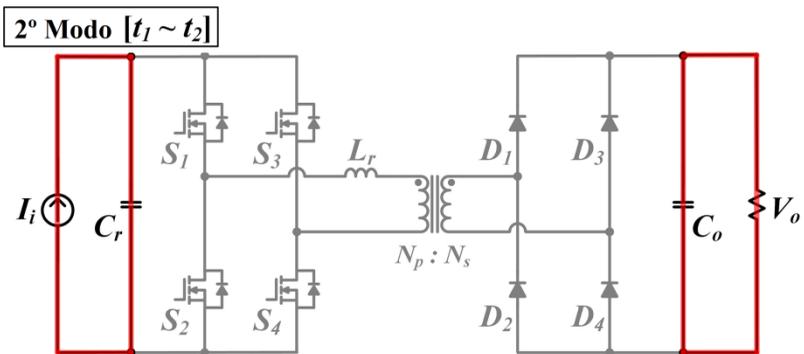


Figura 5 – 2ª Etapa de Operação. Malhas de corrente em vermelho.  
Adaptado de [3]

### 2.1.3 3ª [ $t_2$ a $t_3$ ] e 4ª [ $t_3$ a $t_4$ ] Etapas de Operação

A 3ª etapa é semelhante a 2ª etapa de operação, porém agora os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estarão em condução, e a corrente que passa pelo indutor  $L_r$  estará com sentido contrário.

A 4ª etapa é idêntica a 2ª etapa de operação. [3]

## 2.2 EXPRESSÃO DE GANHO ESTÁTICO

Assumindo que a 2ª Etapa de operação, que é responsável pelo tempo “morto” dos interruptores, seja desprezível, podemos obter a tensão média no capacitor ressonante  $C_r$  que é igual à tensão de entrada  $V_i$ , como vista na equação 6. [3]

$$V_i = V_{Cr.méd} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left( ZI_i \sin(\omega_r t) + \frac{N_p}{N_s} V_0 \right) dt \quad (6)$$

Onde  $T_s$  é o período de um ciclo completo ( $T_0$  a  $T_4$ ). E a partir da equação 6, a expressão de ganho estático do conversor é determinado, visto na equação 7. [3]

$$M = \frac{V_0}{V_i} = \frac{(\pi N_p \omega_r) \left( 1 - \cos\left(\frac{\omega_s \pi}{\omega_r}\right) \right) N_s}{(\pi N_p \omega_r) \left( 1 - \cos\left(\frac{\omega_s \pi}{\omega_r}\right) \right) N_p + Q \omega_s} \quad (7)$$

Onde  $\omega_s$  é a frequência angular de comutação determinada a partir da frequência de ressonância  $\omega_r$ , como visto na equação 8. [3]

$$\omega_r = 2\omega_s \quad (8)$$

E  $Q$  é o fator de qualidade, expressado pela equação 9, que determina a variação da curva de ganho estático. Quanto maior  $Q$ , maior a variação da curva de ganho. Esta curva pode ser vista na Figura 6. [3]

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R_L} \quad (9)$$

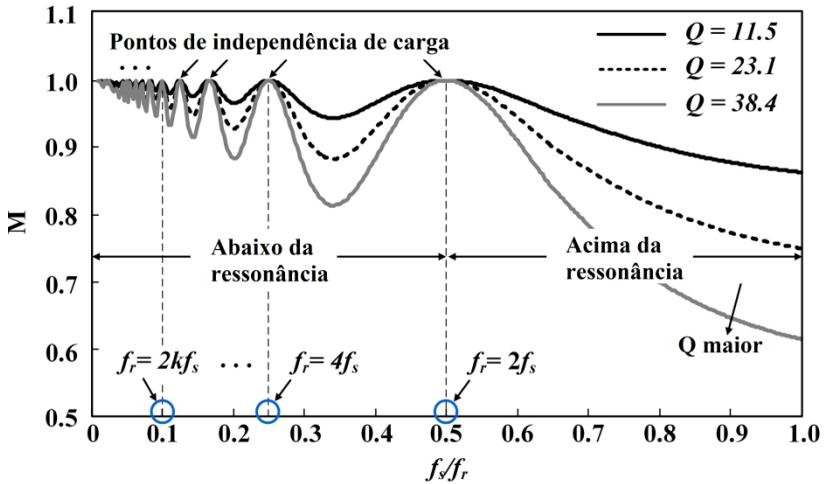


Figura 6 - Curva de ganho estático do conversor. Adaptado de [3]

Os equacionamentos realizados neste trabalho levaram em consideração atuar na frequência de ressonância. Ou seja, a frequência de ressonância será 2 vezes maior que a frequência de comutação.

Uma revisão rápida dos equacionamentos aqui apresentados foi desenvolvido no Apêndice A.

### 2.3 INTERLEAVING (INTERCALAMENTO)

A ideia inicial do projeto era a utilização do *interleaving* de 2 conversores, em PIPO (*Parallel input and parallel output* – Entrada paralela e saída paralela) ou SIPO (*Series input and parallel output* – Entrada série e saída paralela) para otimização do filtro de saída. Porém, devido a dificuldade da construção do protótipo optou-se por fazer apenas 1 conversor sem *interleaving* e com um capacitor de saída maior para filtragem. Entretanto, vale mencionar a teoria por trás da utilização do mesmo.

A topologia com *interleaving* pode ser vista na Figura 7a. E as principais curvas na Figura 7b. [3]

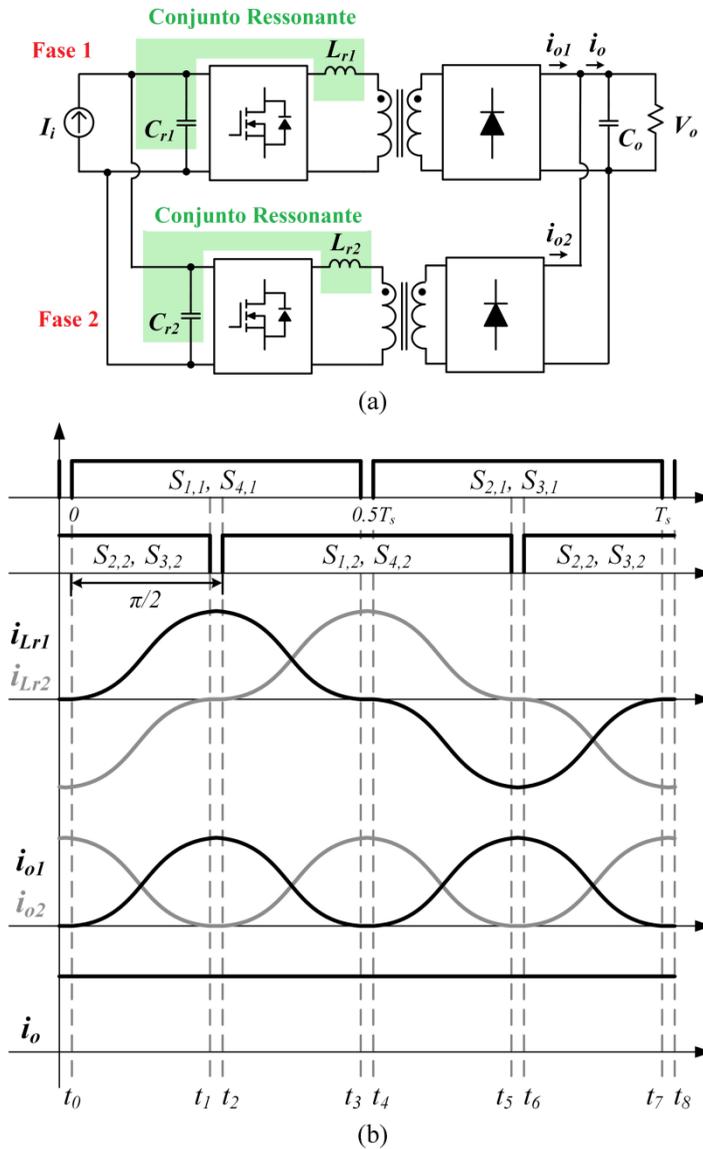


Figura 7 - Conversor alimentado em corrente com 2 fases em *interleaving*. (a) Diagrama de circuito. (b) Principais curvas para  $f_s = 0,5fr$ . Adaptado de [3]

A partir das curvas obtidas pela Figura 7b, podemos observar que a corrente resultante  $i_0$  é constante. Ou seja, na teoria o uso de um filtro de saída é desnecessário. Mas vale apontar que na prática é necessário o uso de um capacitor de capacitância baixa para regular o *ripple* (ondulação) de corrente. [3]

Quanto maior a quantidade de fases em *interleaving*, menor a capacitância necessária no filtro na saída  $C_0$ . [3]

### 3 MÉTODO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

#### 3.1 VALORES PRELIMINARES

Com o entendimento teórico sobre o conversor CC-CC ressonante alimentado em corrente, e sabendo as especificações de projeto necessárias pode-se dar início a uma planilha de projeto.

Esta planilha foi desenvolvida no software MathCad, da empresa PTC, e foi anexada na íntegra no Apêndice B deste trabalho escrito. Os resultados de maior expressão estão dispostos a seguir. [6]

A partir da equação 8 podemos obter o resultado da frequência de ressonância  $f_r$ , vista na equação 10.

$$f_r = 2f_s = 160 \text{ kHz} \quad (10)$$

A corrente de entrada  $I_i$  que alimenta o sistema, a corrente de saída  $I_0$  e a resistência de carga  $R_L$  são obtidas a partir das equações 11, 12 e 13 respectivamente.

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = 7,895 \text{ A} \quad (11)$$

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 18,947 \text{ A} \quad (12)$$

$$R_L = \frac{V_0^2}{P_0} = 8,356 \Omega \quad (13)$$

O número de enrolamentos primário e secundário foi determinado de acordo com o nível de tensão desejado na saída com relação à tensão de entrada. Sendo o valor de enrolamentos do primário  $N_p$  e do secundário  $N_s$ , respectivamente, as equações 14 e 15.

$$N_p = 36 \quad (14)$$

$$N_s = 15 \quad (15)$$

E o valor de ganho estático  $M$  para este conversor, consequentemente, é aproximadamente o obtido na equação 16.

$$M = \frac{V_0}{V_i} = \frac{N_s}{N_p} = 0,417 \quad (16)$$

### 3.2 MÉTODO DE CÁLCULO DE $L_r$

O cálculo da indutância de  $L_r$  pode ser obtido de duas formas. O primeiro levando em conta o ganho estático  $M$  do conversor, através da equação 7 descrita anteriormente.

A segunda maneira de se obter a indutância leva em conta a equação 4, também descrita anteriormente. Essa depende somente da frequência angular de ressonância  $\omega_r$  e do valor de capacitância  $C_r$  do capacitor ressonante. Dessa forma há uma liberdade de escolha tanto do indutor quanto do capacitor.

Como o projeto envolve um transformador não ideal, ou seja, com perdas e indutância de dispersão, foi decidido utilizar essa indutância de dispersão do transformador em substituição à fabricação de um indutor.

Dessa forma foi necessário primeiramente construir o transformador para então se obter o valor de indutância referente ao  $L_r$ .

#### 3.2.1 Construção do Transformador e obtenção da Indutância de Dispersão

O projeto de construção do transformador foi fornecido pelo professor e orientador Dr. Sc. ETH Marcelo Lobo Heldwein, o qual forneceu os seguintes dados:

- núcleo: VAC T60004-L2063-W435;
- fio: Litz de área total de  $5 \text{ mm}^2$ ;
- número de espiras do primário: 36;
- número de espiras do secundário: 15.

Sendo que as perdas esperadas para este transformador e a elevação de temperatura são as seguintes:

- perdas no núcleo: 6,59 W;
- perdas no Cobre por efeito de Proximidade: 5,88 W;
- perdas no Cobre por efeito Pelicular: 3,72 W;

- elevação de Temperatura esperada  $\Delta T \leq 61 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Seguindo as instruções do projeto, o transformador resultante bobinado com fio Litz é o das Figuras 8 e 9.

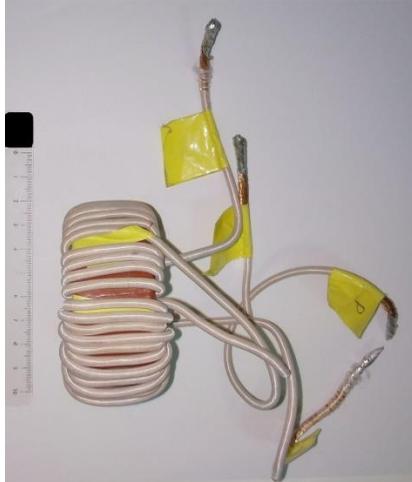


Figura 8 - Vista superior do Transformador produzido.

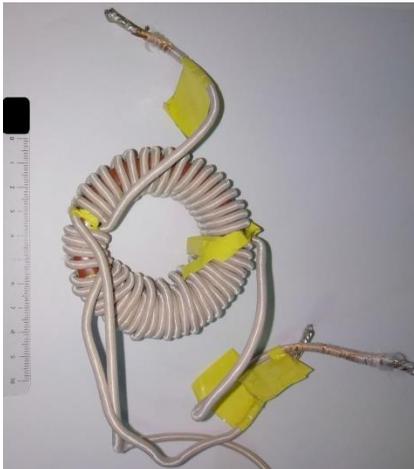


Figura 9 - Vista lateral do Transformador produzido.

Com o transformador pronto alguns ensaios foram realizados para obter o valor de indutância de dispersão vista do primário do transformador.

Os ensaios foram realizados no analisador de impedâncias da marca Agilent modelo 4294A, o qual faz uma varredura em torno da frequência de operação do transformador anotando os valores de indutância.

