

JOSÉ LUCAS ARAUJO FAVI

**CONVERSOR RESSONANTE PARA APLICAÇÃO BIOMÉDICA EM
ELETROCIRURGIA**

Ilha Solteira
2018



JOSÉ LUCAS ARAUJO FAVI

CONVERSOR RESSONANTE PARA APLICAÇÃO BIOMÉDICA EM ELETROCIRURGIA

Texto de Dissertação apresentado à Faculdade de Engenharia do Câmpus de Ilha Solteira - UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Especialidade: Automação.

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin
Orientador

Ilha Solteira
2018

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

F274c Favi, José Lucas Araujo.
Conversor ressonante para aplicação biomédica em eletrocirurgia / José Lucas Araujo Favi. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2018
130 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2018

Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia

1. Eletrocirurgia. 2. Bisturi elétrico. 3. Conversores ressonantes. 4. LCLC.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Ilha Solteira

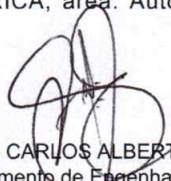
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

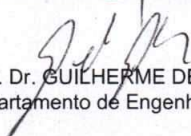
TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Conversor Ressonante para Aplicação Biomédica em Eletrocirurgia

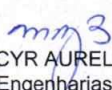
AUTOR: JOSÉ LUCAS ARAUJO FAVI

ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia / Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Ilha Solteira, 08 de outubro de 2018

AGRADECIMENTOS

Meus agradecimentos a todos os familiares, amigos, professores e funcionários da FEIS-UNESP, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial, dedico meus agradecimentos:

- A Deus, por ter me dado força e saúde para chegar até aqui;
- Aos meus avós, Benedicta e Walfredo, e à minha mãe, Aparecida Tânia, pelo carinho, amor, apoio e incentivo;
- À minha namorada, Mirian Elisa, pelo apoio, incentivo e confiança durante esse tempo todo;
- Ao Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, por proporcionar-me essa oportunidade e por todo ensinamento, incentivo, confiança e orientação;
- Ao Prof. Dr. Guilherme Azevedo e Melo, pelo acompanhamento em todo o trabalho, sugestões e incentivo;
- Aos meus amigos e colegas do laboratório que de forma direta ou indiretamente me ajudaram, em especial ao Luis de Oro e ao João Carlos, pela ajuda e incentivo;
- O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001

RESUMO

Neste trabalho, apresentou-se o estudo de um gerador eletrocirúrgico utilizando um conversor ressonante. Com o intuito de realizar procedimentos cirúrgicos, o bisturi elétrico, ou eletrônico, apresenta grandes vantagens ao método clássico do bisturi de aço inoxidável. Para conseguir os efeitos terapêuticos desejados, corte e coagulação, sem que haja qualquer estímulo nervoso, utiliza-se sinal senoidal com alta frequência. Os conversores ressonantes são estruturas chaveadas que operam em elevadas frequências com baixas perdas, logo, alto rendimento. Fez-se, então, um estudo sobre as estruturas inversoras e os filtros ressonantes. A sequência do trabalho trata da análise da estrutura proposta (*Full-Bridge* – LCLC – ZVS – FM) demonstrando as etapas envolvidas em um ciclo de chaveamento do conversor e o seu equacionamento. A partir de uma metodologia para calcular os parâmetros do filtro, definiram-se os valores das indutâncias e das capacitâncias séries e paralelas. Projetou-se o controlador por meio de uma metodologia que visa o controle pelos valores de pico das formas de onda. Realizaram-se simulações dos modos de operação desejados e observaram-se os valores encontrados da tensão de saída, da corrente de saída, da corrente de entrada e a comutação ZVS para variadas cargas. Implementou-se um protótipo do qual os resultados práticos obtidos são apresentados e discutidos.

Palavras-chave: Eletrocirurgia. Bisturi elétrico. Conversores ressonantes. LCLC.

ABSTRACT

In this work, a study of an electrosurgical generator was presented using a resonant converter. In order to perform surgical procedures, electric or electronic scalpel presents great advantages to the classic method of the stainless steel scalpel. To achieve the desired therapeutic effects, cutting and coagulation, without any nerve stimulation, sine wave signal is applied with high frequency. Resonant converters are switched structures that operate at high frequencies with low losses, hence, high efficiency. A study was then made about inverter structures and resonant filters. The work sequence was the analysis of the proposed structure (Full-Bridge LCLC-ZVS-FM) demonstrating the steps involved in a converter switching cycle and its equation. From a methodology to calculate filter parameters, values of series and parallel inductances and capacitances were defined. The controller was designed using a methodology that controls the peak values of the waveforms. Simulations of the desired modes of operation were executed out and the values of output voltage, output current, input current and ZVS switching were observed for various loads. A prototype was implemented and the results obtained are presented and discussed.