Os ensaios transcorreram da seguinte maneira:

- 1ª medida feita dos terminais do primário, com o secundário em aberto. Gerando a medida  $L_1$ . Como mostra a Figura 10;
- 2ª medida feita dos terminais do secundário, com o primário em aberto. Gerando a medida  $L_2$ . Como mostra a Figura 11;
- 3ª medida feita dos terminais do primário, com o secundário em curto. Gerando a medida  $L_3$ . Como mostra a Figura 12;
- 4ª medida feita dos terminais do secundário, com o primário em curto. Gerando a medida  $L_4$ . Como mostra a Figura 13.

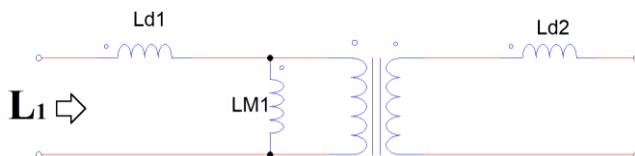


Figura 10 - Medida dos terminais do primário, com secundário em aberto.

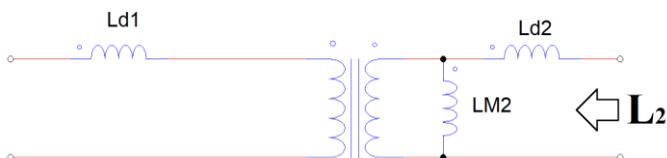


Figura 11 - Medida dos terminais do secundário, com o primário em aberto.

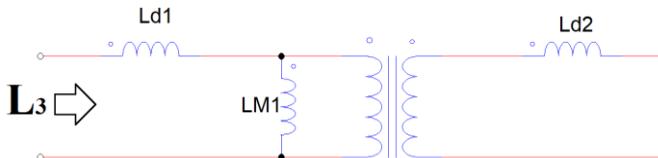


Figura 12 - Medida dos terminais do primário, com o secundário em curto.

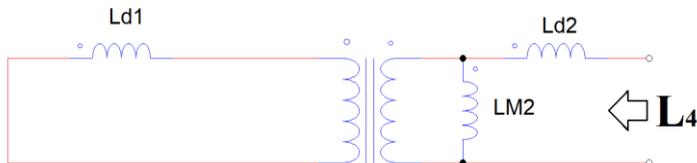


Figura 13 - Medida dos terminais do secundário, com o primário em curto.

Os valores encontrados dessas medidas são as seguintes:

- $L_1 = 19,866 \text{ mH}$ ;
- $L_2 = 3,451 \text{ mH}$ ;
- $L_3 = 31,184 \text{ } \mu\text{H}$ ;
- $L_4 = 5,493 \text{ } \mu\text{H}$ .

A partir desses valores é possível obter as indutâncias de dispersão vista do primário ( $L_{d1}$ ) e secundário ( $L_{d2}$ ) e as indutâncias magnetizantes, também vistas do primário ( $L_{M1}$ ) e do secundário ( $L_{M2}$ ).

Para obter os valores do primário é necessário realizar um sistema entre as equações 17 e 18.

$$L_1 = L_{d1} + L_{M1} \quad (17)$$

$$L_3 = L_{d1} + \frac{L_{M1}L_{d2}n^2}{L_{M1}+L_{d2}n^2} = L_{d1} + \frac{L_{M1}L_{d1}}{L_{M1}+L_{d1}} \quad (18)$$

Resultando em:

- $L_{M1} = 19,850 \text{ mH}$ ;
- $L_{d1} = 15,598 \text{ } \mu\text{H}$ .

E novamente, para obter os valores do secundário é necessário realizar um sistema entre as equações 19 e 20.

$$L_2 = L_{d2} + L_{M2} \quad (19)$$

$$L_4 = L_{d2} + \frac{L_{M2}L_{d1}n^2}{L_{M2} + L_{d1}n^2} = L_{d2} + \frac{L_{M2}L_{d2}}{L_{M2} + L_{d2}} \quad (20)$$

Resultando em:

- $L_{M2} = 3,449 \text{ mH}$ ;
- $L_{d2} = 2,748 \text{ } \mu\text{H}$ .

Para verificação se as medidas obtidas estão coerentes, a relação de transformação do transformador com suas respectivas indutâncias de dispersão e magnetizante devem ser próximas. Isso pode ser verificado nas equações 21, 22 e 23. O qual confirma que é razoável a aproximação dos valores.

$$n^2 = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 = 5,76 \quad (21)$$

$$\frac{L_{d1}}{L_{d2}} = 5,676 \quad (22)$$

$$\frac{L_{M1}}{L_{M2}} = 5,755 \quad (23)$$

Dessa forma pode-se considerar que um indutor esta ligado em série no primário do transformador “ideal”, para que essa indutância ressona com o capacitor ressonante. E essa indutância  $L_r$  é obtida através da equação 24.

$$L_r = L_{d1} + L_{d2} \cdot n^2 = 31,426 \text{ } \mu\text{H} \quad (24)$$

Outro parâmetro interessante de se calcular é o fator de qualidade ( $Q$ ), o qual pode ser obtido através da equação 25.

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R_L} = 3,781 \quad (25)$$

O qual se observarmos novamente a Figura 6, podemos ver que quanto menor o valor do fator de qualidade, menor será a variação do ganho estático em torno da frequência de ressonância. Ou seja, se o conversor estiver um pouco acima ou abaixo da frequência de ressonância a variação no ganho estático será pequeno para um conversor que tiver o  $Q$  baixo. E o valor obtido nesse projeto é de um fator de qualidade baixo.

### 3.3 CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE $C_r$

A partir da equação 4, com os valores da frequência angular de ressonância  $\omega_r$  e da indutância de ressonância  $L_r$  determinados, pode-se obter o valor da capacitância  $C_r$  pela equação 26.

$$C_r = \frac{1}{\omega_r^2 L_r} = 31,4855 \text{ nF} \quad (26)$$

### 3.4 CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA $C_o$

Considerando uma ondulação máxima de tensão  $\Delta V_{0\%}$  de 3,74%, podemos obter a capacitância do capacitor do filtro de saída  $C_o$ .

Lembrando que é um filtro com apenas a atuação de um capacitor (sem influência de indutor). E que para fins de cálculo foi considerado uma corrente senoidal perfeita, sendo que a corrente verdadeira é muito próxima de uma senóide. [4]

A partir da ondulação máxima é possível obter as equações 27, 28 e 29.

$$\Delta V_0 = \Delta V_{0\%} V_0 = 5,922 \text{ V} \quad (27)$$

$$V_{0\_máx} = V_0 + \frac{\Delta V_0}{2} = 161,294 \text{ V} \quad (28)$$

$$V_{0\_min} = V_0 - \frac{\Delta V_0}{2} = 155,372 \text{ V} \quad (29)$$

E então obter o valor da capacitância do filtro de saída  $C_o$  através da equação 30.

$$C_o = \frac{P_i}{2f_s(V_{0\_máx}^2 - V_{0\_min}^2)} \approx 10 \text{ } \mu\text{F} \quad (30)$$

Esse valor de ondulação máxima é devido a prévia obtenção de capacitores que resultassem nessa capacitância, o qual por consequência era abaixo de uma ondulação máxima aceitável de 5%.

### 3.5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

O circuito do conversor CC-CC ressonante alimentado em corrente foi simulado através do programa de simulação GeckoCIRCUITS, o qual é recomendado para modelagem de circuitos de eletrônica de potência. [5]

A Figura 14 e 15 são a representação do circuito na interface do programa GeckoCIRCUITS. Sendo que a Figura 14 representa a ponte H e o tanque ressonante, a Figura 15 a saída do transformador com retificador de onda completa e o filtro de saída. Pode-se constatar que a corrente de alimentação  $I_i$ , carga  $R_L$ , capacitores  $C_r$  e  $C_0$  e indutor  $L_r$  possuem valores de acordo com os calculados nos capítulos anteriores. Vale mencionar que as resistências  $R_1$  e  $R_4$  foram inseridas no circuito a fim de evitar um erro de matriz singular causado pelo simulador, mas que não interferem de forma alguma nos resultados ou na dinâmica do circuito. A ligação entre as Figuras 14 e 15 estão nas conexões “c1” e “b1”

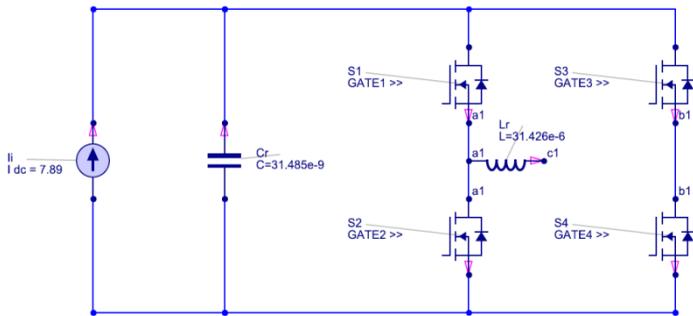


Figura 14 - Ponte H do conversor CC-CC com o tanque ressonante.

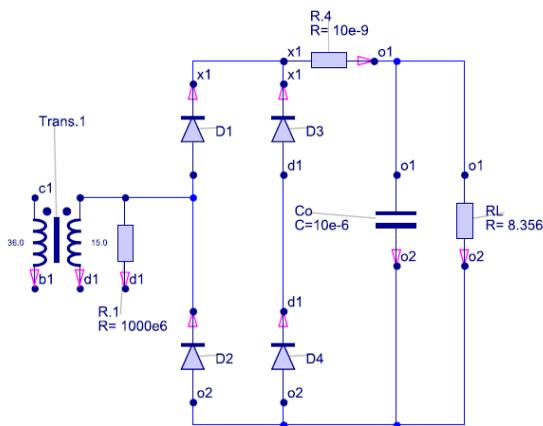


Figura 15 - Saída do transformador para retificador de onda completa com filtro de saída.

O sinal de comando dos interruptores  $S_1$  à  $S_4$  compostas no programa de simulação estão demonstradas na Figura 16. O bloco “SIGNAL” remete a um sinal PWM (*Pulse-Width Modulation* – Modulação por largura de pulso) de onda retangular, de razão cíclica 0,5 e frequência fundamental de 80 kHz.

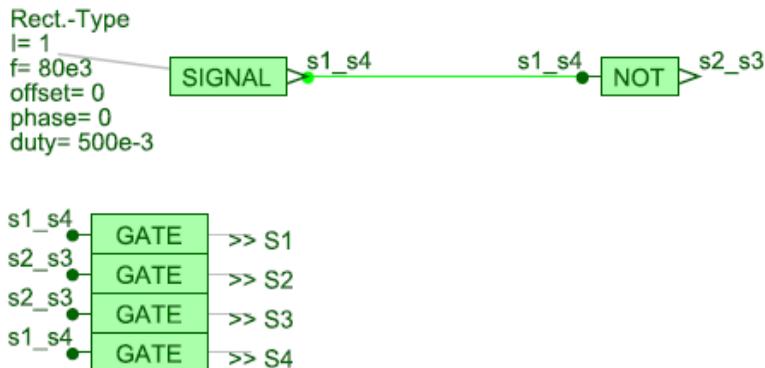


Figura 16 - Comandos dos interruptores do conversor CC-CC ressonante.

### 3.5.1 Resultados de Simulação

Devida a alta frequência de comutação estabelecida é necessário um passo de cálculo do simulador compatível com este valor para que os resultados obtidos sejam coerentes. Dessa forma, o passo de cálculo adotado é de  $1\ \mu\text{s}$  (cerca de 10 vezes menor que o período de comutação).

A Figura 17 mostra os resultados de simulação referentes às correntes no indutor  $L_r$  e capacitor  $C_r$ , e o respectivo período de comutação referente aos interruptores  $S_1$  ao  $S_4$ . Pode-se ver que a corrente de pico do indutor  $L_r$  se aproxima muito com o valor teórico determinado anteriormente, assim como o valor de pico da corrente do capacitor  $C_r$ . Isso pode ser visto nas equações 31 e 32.

$$I_{Lr\_pico} = 2I_i = 15,789\ \text{A} \quad (31)$$

$$I_{Cr\_pico} = I_i = 7,895\ \text{A} \quad (32)$$

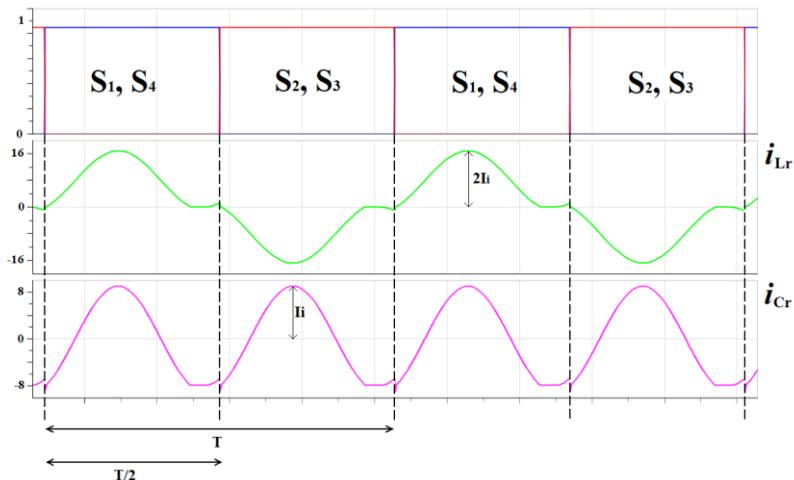


Figura 17 - Resultados de simulação das correntes do indutor  $L_r$  e capacitor  $C_r$ .

A Figura 18 mostra os resultados de simulação referentes às tensões e correntes atuantes nos interruptores e nos diodos. Percebe-se que o ZCS se aplicou também nos resultados de simulação, visto que nas comutações (tanto na entrada de condução, como saída de condução) as correntes e tensões tendem a zero.

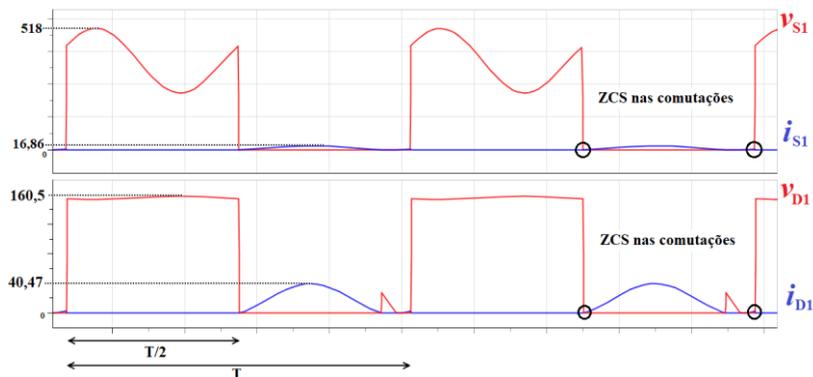


Figura 18 - Resultados de simulação das correntes e tensões referentes aos transistores MOSFET e diodos.

As Figuras 19 e 20 mostram os resultados referentes à tensão e corrente de saída, na carga  $R_L$ . O qual na Figura 19 pode-se verificar que ambos são praticamente contínuos e com valores próximos aos esperados, como pode ser visto nas equações 33 e 34.

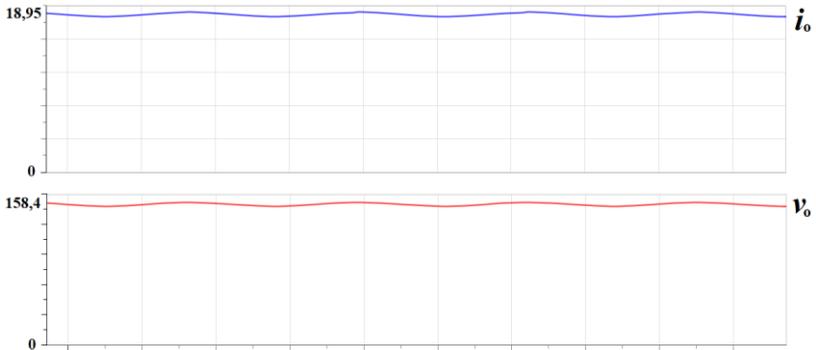


Figura 19 - Curvas de tensão e corrente de simulação.

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 18,947 \text{ A} \quad (33)$$

$$V_0 = \frac{P_0}{I_0} = 158,33 \text{ V} \quad (34)$$

Na Figura 20 vemos a ondulação da corrente e tensão de saída. Ambos estão abaixo da ondulação máxima calculada anteriormente, como pode ser visto nas equações 35 e 36.

$$\Delta_{I_o} = 19,2 - 18,7 = 0,5 \text{ A} \quad (35)$$

$$\Delta_{v_o} = 160,5 - 156,3 = 4,2 \text{ V} \quad (36)$$

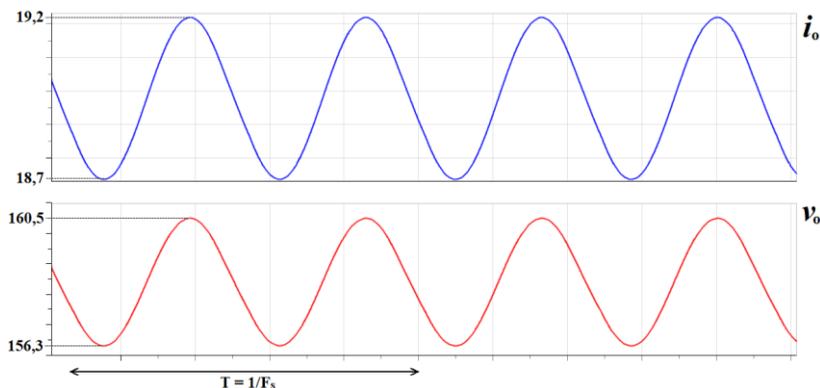


Figura 20 - Curva de tensão e corrente com maior aproximação.

Outros valores obtidos em simulação que são importantes para definição de componentes são os seguintes:

- $V_{Cr_{max}} = 653 \text{ V}$ ;
- $I_{Cr_{rms}} = 5,99 \text{ A}$ ;
- $I_{Lr_{rms}} = 9,91 \text{ A}$ ;
- $I_{D1_{rms}} = 16,82 \text{ A}$ ;
- $V_{D1_{max}} = 160,43 \text{ V}$ ;
- $I_{S1_{rms}} = 7,01 \text{ A}$ ;
- $V_{S1_{max}} = 651,37 \text{ V}$ ;
- $V_{Co_{max}} = 160,52 \text{ V}$ ;
- $i_{Co_{rms}} = 14,37 \text{ A}$ .

### 3.5.2 Simulação com tempo morto e indutância magnetizante

Uma segunda simulação foi realizada adicionando-se ao circuito a indutância magnetizante do transformador e uma adição de tempo morto de  $120 \text{ ns}$  ao comando PWM, como pode ser visto na Figura 21. Essa nova simulação foi realizada na tentativa de verificar se a corrente  $i_{Lr}$  iria sofrer alguma grande modificação ao se levar em conta esses 2 detalhes.

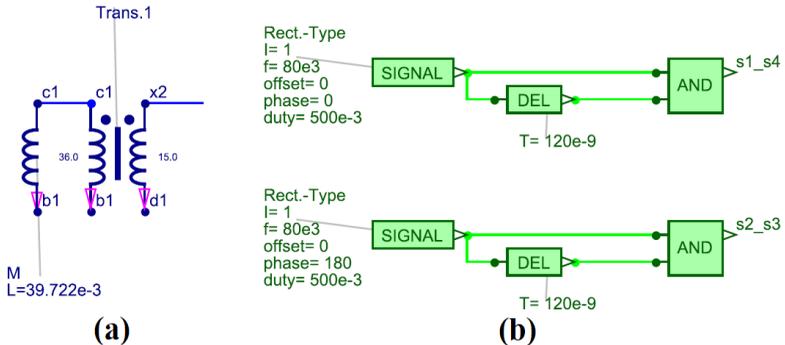


Figura 21 - (a) Adição da indutância magnetizante. (b) adição de tempo morto de 120 ns ao comando.

A Figura 22 mostra o resultado dessa nova simulação com a corrente  $i_{Lr}$ . É possível notar que um pequeno degrau surge no fim de cada comutação, mas que não é nada muito grande.

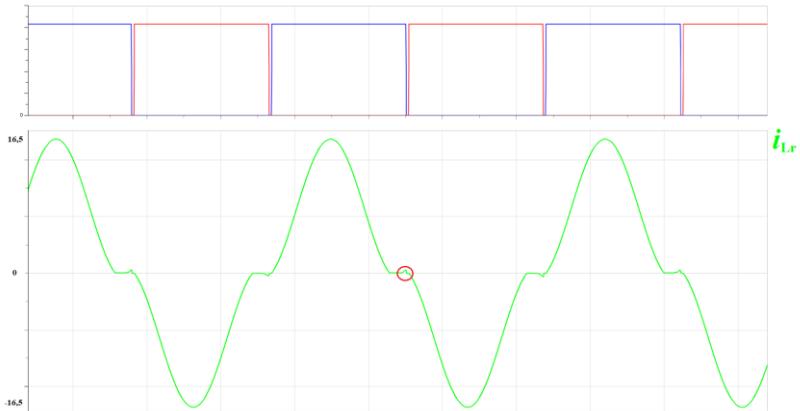


Figura 22 - Curva de  $i_{Lr}$  com adição de tempo morto e indutância magnetizante.

#### 4 DESENVOLVIMENTO CONSTRUTIVO

O primeiro passo diante a construção do conversor é a escolha dos componentes adequados, visto que todos devem suportar a corrente, tensão e até mesmo a frequência de operação. Posterior a escolha dos componentes pensar em um layout para o conversor, o qual foi segmentado em 2 placas: uma de entrada e outra de saída.

Essa escolha foi feita devido a existência de uma placa de outro projeto que poderia ser adaptada para realizar a função da ponte H e do tanque ressonante, resultando na placa de entrada. E o restante do circuito foi então idealizado em uma placa de saída com layout projetado no software Altium Designer.

#### 4.1 DEFINIÇÃO DE COMPONENTES

Com a definição do transformador no capítulo 3.2.1 e por consequência a indutância de dispersão, que assume o papel do indutor ressonante  $L_r$ , necessita-se a escolha dos seguintes componentes:

- capacitor  $C_r$ ;
- capacitor  $C_0$ ;
- interruptores MOSFET  $S_1$  a  $S_4$ ;
- diodos  $D_1$  a  $D_4$ .

##### 4.1.1 Definição do Capacitor ressonante $C_r$

Para a escolha do capacitor  $C_r$  deve-se levar em consideração a tensão máxima que o mesmo estará sujeito, a corrente eficaz que irá passar por ele e o valor de capacitância necessária.

A tensão máxima é de  $653 V$ , corrente eficaz de  $5,99 A$  e capacitância próxima a  $31,4855 nF$ , como determinado no capítulo 3.3.

A partir desses parâmetros foi escolhido fazer uma associação de 6 capacitores de  $22 nF$  que suportam tensão de  $350 V$  e corrente de  $2 A$ . Essa associação é de 2 conjuntos em paralelo de 3 capacitores e posterior conexão em série entre esses 2 conjuntos, como pode ser visto na Figura 23. Dessa forma o conjunto irá suportar uma corrente de  $6 A$  e uma tensão de  $700 V$ .

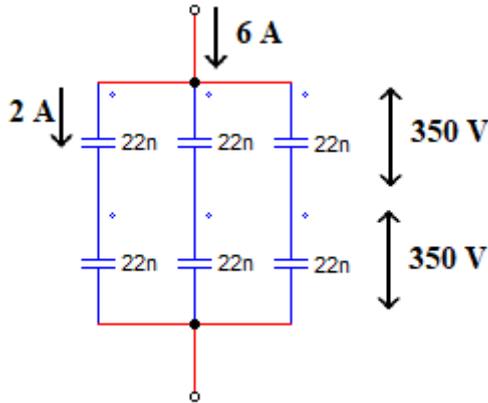


Figura 23 – Associação de capacitores de 22 nF, suportando uma corrente de 6 A e tensão de 700 V.

A dimensão e o capacitor utilizado na associação é o da Figura 24.

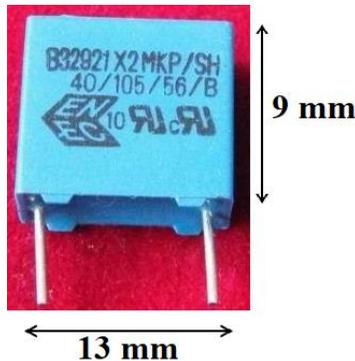


Figura 24 – Capacitor utilizado na associação com suas dimensões.

A capacitância resultante dessa associação é de 33 nF, o qual se aproxima muito dos 31,4855 nF desejado.

#### 4.1.2 Definição do Capacitor do filtro de saída $C_o$

Para a escolha do capacitor  $C_o$ , deve-se levar em consideração a tensão máxima que o mesmo estará sujeito, a corrente eficaz que irá passar por ele e o valor de capacitância necessária.

A tensão máxima é de  $160,52\text{ V}$ , corrente eficaz de  $14,37\text{ A}$  e capacitância de aproximadamente  $10\ \mu\text{F}$ , determinado no capítulo 3.4.

A partir desses parâmetros foi escolhido fazer uma associação em série entre 2 capacitores de  $20\ \mu\text{F}$  que suportam tensão de  $630\text{ V}$  e corrente de  $20\text{ A}$ . Os capacitores são os da Figura 25.



Figura 25 - Capacitor para associação em série. Vista superior e lateral. Capacitor de  $20\ \mu\text{F}$ .

Dessa forma a capacitância resultante da associação em série é de  $10\ \mu\text{F}$ .

#### 4.1.3 Definição dos interruptores MOSFET

Para a escolha dos transistores MOSFET a serem utilizadas na ponte H da placa de entrada deve-se levar em conta a tensão e corrente que o mesmo deverá suportar. A tensão máxima e a corrente eficaz foram determinadas via simulação no capítulo 3.5.1, o qual esse interruptor deverá suportar uma tensão máxima de  $651,37\text{ V}$  e uma corrente eficaz de  $7,01\text{ A}$ .

Em uma primeira simulação um valor errado de indutância de dispersão havia sido levado em consideração ( $L_r = 15,598\ \mu\text{H}$ ), e conseqüentemente um valor errado de capacitância ressonante ( $C_r = 63,43\ \text{nF}$ ) também havia sido utilizado. Esse valor de capacitância implica diretamente no valor de tensão máxima que os transistores MOSFET estariam submetido, sendo esse valor de  $521,03\text{ V}$  naquela situação. Esse erro foi detectado somente durante os testes e foi possível substituir os capacitores ressonantes e manter os interruptores escolhidos para essa tensão máxima.