Keywords: Electrosurgery. Electric scalpel. Resonant converters. LCLC.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Formas de Onda de um Gerador Eletrocirúrgico	18
Figura 2	Sistema Aterrado	21
Figura 3	Sistema Isolado com Bisturi Monopolar	22
Figura 4	Bisturi Bipolar	22
Figura 5	Tipos de Bisturis	23
Figura 6	Lesão por Acoplamento Capacitivo	24
Figura 7	Diagrama de Blocos de uma Estrutura Linear	26
Figura 8	Exemplo de Inversor Ressonante	27
Figura 9	Inversor <i>Buck-Boost</i>	27
Figura 10	Inversor <i>Buck</i> "Multifase" de Duas Vias	28
Figura 11	Estágios de um Inversor Ressonante	30
Figura 12	Meia-Ponte Assimétrica	31
Figura 13	Meia-Ponte	32
Figura 14	<i>Push-Pull</i>	32
Figura 15	Ponte Completa	33
Figura 16	Três Níveis	33
Figura 17	Filtro LC Série	34
Figura 18	Ganho Filtro LC Série	35
Figura 19	Impedância de Entrada Filtro LC Série	36
Figura 20	Filtro LC Paralelo	36
Figura 21	Ganho Filtro LC Paralelo	38
Figura 22	Impedância de Entrada Filtro LC Paralelo	38
Figura 23	Filtro LCC	39

Figura 24	Ganho Filtro LCC	40
Figura 25	Impedância de Entrada Filtro LCC	40
Figura 26	Filtro LLC	41
Figura 27	Ganho Filtro LLC	42
Figura 28	Impedância de Entrada Filtro LLC	42
Figura 29	Filtro LCLC	43
Figura 30	Ganho Filtro LCLC	44
Figura 31	Impedância de Entrada Filtro LCLC	44
Figura 32	Conversor Proposto	46
Figura 33	Primeira Etapa	47
Figura 34	Segunda Etapa	47
Figura 35	Quarta Etapa	48
Figura 36	Quinta Etapa	49
Figura 37	Formas de Onda do Inversor	50
Figura 38	Planos de Fase	51
Figura 39	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 0,5$)	55
Figura 40	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 1$)	56
Figura 41	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 2$)	56
Figura 42	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 0,5$)	57
Figura 43	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 1$)	57
Figura 44	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 2$)	58
Figura 45	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 0,5$)	58
Figura 46	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 1$)	59
Figura 47	Potência de Saída Normalizada ($A_c = 2$)	59
Figura 48	Inversor Ressonante	60
Figura 49	Equivalente de Thevenin	61

Figura 50	Característica de Saída de um Inversor Ressonante	62
Figura 51	Reatâncias dos Filtros Ressonantes	63
Figura 52	Características de Saída do Inversor	68
Figura 53	Potência de Saída do Inversor	69
Figura 54	Projeção da Superfície de Potência	69
Figura 55	Projeção da Superfície de Potência com $C_f = 4,7 \text{ nF}$	70
Figura 56	Diagrama de Controle Utilizado Comumente	72
Figura 57	Diagrama de Controle Simplificado	73
Figura 58	Diagrama a Pequenos Sinais	75
Figura 59	Circuito para Modelação	76
Figura 60	Resposta em Frequência da Função de Transferência	80
Figura 61	Resposta em Frequência da Malha de Potência	81
Figura 62	Resposta em Frequência do Sistema, Compensador e Sistema Compensado .	82
Figura 63	Circuito de Simulação - Primário	83
Figura 64	Circuito de Simulação - Secundário	84
Figura 65	Circuito de Simulação - Controle e Lógica	84
Figura 66	Curvas para Modo <i>Cut</i> - 300Ω	85
Figura 67	Potência, Corrente e Tensão na Carga	86
Figura 68	Potência, Corrente e Tensão na Carga	87
Figura 69	Curvas para Modo <i>Blend</i> 50 % - 300Ω	89
Figura 70	Potência, Corrente e Tensão na Carga	90
Figura 71	Esforços de Tensão nas Chaves Auxiliares - <i>Blend</i> - 2000Ω	91
Figura 72	Esforços de Corrente nas Chaves Auxiliares - <i>Blend</i> - 100Ω	92
Figura 73	Curvas para Modo <i>Coag</i> - 500Ω	94
Figura 74	Potência, Corrente e Tensão na Carga	95
Figura 75	Esforços de Tensão nas Chaves Auxiliares - <i>Coag</i> - 2000Ω	96