Levando isso em conta, o transistor escolhido foi o da marca Fairchild, modelo FCA22N60N. Esse transistor suporta uma tensão de  $600\text{ V}$  e uma corrente de  $22\text{ A}$ . Além de conseguir atuar perfeitamente

na frequência de comutação adotada. Possui tempo de subida (*turn-on delay*) de  $16,9\text{ ns}$  e tempo de descida (*turn-off delay*) de  $49\text{ ns}$ . [7]

Utilizou-se 4 unidades desse transistor, semelhante ao da Figura 26, para a realização da ponte H da placa de entrada.

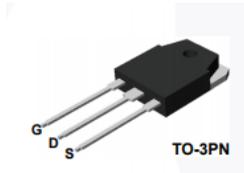


Figura 26 - Transistor MOSFET. De [7]

Vale mencionar que com essa escolha errada de componente a tensão aplicada ao conversor nunca poderá chegar à tensão nominal, visando a preservação do mesmo.

#### 4.1.4 Definição dos Diodos

Para a escolha dos diodos a serem utilizados no retificador de onda completa da placa de saída deve-se levar em conta a tensão e a corrente que o mesmo deverá suportar. A tensão máxima e a corrente eficaz foram determinadas via simulação no capítulo 3.5.1, o qual esse diodo deverá suportar uma tensão máxima de  $160,51\text{ V}$  e uma corrente eficaz de pelo menos  $17,02\text{ A}$ .

O diodo escolhido foi o da marca IXYS, modelo DSSK60-02A. Esse diodo suporta uma tensão reversa de  $200\text{ V}$  e uma corrente média de até  $60\text{ A}$ . [8]

Necessita-se 4 unidades desse diodo, semelhante ao da Figura 27, para a realização da ponte retificadora de onda completa da placa de saída.



Figura 27 - Diodo utilizado. De [9]

#### 4.2 PLACA DE SAÍDA (LAYOUT)

A placa de saída foi desenvolvida no software Altium Designer com o intuito de se fazer uma placa simples e compacta diante dos componentes escolhidos.

O esquemático dessa placa é o da Figura 28, o qual é composta de uma entrada, um transformador, 4 diodos, 2 capacitores e uma saída.

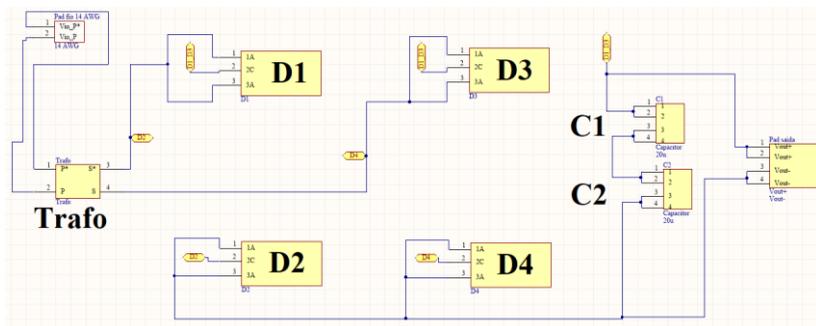


Figura 28 - Esquemático da Placa de Saída.

Nota-se que o diodo escolhido possui 3 pinos de conexão. Isso se deve ao fato de que na realidade são 2 diodos em 1 capsula, ou seja, 2 ânodos e 1 cátodo compartilhado. Dessa forma foram utilizados os 2 diodos em paralelo, o que ajuda a distribuir a corrente.

O circuito interno desse diodo pode ser visto na Figura 29.

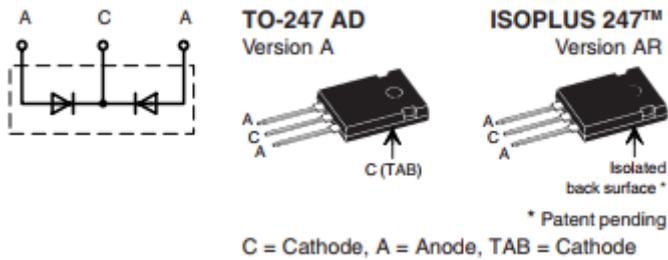
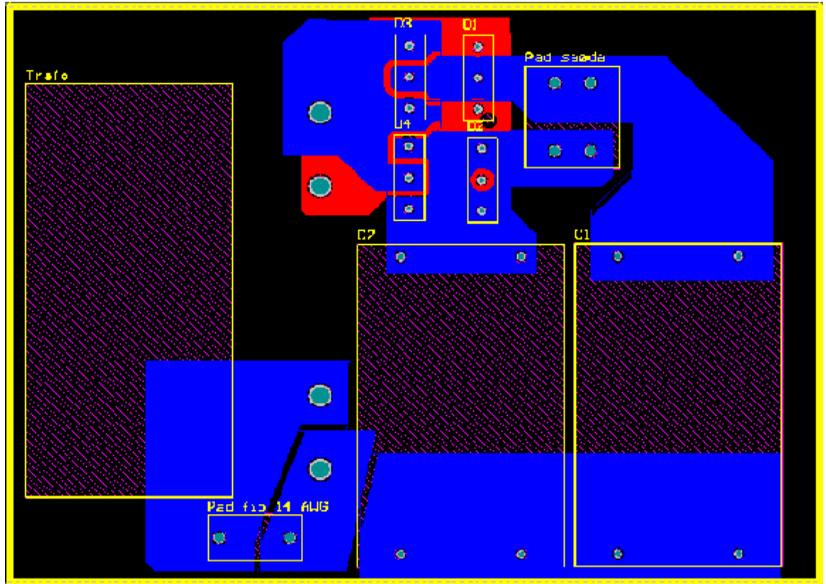
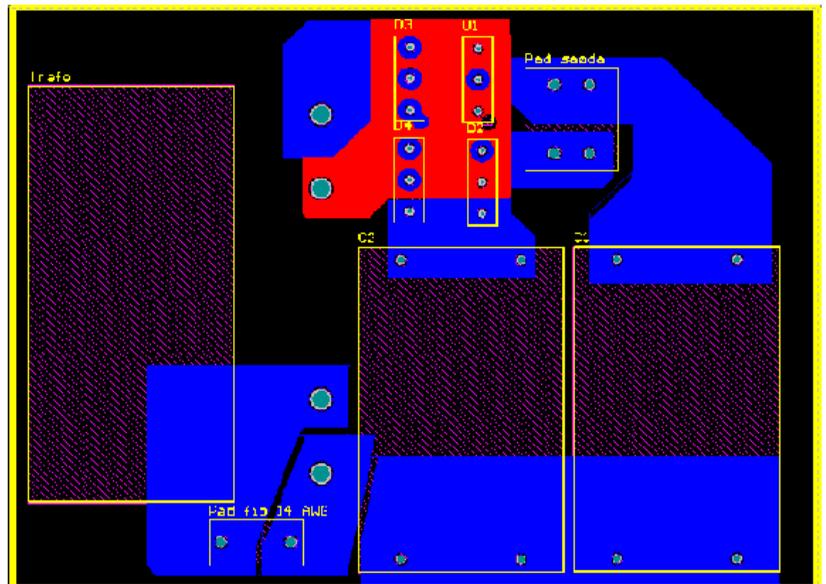


Figura 29 - Topologia do diodo IXYS. De [8]

O layout da placa impressa é o da Figura 30, o qual a Figura 30a mostra em evidência a trilha feita no *Bottom Layer* (Camada Inferior) da placa em azul. A Figura 30b mostra a trilha feita na *Top Layer* (Camada superior) em vermelho. A placa impressa possui dimensões de  $13,78\text{ cm}$  de largura por  $10,16\text{ cm}$  de comprimento, resultando em uma área de  $140\text{ cm}^2$ .



(a)



(b)

Figura 30 - Layou da placa de saída. (a) *Bottom Layer* em azul. (b) *Top Layer* em vermelho.

Após o término do desenvolvimento do layout a placa foi fresada no INEP e posteriormente soldado os componentes na mesma. O resultado é o da Figura 31.

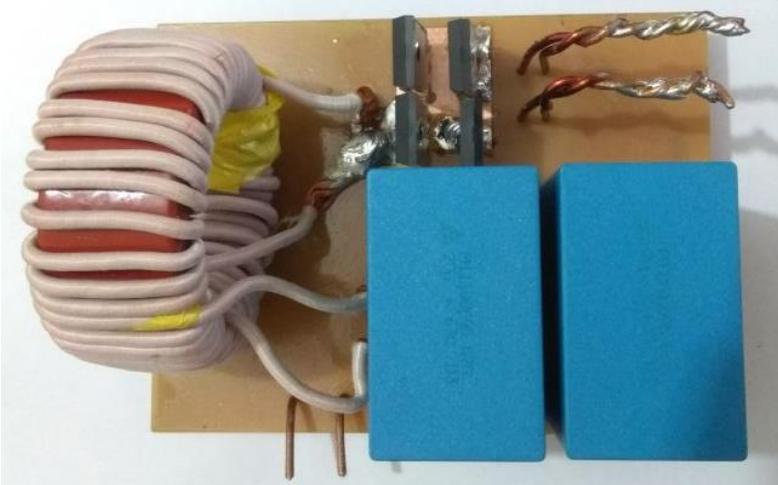


Figura 31 - Placa de Saída do conversor.

Posterior a fabricação da placa percebeu-se a necessidade de um dissipador para os diodos, verificado de acordo com a equação 37 e 38, o qual definem a potência em perdas e elevação de temperatura respectivamente. [4]

$$P = V_{TO}I_{méd} + r_T I_{ef}^2 = 7,44 \text{ W} \quad (37)$$

$$\Delta T = R_{ja}P = 461,28 \text{ }^\circ\text{C} \quad (38)$$

O qual sem dissipador rapidamente a temperatura nos diodos iria se elevar a ponto de queimá-los. Dessa forma colocou-se um dissipador em cada conjunto de 2 diodos, como pode ser visto na Figura 32.

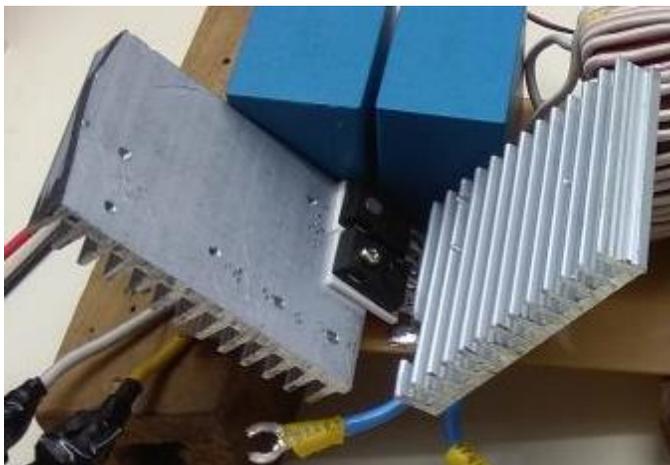


Figura 32 - Dissipadores inseridos aos diodos.

#### 4.3 PLACA DE ENTRADA

A placa de entrada é uma adaptação da placa utilizada e construída para a dissertação do Engenheiro Pedro André Martins Bezerra. [10]

O esquemático da placa é o da Figura 33. Todos os componentes foram retirados da placa, visto que somente as trilhas da placa que serão aproveitados.

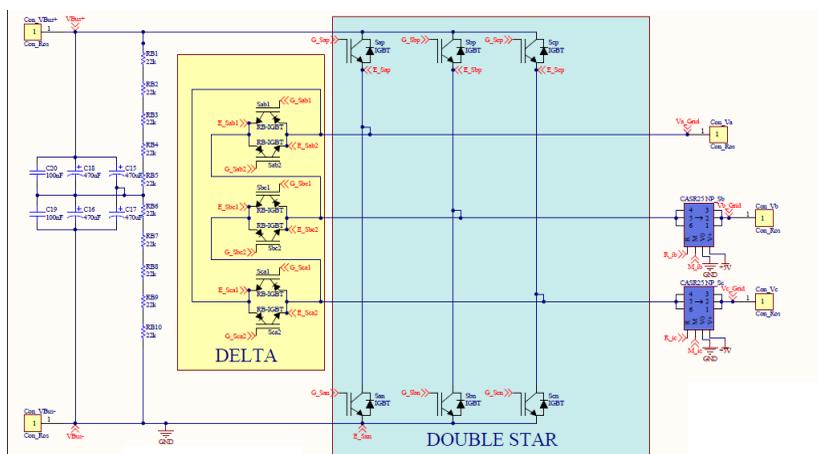


Figura 33 - Esquemático original da placa de entrada. [10]

A Figura 34 representa as modificações realizadas na placa. Sendo que a numeração de 1 a 12 representa os componentes adicionados, listados abaixo:

- 1 – Adicionado um capacitor de 22 nF;
- 2 – Adicionado um capacitor de 22 nF;
- 3 – Adicionado um capacitor de 22 nF;
- 4 – Adicionado um capacitor de 22 nF;
- 5 – Adicionado um capacitor de 22 nF;
- 6 – Adicionado um capacitor de 22 nF;
- 7 – Adicionado um MOSFET Infineon IPB60R600C6;
- 8 – Adicionado um MOSFET Infineon IPB60R600C6;
- 9 – Adicionado um MOSFET Infineon IPB60R600C6;
- 10 – Adicionado um MOSFET Infineon IPB60R600C6;
- 11 – Conector de entrada;
- 12 – Conector de entrada;
- 13 – Conector de saída;
- 14 – Conector de saída.

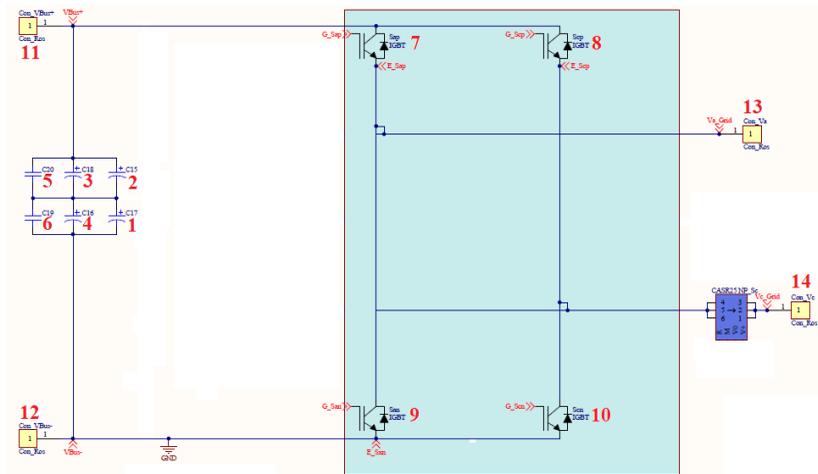


Figura 34 - Esquemático adaptado para placa de entrada. Adaptado de [10]

Após soldar todos os componentes na placa, instalou-se o dissipador do projeto original para dissipar o calor dos interruptores MOSFET tendo em vista a necessidade do mesmo, como pode ser verificado nas equações 39 e 40 referentes ao cálculo de perdas de condução e elevação de temperatura.

$$P_{\text{condução}} = 0,5 \cdot r_{ds(on)} I_{ef}^2 = 3,449 \text{ W} \quad (39)$$

$$\Delta T = R_{ja} P_{\text{condução}} = 137,96 \text{ }^\circ\text{C} \quad (40)$$

Essa placa finalizada pode ser vista na Figura 35.

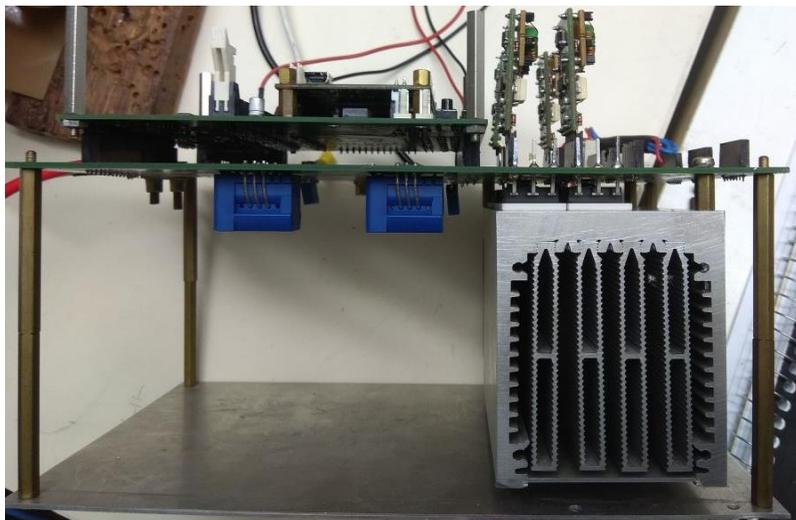


Figura 35 – Vista lateral da placa de Entrada.

#### 4.3.1 *Gate Drivers* da Placa de entrada

Para o acionamento dos MOSFETs é necessário o uso de um circuito de *Gate Driver*. Esse circuito foi fornecido também pelo mesmo projeto de dissertação do Eng. Pedro Bezerra. O esquemático da placa de *Gate Driver* pode ser visto na Figura 36. Nenhuma modificação foi necessária. [10]

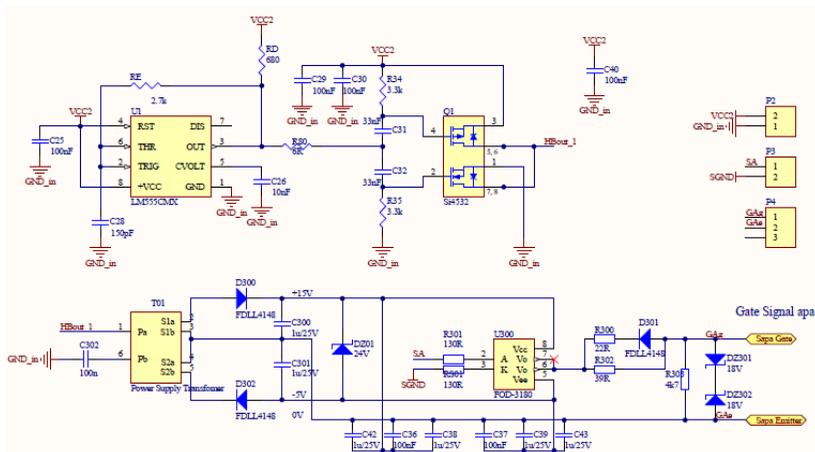


Figura 36 - Esquemático da placa de *Gate Driver*. [10]

A placa de *Gate Driver* pode ser vista na Figura 37. 4 unidades foram da mesma foram utilizadas para fornecer o sinal de comutação ao *gate* dos MOSFETs.

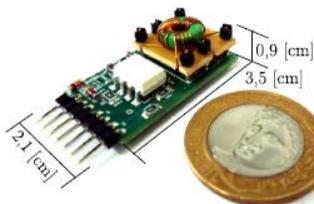


Figura 37 - Placa de *Gate Driver*. [10]

### 4.3.2 Geração do sinal PWM

O sinal PWM é o que determina os momentos de comutação dos transistores MOSFET. Esse sinal é obtido através de um FPGA (*Field Programmable Gate Array*), o qual foi programado para gerar um sinal com frequência de 80 kHz, *duty cycle* de aproximadamente 0,5 e tempo morto de 220 ns. O FPGA usado no projeto é o da Figura 38.

Essa sequência PWM foi feita para que os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  entrem em condução ao mesmo tempo enquanto  $S_2$  e  $S_3$  permaneçam sem conduzir. E posterior o tempo morto  $S_2$  e  $S_3$  passem a conduzir

enquanto  $S_1$  e  $S_4$  fiquem sem conduzir. Ou seja, um defasamento de  $180^\circ$  entre cada dupla de transistores.

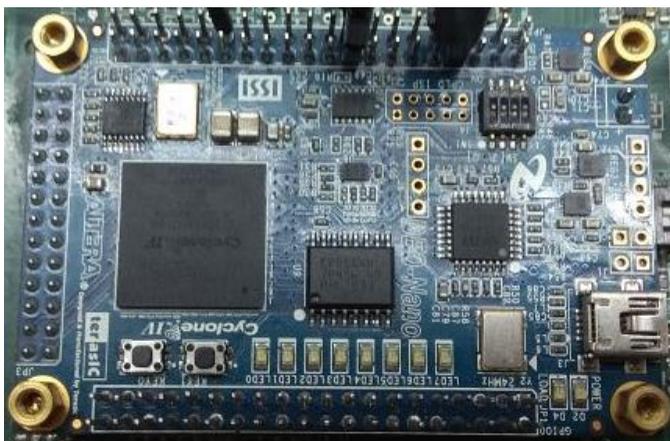


Figura 38 - FPGA usado no projeto.

## 5 RESULTADOS PRÁTICOS

Os resultados do projeto foram separados em três etapas:

- 1) teste da placa de saída;
- 2) teste da placa de entrada;
- 3) resultado do conversor em geral.

### 5.1 TESTE DA PLACA DE SAÍDA

A placa de saída é composta de um transformador, uma ponte retificadora e um filtro de saída. Dessa forma ao se fornecer um sinal senoidal espera-se que o sinal de saída seja retificado completamente e torne-se um sinal contínuo. Dessa forma um teste em aberto foi realizado para verificar o funcionamento da placa de saída.

Um gerador de sinais foi utilizado para fornecer uma onda senoidal de frequência igual a  $80\text{ kHz}$ . Um osciloscópio digital da marca Tektronix modelo DPO4034 foi utilizado para fazer as medições em 2 canais: o canal 1 foi responsável por medir o sinal de entrada e o canal 2 para medir o sinal de saída.

A imagem da Figura 39 foi obtida pelo osciloscópio com o sinal de entrada  $v_{in}$  e o de saída  $v_o$ . Pode-se constatar que o sinal de saída foi

de fato retificado e que a placa de saída, sem carga e transferência de potência, está funcionando como o esperado.

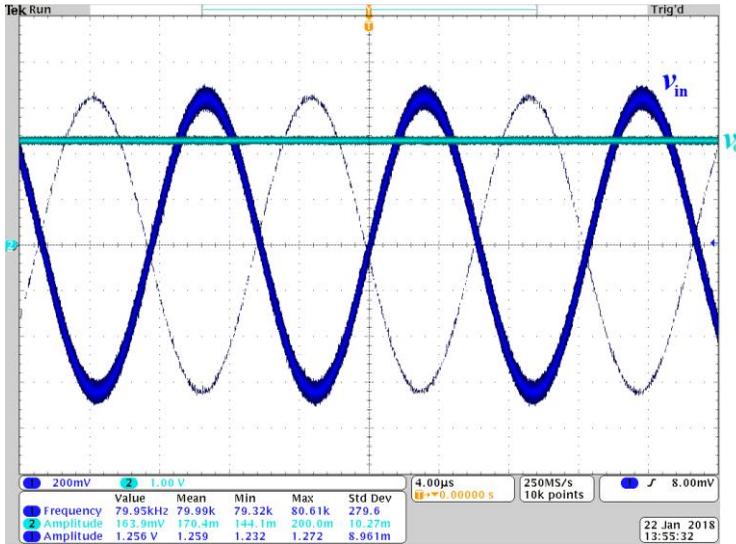


Figura 39 - Sinal da placa de saída.

## 5.2 TESTE DA PLACA DE ENTRADA

A placa de entrada é composta pela ponte H e um conjunto de capacitores que cumpre o papel do capacitor ressonante. Dessa forma ao se fornecer um sinal contínuo na entrada espera-se que o sinal de saída seja um sinal alternado com frequência igual à de comutação fornecido pelo sinal PWM.

Com isso precisa-se fazer um teste preliminar no sinal PWM para verificar a sequência de pulsos, *duty cycle*, tempo morto e frequência do mesmo.

### 5.2.1 Verificação do sinal PWM e Gate Drivers

Para testar o sinal PWM do FPGA utilizou-se o osciloscópio digital da Tektronix modelo DPO5054, o qual monitorou os pinos de saída que vão para o *Gate Driver* da placa de entrada.

A disposição dos pinos com seus nomes e respectivos transistores a serem acionados são:

- $S_{ap}$  é o sinal de *gate* do interruptor  $S_1$ ;

- $S_{an}$  é o sinal de *gate* do interruptor  $S_2$ ;
- $S_{cp}$  é o sinal de *gate* do interruptor  $S_3$ ;
- $S_{cn}$  é o sinal de *gate* do interruptor  $S_4$ .

O resultado obtido no osciloscópio é o da Figura 40, o qual pode-se ver que a frequência de comutação é de  $80\text{ kHz}$ , tempo morto de  $220\text{ ns}$  e *duty cycle* de  $48,34\%$  (sendo que não é  $50\%$  devido ao tempo morto adicionado para cobrir o tempo de ligamento e desligamento dos interruptores). Esse sinal então é enviado aos *Gate Drivers* de cada um dos transistores isoladamente.

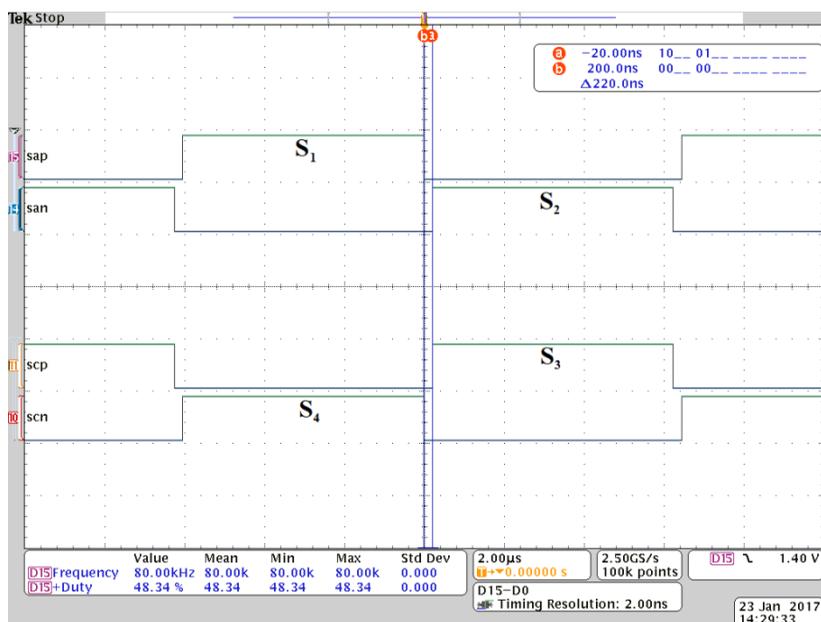


Figura 40 - Sinal PWM fornecido pelo FPGA aos *Gate Drivers*.

Um teste foi realizado para cada *Gate Driver* para verificar se o sinal a ser enviado ao *gate* de cada transistor está de acordo com o esperado. A Figura 41 mostra o sinal de tensão encontrado para todos os *gates* dos interruptores MOSFET.