Figura 76	Esforços de Corrente nas Chaves Auxiliares - <i>Coag</i> - 100Ω	97
Figura 77	Curvas para Modo <i>Fulg</i> - 500Ω	99
Figura 78	Potência, Corrente e Tensão na Carga	100
Figura 79	Esforços de Tensão nas Chaves Auxiliares - <i>Fulg</i> - 2000Ω	101
Figura 80	Esforços de Corrente nas Chaves Auxiliares - <i>Fulg</i> - 100Ω	102
Figura 81	Circuito de <i>Driver</i>	106
Figura 82	Nova Superfície de Potência.	107
Figura 83	Novas Curvas de Ganho.	108
Figura 84	Diagrama Elétrico Final do Inversor.	109
Figura 85	Arranjo Experimental.	110
Figura 86	Microcontrolador e Placa do Protótipo.	110
Figura 87	Pontos de Ganho do Inversor.	111
Figura 88	Resultados Adquiridos - $V_{DC} = 200\text{ V}$; $f_{sw} = 650\text{kHz}$; $R_o = 300\Omega$	112
Figura 89	Resultados Adquiridos - $V_{DC} = 200\text{ V}$; $f_{sw} = 700\text{kHz}$; $R_o = 300\Omega$	113
Figura 90	Resultados Adquiridos - $V_{DC} = 200\text{ V}$; $f_{sw} = 575\text{kHz}$; $R_o = 1950\Omega$	114

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Faixa de Potência para Tipos de Cirurgias	20
Tabela 2	Dados do Projeto	65
Tabela 3	Parâmetros Calculados	68
Tabela 4	Valores de Simulação - Modo <i>Cut</i>	88
Tabela 5	Valores de Simulação - Modo <i>Blend</i> 50 %	93
Tabela 6	Valores de Simulação - Modo Coag	98
Tabela 7	Valores de Simulação - Modo Fulg	103
Tabela 8	Principais Características do GaN FET TPH3206PS.	105
Tabela 9	Novos Parâmetros Calculados	106
Tabela 10	Valores de Contorno do Projeto do Indutor Série	123
Tabela 11	Características do Condutor Empregado no Indutor	123
Tabela 12	Características do Núcleo do Indutor	124
Tabela 13	Projeto do Indutor Série	125
Tabela 14	Valores de Contorno do Projeto do Transformador	128
Tabela 15	Características do Condutor Empregado no Transformador	128
Tabela 16	Características do Núcleo do Transformador	129
Tabela 17	Projeto do Transformador	130

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
2	ELETROCIRURGIA	16
2.1	EVOLUÇÃO HISTÓRICA	16
2.2	EFEITOS ELETROCIRÚRGICOS	18
2.2.1	Corte	18
2.2.2	Fulguração	19
2.2.3	Dessecação	19
2.3	TIPOS DE SISTEMAS E INSTRUMENTOS	21
2.3.1	Sistema aterrado	21
2.3.2	Sistema isolado	21
2.3.3	Bisturi monopolar	21
2.3.4	Bisturi bipolar	22
2.3.5	Formas de bisturi	22
2.4	RISCOS NA ELETROCIRURGIA	24
2.5	UNIDADES GERADORAS ELETROCIRÚRGICAS	26
2.6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS	29
3	INVERSORES RESSONANTES	30
3.1	TOPOLOGIAS DE ESTÁGIO DE INVERSÃO	31
3.1.1	Meia-ponte assimétrica	31
3.1.2	Meia-ponte (<i>Half-bridge</i>)	31
3.1.3	<i>Push-pull</i>	32

3.1.4	Ponte completa (<i>Full-bridge</i>)	32
3.1.5	Três níveis (<i>Three-level</i>)	33
3.2	TIPOS DE FILTROS RESSONANTES	34
3.2.1	LC série	34
3.2.2	LC paralelo	36
3.2.3	LCC ou série-paralelo	38
3.2.4	LLC	40
3.2.5	LCLC	42
3.3	CONCLUSÕES	45
4	ANÁLISE DO CONVERSOR	46
4.1	ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR	46
4.1.1	Etapa 1	46
4.1.2	Etapa 2	47
4.1.3	Etapa 3	48
4.1.4	Etapa 4	48
4.1.5	Etapa 5	48
4.1.6	Etapa 6	49
4.1.7	Formas de onda e planos de fase	49
4.2	ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR	52
4.2.1	$\overline{Po}$ para $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 1,2$	55
4.2.2	$\overline{Po}$ para $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 1$	57
4.2.3	$\overline{Po}$ para $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 0,8$	58
4.3	METODOLOGIA DE PROJETO	60
4.4	CÁLCULOS DOS ELEMENTOS RESSONANTES	65
4.5	CONCLUSÕES	71