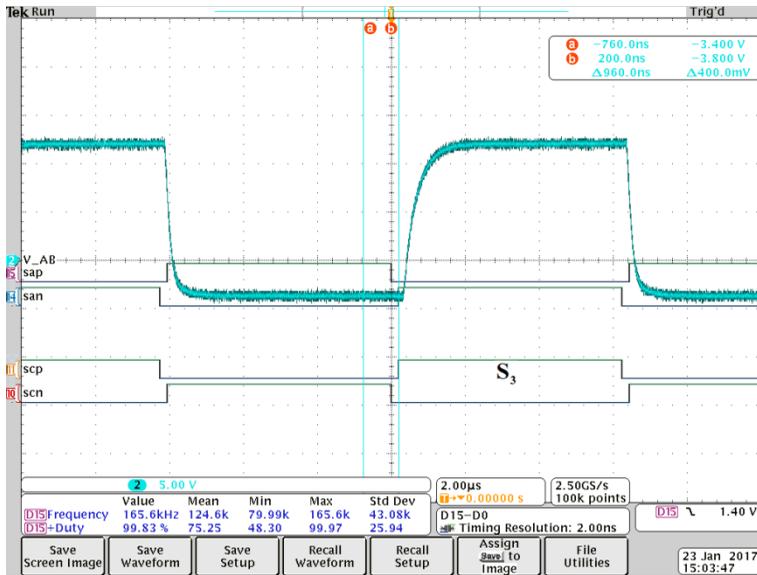


Figura 41 - Saída do *Gate Driver* para acionar o interruptor.

Percebe-se que os sinais dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  estão muito bem definidos.

## 5.2.2 Teste na Placa de Entrada

O teste na placa de Entrada foi realizado já em conexão com a placa de saída. Dessa forma um resultado que confirme o funcionamento isolado dessa placa é a tensão  $v_{ab}$ , visto que esse sinal é a tensão entre os terminais do primário do transformador.

Esse resultado pode ser visto na Figura 42, o qual a curva em amarelo representa a tensão  $v_{ab}$  e a curva em magenta a corrente no primário do transformador. Esse resultado foi obtido pelo osciloscópio modelo DPO5054 da Tektronix.

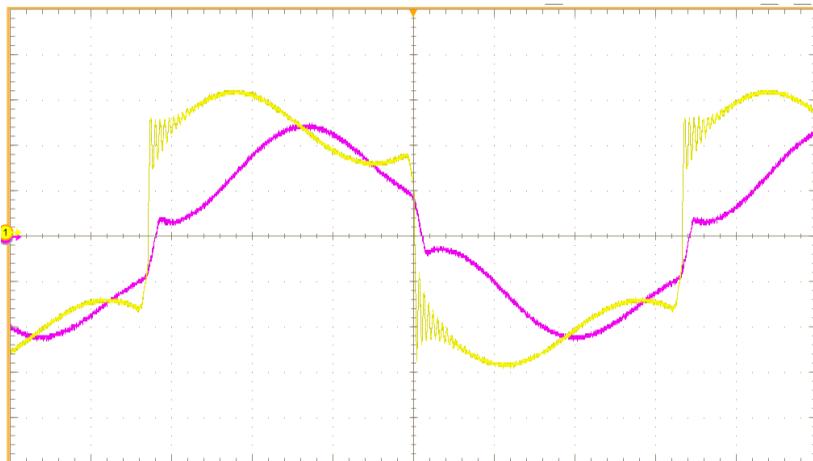


Figura 42 - Sinal de saída da Placa de Entrada.

### 5.3 RESULTADO DO CONVERSOR CC-CC RESSONANTE ALIMENTADO EM CORRENTE

Ao iniciar os testes com o conversor CC-CC ressonante percebeu-se que os parâmetros de capacitância e indutância estavam sofrendo grande influência de parasitas do sistema, visto que com a frequência de 80 kHz de comutação a corrente  $i_{Lr}$  não possuía formato semelhante ao esperado na ressonância.

Dessa forma a única maneira encontrada de fazer o conversor trabalhar na ressonância era alterando a frequência para um valor um pouco menor. Após alguns testes o valor determinado de frequência de comutação foi alterado para 75,5 kHz.

Com o sinal de corrente  $i_{Lr}$  bem definido de acordo com o esperado em simulação uma bateria de testes foi realizado:

- Teste com tensão de entrada em 100 V;
- Teste com tensão de entrada em 150 V;
- Teste com tensão de entrada em 200 V;
- Teste com tensão de entrada em 258,26 V;
- Teste com tensão de 200 V e carga de 29,2  $\Omega$ .

Todos os sinais obtidos foram retirados do osciloscópio da Tektronix modelo DPO5054.

## 5.4 TESTE COM 100 V DE ENTRADA

Com uma tensão de 100 V de entrada observou-se uma tensão de 38,46 V de saída, o qual é 2,6 vezes menor que a tensão de entrada. A princípio a relação de transformação deveria ser de apenas 2,4 vezes.

A corrente de entrada média foi de 1,03 A, enquanto a de saída foi de 2,44 A. Isso fornece uma potência de entrada de 103 W e de saída de 93,84 W, resultando em um rendimento de apenas 91,1% para essa faixa de potência.

A Figura 43 mostra a curva de tensão em um dos interruptores MOSFET na cor amarela. Na cor azul encontra-se a curva de tensão do *gate* desse mesmo transistor. Já na cor magenta encontra-se a corrente de alimentação de entrada.

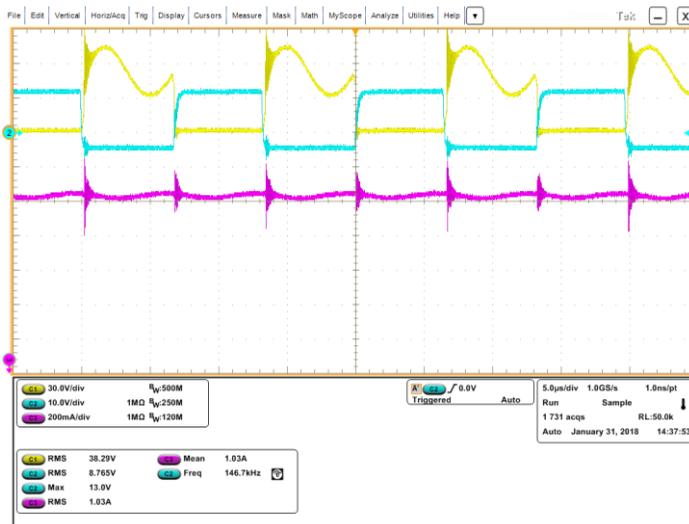


Figura 43- Curvas de tensão do interruptor e *gate* do MOSFET e corrente de entrada.

A Figura 44 mostra novamente as curvas de tensão do MOSFET e *gate*, em amarelo e azul respectivamente. E em magenta encontra-se a corrente no primário do trafo, o qual cumpre a função do indutor  $L_r$ . Percebe-se a ressonância na corrente  $i_{L_r}$ , visto que no início de uma

comutação a corrente parte próxima de zero e ao final essa corrente tende a ir a zero também.

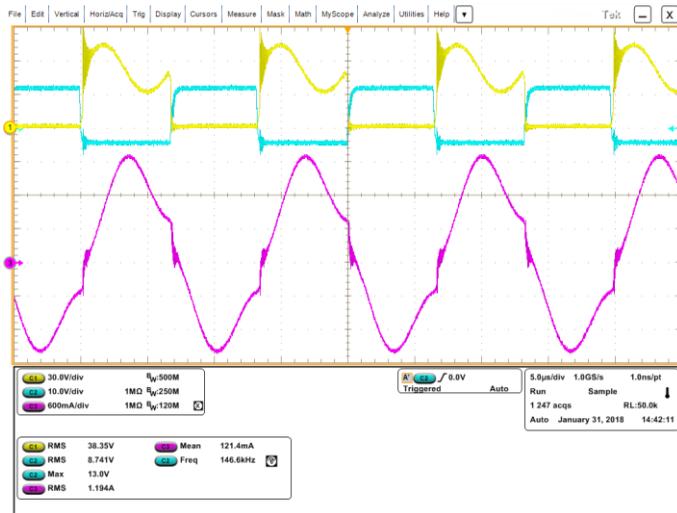


Figura 44 - Curvas de tensão do interruptor e corrente  $i_{Lr}$ .

A Figura 45 mostra em magenta a corrente de saída (totalmente retificada).

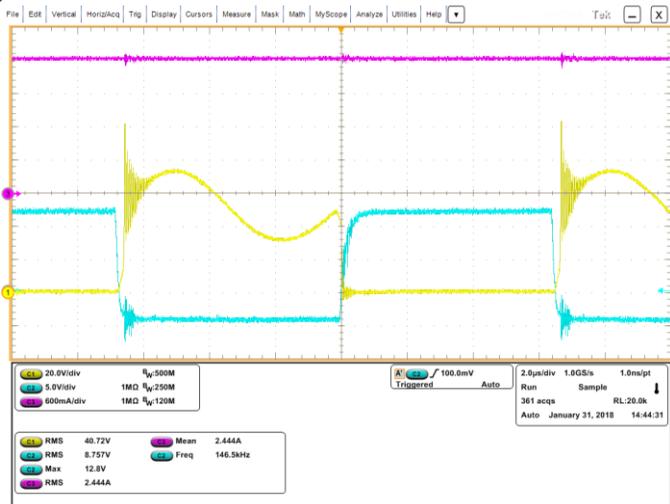


Figura 45 - Curva com a corrente de saída.

A Figura 46 mostra a tensão no primário do transformador ( $v_{ab}$ ) na cor amarela, e na cor magenta a corrente também no primário do transformador ( $i_{Lr}$ ).

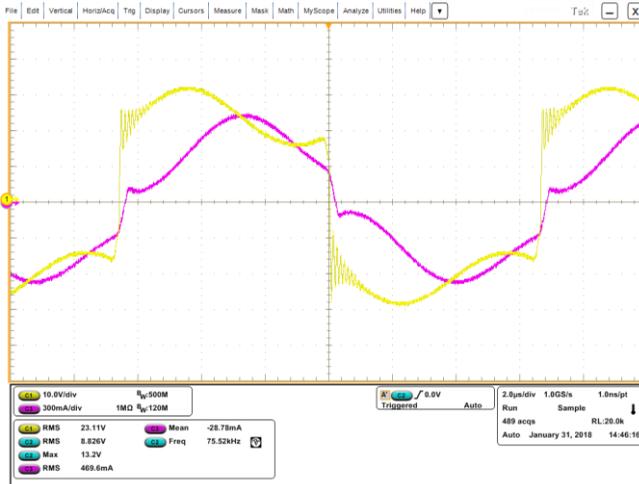


Figura 46 - Curva com tensão e corrente no primário do transformador.

A Figura 47 mostra a tensão em um dos diodos na cor azul, na cor amarela a tensão  $v_{ab}$  e em magenta a corrente  $i_{Lr}$ .

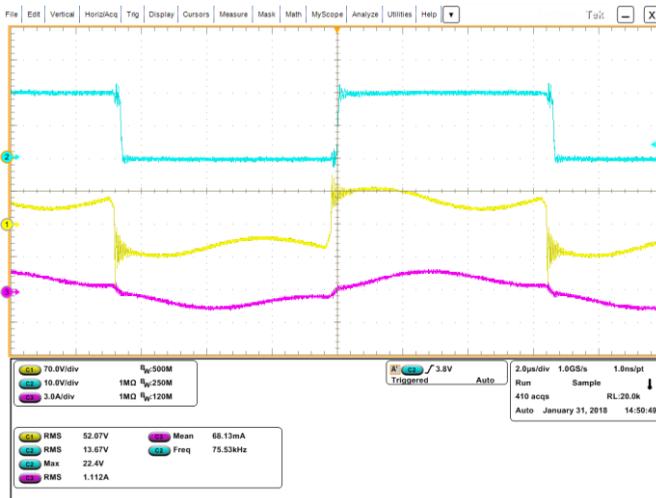


Figura 47 - Curva de tensão do diodo e  $v_{ab}$  e corrente  $i_{Lr}$ .

## 5.5 TESTE COM 150 V DE ENTRADA

Com uma tensão de 150 V de entrada observou-se uma tensão de 57,6 V de saída, mantendo-se em 2,6 vezes a diferença entre tensões.

A corrente de entrada média foi de 3 A, enquanto a de saída foi de 7,29 A. Isso fornece uma potência de entrada de 450 W e de saída de 419,9 W, resultando em um rendimento de 93,3%.

A Figura 48 mostra a tensão do primário do transformador ( $v_{ab}$ ) na cor amarela, em azul a tensão do secundário do transformador e em magenta a corrente de saída do conversor. Percebe-se que a corrente de saída está retificada e que as tensões assumiram forma semelhante ao esperado.

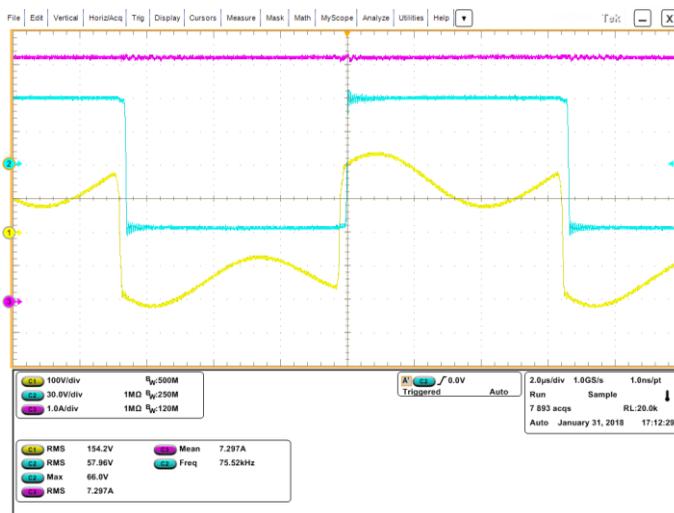


Figura 48 - Curvas de tensão  $v_{ab}$  e secundário do trafo, e corrente de saída.