5	MODELAÇÃO E SIMULAÇÕES	72
5.1	MODELAÇÃO E CONTROLE	72
5.1.1	<i>Simplified power control scheme, SPCS</i>	72
5.1.2	Modelação do inversor ressonante	75
5.2	SIMULAÇÕES	83
5.2.1	Modo de operação <i>cut</i>	84
5.2.2	Modo de operação <i>blend 50 %</i>	88
5.2.3	Modo de operação <i>coag</i>	93
5.2.4	Modo de operação <i>fulg</i>	98
5.3	CONCLUSÕES	104
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
6.1	ADEQUAÇÕES DO PROJETO	106
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	111
6.3	CONCLUSÕES	115
7	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	116
	REFERÊNCIAS	117
	APÊNDICE A - PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	120
A.1	INDUTOR SÉRIE	120
A.2	TRANSFORMADOR	126

1 INTRODUÇÃO

A necessidade de sempre evoluir as técnicas de cirurgia com o intuito de garantir segurança ao paciente, principalmente, e a todos os cirurgiões e enfermeiros envolvidos aliada à busca por um menor tempo de execução da cirurgia e, bem como, um menor tempo de recuperação do paciente faz da eletrocirurgia ótima opção frente ao tradicional procedimento com bisturi de aço inoxidável (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993). As unidades geradoras eletrocirúrgicas (UGEs) são normalmente construídas utilizando transistores bipolares de potência como amplificadores, de modo a se obter um sinal senoidal de alta frequência e potência suficiente para que haja o efeito clínico desejado no tecido alvo (SCHNEIDER JUNIOR; ABATTI, 2005).

Atualmente, pesquisadores desenvolveram UGEs utilizando conversores convencionais com dois estágios de potência (FRIEDRICHS; ERICKSON; GILBERT, 2011) e com um único estágio (JENSEN; MAKSIMOVIC, 2017). Estes conversores não possuem saídas senoidais, mas saídas em onda quadrada ou, no caso do segundo, saídas com formato variável, conforme o desejo do usuário - triangular e trapezoidal, por exemplo. Estas formas de onda possuem diferentes fatores de crista que propiciam diferentes efeitos clínicos no tecido.

Neste trabalho, estuda-se uma UGE a partir de um conversor ressonante que seja capaz de oferecer as formas de onda necessárias para alcançar os efeitos clínicos desejáveis para as cargas, segundo a norma regulamentadora. Para isso, sua estrutura é a seguinte:

No Capítulo 2, apresenta-se a eletrocirurgia: sua história, seus modos de operação, os riscos envolvidos e os tipos de UGEs desenvolvidos;

No Capítulo 3, estudam-se os estágios inversores e os filtros ressonantes, principais integrantes de um conversor ressonante: suas vantagens e desvantagens;

No Capítulo 4, o inversor proposto é analisado apresentando a etapas de funcionamento e equacionamentos, e o cálculo dos elementos ressonantes por meio do estudo de uma metodologia de projeto;

No Capítulo 5, estuda-se o método de controle, calcula-se o compensador e fazem-se simulações computacionais do conversor para todos os modos de operação;

No Capítulo 6, analisam-se e se discutem os resultados práticos adquiridos pelo protótipo

construído;

No Capítulo 7, as conclusões gerais e as propostas para trabalhos futuros são apresentadas;

No Apêndice A, desenvolve-se o projeto do indutor e transformador.

2 ELETROCIRURGIA

Presente em mais de 80% de procedimento cirúrgicos (MCCAULEY, 2010), a eletrocirurgia consiste na utilização de corrente elétrica em alta frequência na faixa de 300 kHz a 3 MHz para obter-se diferentes resultados clínicos por variados métodos (LACOURSE et al., 1985). As vantagens de se utilizar um bisturi elétrico sobre um bisturi com lâmina de aço são (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993):

- Curto tempo de cirurgia, tornando-se mais rápida e como consequência: o paciente permanece sob menor tempo anestesiado;
- Poder coagular o tecido durante o mesmo procedimento, reduzindo o sangramento excessivo de modo a evitar hemorragias;
- Menor tempo de recuperação do paciente.