A Figura 49 mostra novamente as tensões  $v_{ab}$  e do secundário do transformador comparando com a corrente no primário do transformador  $i_{Lr}$  em magenta. Aqui percebe-se que a frequência de 75,5 kHz passou a ser menor que a necessária, visto que na corrente  $i_{Lr}$  a corrente passou a subir um pouco após chegar próximo a zero. Isso se deve ao fato de que ao aumentar a tensão e potência a influência dos parasitas passou a ser menos percebida pelo sistema.

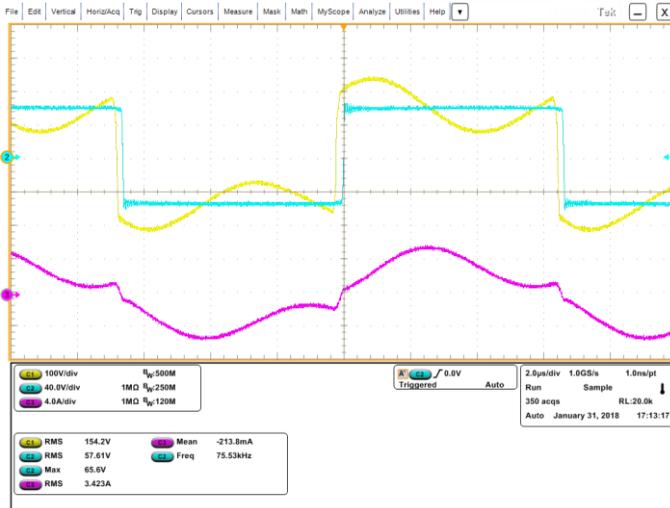


Figura 49 - Curvas de tensão  $v_{ab}$  e secundário do trafo, e corrente  $i_{Lr}$ .

A Figura 50 mostra a tensão em um transistor MOSFET em amarelo, e sua tensão de  $gate$  em azul. Em magenta encontra-se a corrente  $i_{Lr}$ . Percebe-se que o tempo morto utilizado é suficiente para que não haja um curto-circuito com 2 interruptores opostos conduzindo ao mesmo tempo.

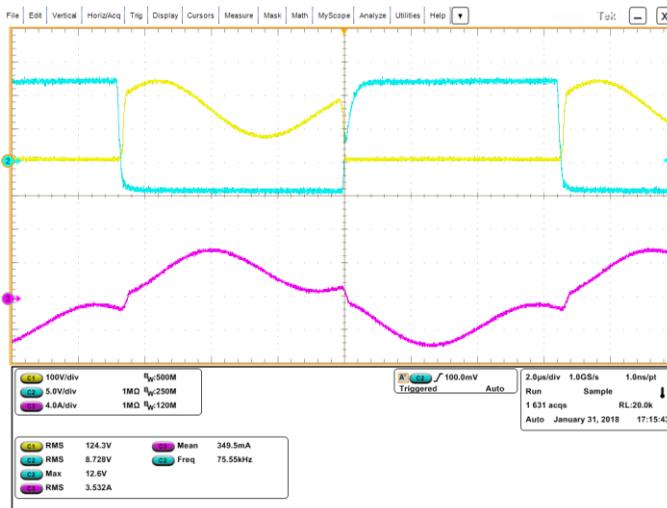


Figura 50 - Curvas de tensão e  $gate$  do interruptor, e corrente  $i_{Lr}$ .

A Figura 51 é um comparativo entre as tensões do interruptor MOSFET e de um Diodo. O qual em amarelo é a tensão no transistor e em azul a tensão no diodo. Em magenta a corrente  $i_{Lr}$ .

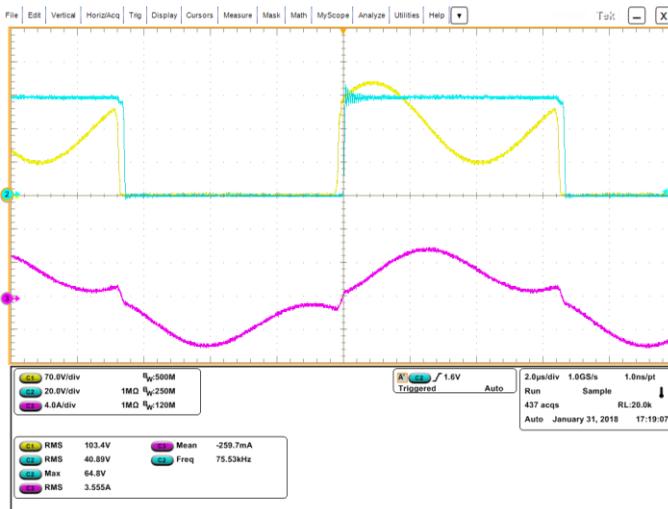


Figura 51 - Tensão do interruptor e diodo, corrente  $i_{Lr}$ .

## 5.6 TESTE COM 200 V DE ENTRADA

Com uma tensão de 200 V de entrada observou-se uma tensão de 77,6 V de saída, com uma diferença de 2,57 vezes entre tensões.

A corrente de entrada média foi de 4,13 A, enquanto a de saída foi de 9,95 A. Isso fornece uma potência de entrada de 825,7 W e de saída de 772,03 W, resultando no rendimento de 93,5%.

A Figura 52 mostra a tensão no interruptor MOSFET em amarelo, a tensão no diodo em azul e a corrente  $i_{Lr}$  em magenta.

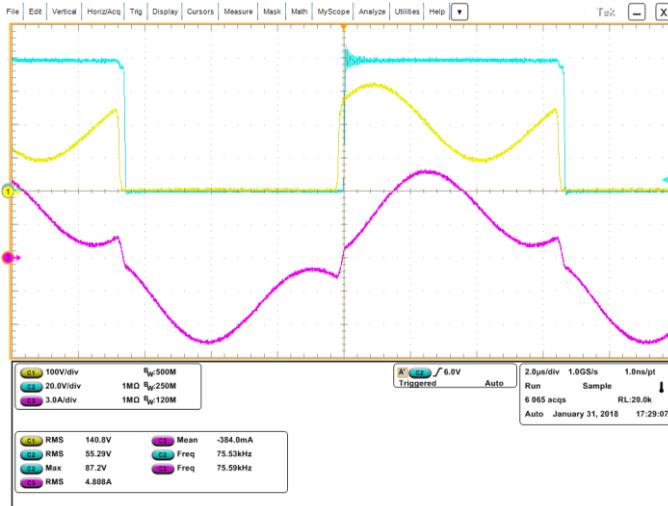


Figura 52 - Curvas de tensão do interruptor e diodo, e corrente  $i_{Lr}$ .

A Figura 53 mostra a tensão no transistor MOSFET em amarelo, a tensão de *gate* desse mesmo interruptor em azul e a corrente  $i_{Lr}$  em magenta.

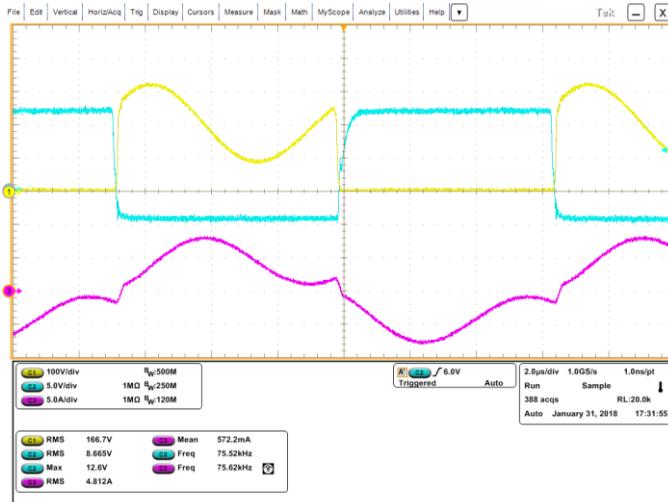


Figura 53 - Curvas de tensão no interruptor e *gate*, e corrente  $i_{Lr}$ .

A Figura 54 mostra a tensão no primário do transformador ( $v_{ab}$ ) em amarelo, em azul a tensão do secundário do transformador e em magenta a corrente  $i_{Lr}$ .

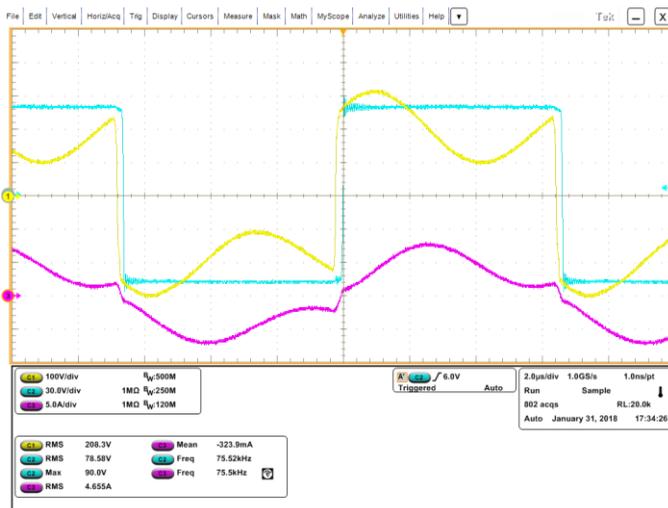


Figura 54 - Curvas de tensão  $v_{ab}$  e secundário do transformador, e corrente  $i_{Lr}$ .

### TESTE COM 258,26 V DE ENTRADA

Esse foi o último patamar de testes realizado, visto que devido a troca da capacitância no projeto a escolha dos transistores MOSFET foi realizada de forma errada utilizando-se de dados anteriores a essa troca. Com isso a tensão de pico nos interruptores iria extrapolar o limite máximo dos transistores utilizados. Dessa forma considerou-se prudente não elevar mais a tensão aplicada nos testes.

E para esse teste a frequência de comutação foi alterada para  $77,5\text{ kHz}$  e o tempo morto reduzido à  $120\text{ ns}$ , visando uma melhora de rendimento do conversor.

Com uma tensão de  $258,26\text{ V}$  de entrada observou-se uma tensão de  $101,27\text{ V}$  de saída, com uma diferença de 2,55 vezes entre tensões.

A corrente de entrada média foi de  $5,37\text{ A}$ , enquanto a de saída foi de  $13,07\text{ A}$ . Isso fornece uma potência de entrada de  $1386,85\text{ W}$  e de saída de  $1323,60\text{ W}$ , resultando no melhor rendimento até então de  $95,44\%$ .

A Figura 55 mostra a tensão no interruptor MOSFET em amarelo, a tensão de saída do transformador em azul e a corrente  $i_{Lr}$  em magenta.

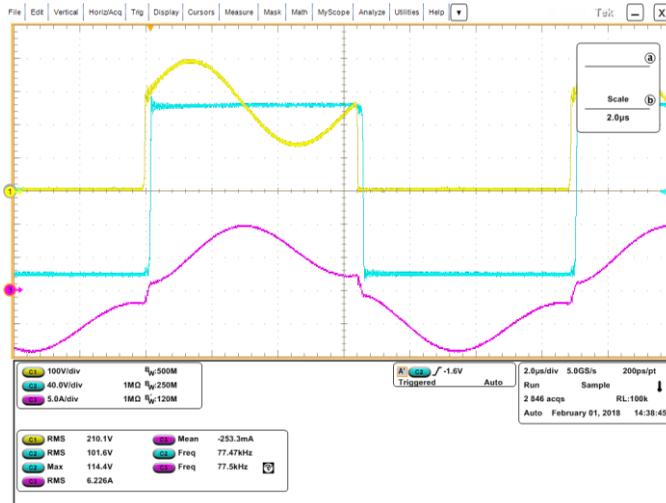


Figura 55 - Curvas de tensão no interruptor MOSFET e saída do transformador, e corrente  $i_{Lr}$ .

### 5.7 TESTE COM TENSÃO DE 200 V E CARGA DE 29,2 $\Omega$

Um último teste foi realizado ao substituir a carga que anteriormente era a nominal de 8,3  $\Omega$  por uma de 29,2  $\Omega$ .

Com uma tensão de 200,8 V de entrada observou-se uma tensão de 81,95 V de saída, com uma diferença de 2,44 vezes entre tensões.

A corrente de entrada média foi de 1,209 A, enquanto a de saída foi de 2,83 A. Isso fornece uma potência de entrada de 242,8 W e de saída de 231,92 W, resultando em um rendimento de 95,5%.

Acreditamos que esse rendimento elevado se deve ao fato de que a corrente de saída é menor do que a com a carga inicial, e dessa forma as perdas de condução no transformador são menores. Porém, as perdas por comutação devem ter aumentado consideravelmente tendo em vista a forma de corrente  $i_{Lr}$ .

A Figura 56 mostra a tensão no interruptor em amarelo, em azul a tensão de saída do transformador e em magenta a corrente  $i_{Lr}$ . Percebe-se que ao se alterar a carga a operação de ressonância se alterou também.

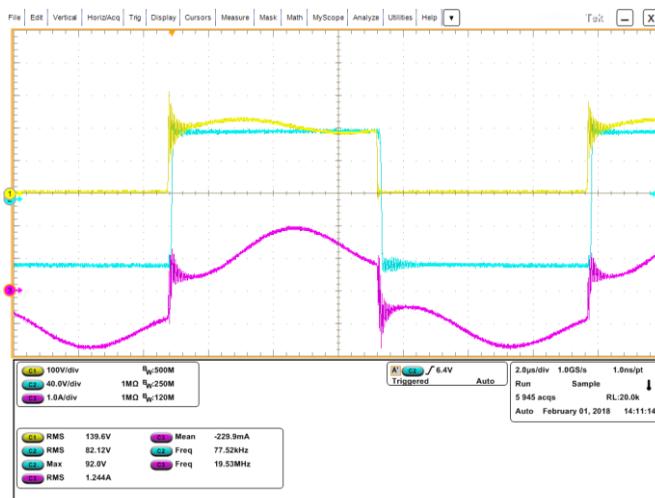


Figura 56 - Curvas de tensão no transistor e saída do transformador, e corrente  $i_{Lr}$ .

## 6 RESUMO DE METODOLOGIA DE PROJETO

A seguir um passo a passo do que eu considero importante para a execução do projeto de um conversor CC-CC ressonante.

- 1º) Definição de Especificações desejadas: Como potência de operação, tensão de entrada e saída, frequência de comutação, etc;
- 2º) Cálculo de valores preliminares: Calcular a partir das equações que regem o conversor valores de frequência de ressonância, correntes, cargas, etc;
- 3º) Cálculo da indutância  $L_r$  do indutor ressonante;
- 4º) Cálculo da capacitância  $C_r$  do capacitor ressonante;
- 5º) Cálculo da capacitância  $C_o$  do capacitor de filtro de saída;
- 6º) Simular o conversor e verificar as curvas obtidas;
- 7º) Utilizar os resultados de simulação para a definição de componentes, cuidando com os valores de tensão e corrente que todos estarão submetidos. Calcular perdas de condução e variação de temperatura dos componentes necessários;

- 8º) Desenvolver layout de placa impressa levando em conta as tensões e correntes que irão percorrer pelas trilhas de cobre;
- 9º) Soldar os componentes e ir testando cada etapa de funcionamento da placa;
- 10º) Realizar uma bateria de testes.

## 7 TRABALHOS FUTUROS

Para uma continuidade desse projeto seria interessante a troca dos interruptores MOSFET para suportar a tensão de pico e então tentar chegar a potência nominal. Além de realizar um layout de placa impressa única do conversor CC-CC ressonante com malha fechada para controle.

Posterior a isso realizar o *interleaving* entre dois ou mais braços retirando o filtro de saída  $C_o$  para a verificação das formas de onda resultantes, rendimentos e etc.

## 8 CONCLUSÃO

Conclui-se que a teoria aplicada ao conversor CC-CC ressonante realmente se aplica na prática. Mas há uma extrema dificuldade de se operar em malha aberta visto que existem variações nas indutâncias e capacitâncias intrínsecas do conversor como um todo, o qual reflete diretamente na frequência de comutação necessária para se trabalhar na ressonância.

Percebe-se também que a corrente que transita entre os interruptores e diodos realmente tende a zero nas regiões de comutação quando o conversor esta trabalhando no ponto ideal de ressonância. Isso diminui muito as perdas de comutação, mesmo trabalhando em alta frequência de comutação, o qual não acontece em outros tipos de conversores.



## REFERÊNCIAS

- [1] MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 4. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2011.
- [2] MÜHLETHALER, Jonas. **MODELING AND MULTI-OBJECTIVE OPTIMIZATION OF INDUCTIVE POWER COMPONENTS**. 2012. 223 f. Tese (Doutorado) - Curso de Sciences, Eth Zurich, Zurich, 2012.
- [3] MOON, Dongok; PARK, Junsung; CHOI, Sewan. New Interleaved Current-Fed Resonant Converter With Significantly Reduced High Current Side Output Filter for EV and HEV Applications. **IEEE Transactions On Power Electronics**, [s.l.], v. 30, n. 8, p.4264-4271, ago. 2015. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2014.2360470>.
- [4] BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 7. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2012.
- [5] <http://gecko-simulations.com/geckocircuits.html> - 2017.
- [6] <https://www.ptc.com/en/products/mathcad>
- [7] <http://www.mouser.com/ds/2/149/FCA22N60N-1007044.pdf>
- [8] [https://www.mouser.com/ds/2/205/DSSK60-02A\\_DSSK60-02AR-479974.pdf](https://www.mouser.com/ds/2/205/DSSK60-02A_DSSK60-02AR-479974.pdf)
- [9] <https://www.digikey.com/product-detail/en/ixys/DSSK60-02A/DSSK60-02A-ND/1994981>
- [10] BEZERRA, Pedro André Martins. **INVERSOR TRIFÁSICO PWM FONTE DE TENSÃO COM INTEGRAÇÃO DE INTERRUPTORES EM DELTA**. 2013. 217 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.



## APÊNDICE A – Revisão de equacionamento do Conversor CC-CC ressonante

Uma breve revisão de equacionamento com relação às equações expostas no capítulo 2 visando a compreensão e validação das mesmas.

A partir do circuito equivalente a 1ª etapa de operação do conversor CC-CC ressonante é possível obter as equações desejadas. Esse circuito encontra-se na Figura 57.

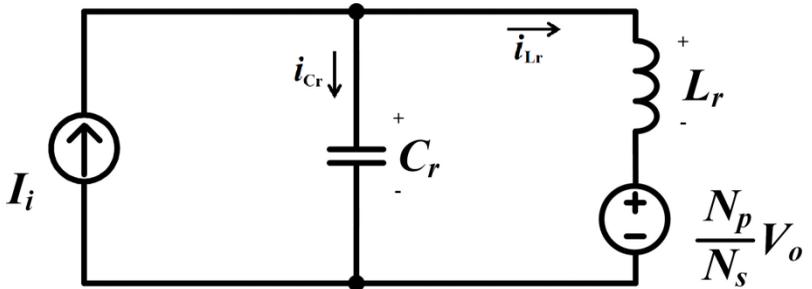


Figura 57 - Circuito equivalente a 1ª etapa de operação.

Resolvendo através da malha de corrente, temos que:

$$I_i = i_{Cr} + i_{Lr} \quad (A1)$$

$$i_{Cr} = C_r \frac{d}{dt}(v_{Cr}) \quad (A2)$$

E sabendo que:

$$i_{Lr} = I_i(1 - \cos(\omega_r t)) \quad (A3)$$

$$v_{Cr} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_i \sin(\omega_r t) + \frac{N_s}{N_p} V_o \quad (A4)$$

Então substituindo A4 em A2, temos A5:

$$i_{Cr} = C_r \frac{d}{dt}(v_{Cr}) = C_r \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_i \omega_r \cos(\omega_r t) \quad (A5)$$

E substituindo A5 e A3 em A1, temos A6:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad (\text{A6})$$

O qual comprova que as equações do conversor são coerentes.

E para confirmar que os equacionamentos aqui foram feitos corretamente, pode-se também realizar os cálculos através da soma de tensões:

$$v_{Cr} = v_{Lr} + V_o \quad (\text{A7})$$

$$v_{Lr} = L_r \frac{d}{dt}(i_{Lr}) \quad (\text{A8})$$

E substituindo A3 em A8, temos A9:

$$v_{Lr} = L_r I_i \omega_r \sin(\omega_r t) \quad (\text{A9})$$

E substituindo A4 e A9 em A7, temos A10:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad (\text{A10})$$

O qual novamente confirma que as equações estão corretas.

## APÊNDICE B – Planilha de cálculo desenvolvido no MathCad

### Conversor CC-CC Isolado Ressonante Alimentado em Corrente

Aluno: Marcelo Pietro Grützmacher Contin

#### 1 - Especificações de Projeto

Potência de entrada	$P_i := 3000\text{W}$	
Potência de saída	$P_o := P_i$	
Tensão de entrada	$V_i := 380\text{V}$	
Tensão de saída	$V_o := 158.333\text{V}$	
Frequência de chaveamento	$f_s := 80\text{kHz}$	
Frequência de ressonância	$f_r := 2 \cdot f_s = 160\text{kHz}$	
Corrente de entrada	$I_i := \frac{P_i}{V_i} = 7.895\text{A}$	
Frequência angular de chaveamento	$\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s = 5.027 \times 10^5 \frac{1}{s}$	$\left(\frac{\text{Rad}}{s}\right)$
Frequência angular de ressonância	$\omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_r = 1.005 \times 10^6 \frac{1}{s}$	$\left(\frac{\text{Rad}}{s}\right)$
Resistência de carga	$R_L := \frac{V_o^2}{P_o} = 8.356\Omega$	
Corrente de saída	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 18.947\text{A}$	
Número de enrolamentos do primário	$N_p := 36$	
Número de enrolamentos do secundário	$N_s := 13$	

li de acordo com o enrolamento:

$$I_{L2} := \frac{N_s \cdot V_o}{N_p \cdot R_L} = 7.895 \text{ A}$$

Ganho estático

$$M := \frac{V_o}{V_i} = 0.417$$

## 1 - Especificações de Projeto

### 2 - Cálculo de $L_r$

Given

$$\text{Equação de ganho do conversor} \quad M = \frac{(\pi \cdot N_p \cdot \omega_T) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_s}{\omega_T} \cdot \pi\right)\right) \cdot N_s}{(\pi \cdot N_p \cdot \omega_T) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_s}{\omega_T} \cdot \pi\right)\right) \cdot N_p + \frac{\omega_T \cdot L_r}{R_L} \cdot \omega_s}$$

$$\text{Find}(L_r) \rightarrow 1.4249970000008730279e-7 \text{ s} \cdot \Omega$$

$$L_r = 31.426 \mu\text{H}$$

Devido ao trafo  
(indutância de  
dispersão do Trafo 2)

Fator de qualidade

$$Q := \frac{\omega_T \cdot L_r}{R_L} = 3.781$$

### 2 - Cálculo de $L_r$

### 3 - Cálculo de $C_r$

Given

$$\omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}}$$

$$\text{Find}(C_r) \rightarrow \frac{9.8946468400721235094e-13 \text{ s}^{2.0}}{L_{r2}^{1.0}}$$

OU

Capacitância de Cr

$$C_{r1} := \frac{1}{\omega_r^2 \cdot L_r} = 31.4855 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_r := C_{r1}$$

Conferindo se Lr e Cr estão de acordo:

$$\omega_{r1} := \frac{1}{\sqrt{C_r \cdot L_r}} = 1.005 \times 10^6 \frac{1}{\text{s}} \quad \left( \frac{\text{Rad}}{\text{s}} \right)$$

Frequência de ressonância OK

$$f_{r1} := \frac{\omega_{r1}}{2 \cdot \pi} = 160 \cdot \text{kHz}$$

$$f_r = 160 \cdot \text{kHz}$$

Frequência de chaveamento OK

$$f_{s1} := \frac{f_{r1}}{2} = 80 \cdot \text{kHz}$$

$$f_s = 80 \cdot \text{kHz}$$

## 3 - Cálculo de Cr

## 4 - Cálculo de Co

Ondulação de Tensão máxima permitida:

$$\Delta V_{o\%} := 0.0374$$

$$\Delta V_o := \Delta V_{o\%} \cdot V_o = 5.922 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta V_o}{2} = 2.961 \text{ V}$$

$$V_{o\_m\acute{a}x} := V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 161.294 \text{ V}$$

$$V_{o\_m\acute{i}n} := V_o - \frac{\Delta V_o}{2} = 155.372 \text{ V}$$

$$C_o := \frac{P_i}{2 \cdot f_s \cdot (V_{o\_m\acute{a}x}^2 - V_{o\_m\acute{i}n}^2)} = 9.999 \cdot \mu\text{F}$$

## 4 - Cálculo de Co

▾ Cálculos com Trafo - Indutância de Dispersão

$$Z_{12} := 19.866 \cdot 10^{-3} \quad (\text{teste no primário com secundário em aberto})$$

$$Z_{22} := 31.1843 \cdot 10^{-6} \quad (\text{secundário em curto, testando no primário})$$

$$Z_{12} = L_{\sigma 12} + L_{M12}$$

$$Z_{22} = L_{\sigma 12} + \frac{L_{M12} \cdot (L_{\sigma 12})}{L_{M12} + (L_{\sigma 12})}$$

Given

$$Z_{22} = (Z_{12} - L_{M12}) + \frac{L_{M12} \cdot (Z_{12} - L_{M12})}{L_{M12} + (Z_{12} - L_{M12})}$$

$$\text{Find}(L_{M12}) \rightarrow (0.019850401726317782509 \quad -0.019850401726317782509)$$

$$L_{M12} := 0.019850401726317782509$$

$$L_{\sigma 12} := Z_{12} - L_{M12} = 1.5598273682 \times 10^{-5}$$

Com relação ao secundário:

$$Z_{L22} := 3.45183 \cdot 10^{-3}$$

$$Z_{L52} := 5.49356 \cdot 10^{-6}$$

Given

$$Z_{L52} = (Z_{L22} - L_{M22}) + \frac{L_{M22} \cdot (Z_{L22} - L_{M22})}{L_{M22} + (Z_{L22} - L_{M22})}$$

$$\text{Find}(L_{M22}) \rightarrow (0.0034490821262598546597 \quad -0.0034490821262598546596)$$

$$L_{M22} := 0.0034490821262598546597$$

$$L_{\sigma 22} := Z_{L22} - L_{M22} = 2.7478737401 \times 10^{-6}$$

$$n := \frac{N_p}{N_s} = 2.4$$

$$X_2 := \frac{L_{\sigma 12}}{L_{\sigma 22}} = 5.676 \quad Y_2 := \frac{L_{M12}}{L_{M22}} = 5.755 \quad n^2 = 5.76$$

Logo, a dispersão vista pelo capacitor no primário é:

$$L_{res} := L_{\sigma 12} + L_{\sigma 22} n^2 = 31.426 \frac{1}{H} \mu H$$