2.1 EVOLUÇÃO HISTÓRICA

Os efeitos da corrente elétrica em alta frequência no ser humano são estudados desde o fim do século XX. Em 1881, William J. Morton observou que correntes com frequências acima de 100 kHz não causavam espasmos musculares, dores ou queimaduras no corpo humano. Dez anos depois, 1891, Jacque Arsène d'Arsonval descobriu que para frequências superiores a 10 kHz nenhum efeito colateral era observado no corpo humano. Em 1897, Franz Nagelschmidt investigou os efeitos terapêuticos do calor produzido por correntes de altas frequências em pacientes com problemas de circulação e articulação, chamando tal efeito de **diatermia**. O primeiro uso da corrente elétrica em procedimento cirúrgico foi em 1900 com Joseph Riviére utilizando o aparelho construído por d'Arsonval para tratamento de câncer de pele (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993).

No início dos anos 1900, Simon Pozzi utilizou alta frequência, baixa densidade de corrente e alta tensão, produzindo várias centelhas, para o tratamento de células cancerígenas e chamou a técnica de **fulguração**. Eugène-Louis Doyen aplicou esta técnica com uma placa aterrada ligada ao gerador sob um paciente e observou que a corrente penetrava mais profundamente na pele e causava o efeito que ele denominou de **eletrocoagulação**. William Clark, em 1910,

alterou as configurações do aparelho feito por Nagelschmidt e Doyen, aplicando alta densidade de corrente e baixa tensão e, conseqüentemente, mudou a produção de várias centelhas por apenas uma mais quente e curta, aumentando sua capacidade de penetração. Ao observar no microscópio, Clark viu que as células eram destruídas por desidratação e chamou este efeito de **dessecação** em 1914 (MASSARWEH; COSGRIFF; SLAKEY, 2006).

Em 1925, Grant Eben Ward percebeu que a forma de onda da corrente aplicada no tecido influencia no efeito, ou seja, uma corrente senoidal ininterrupta é mais eficaz para cortar o tecido, enquanto que uma senóide amortecida é mais indicada para o efeito de coagulação (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993). Utilizando um eletrodo para gerar os efeitos de corte e coagulação, William T. Bovie desenvolveu um gerador eletrocirúrgico o qual teve seu primeiro uso em 1 de Outubro de 1926 pelo médico Harvey Cushing no Peter Brent Bringham Hospital, Boston; o procedimento foi uma retirada de um mioma da cabeça de um paciente. Bovie é considerado o pai da eletrocirurgia (MASSARWEH; COSGRIFF; SLAKEY, 2006).

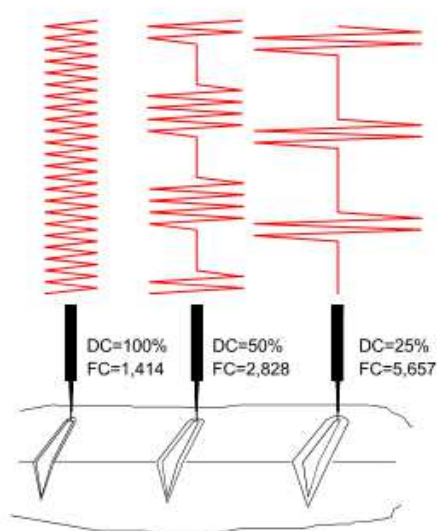
Interessada pela máquina construída por Bovie, a Liebel-Flarsheim Company comprou a patente e produziu o primeiro gerador eletrocirúrgico em escala comercial (MASSARWEH; COSGRIFF; SLAKEY, 2006). Nos anos seguintes, a mudança mais significativa na produção de UGEs ocorreu nos anos 70 quando houve a substituição das válvulas a vácuo por transistores bipolares, resultando em aparelhos menores e mais leves (LACOURSE; ROTHWELL; SELIKOWITZ, 1993). Com exceção da evolução eletrônica, avanços em eletrocirurgia são poucos (MCCAULEY, 2010):

- Anos 80 - transição do sistema aterrado para isolado;
- Anos 80 - desenvolvimento de unidades com saídas discretas;
- Anos 80 - desenvolvimento da monitoração da placa de retorno;
- 1987 - introdução de argônio no procedimento de coagulação;
- Anos 90 - desenvolvimento da monitoração de impedância de tecido pelo eletrodo ativo.

2.2 EFEITOS ELETROCIRÚRGICOS

Como dito anteriormente, o gerador eletrocirúrgico é capaz de alterar as características da forma de onda aplicada para produzir diferentes efeitos no corpo humano. Uma onda ininterrupta de baixa tensão é mais indicada para corte (configuração denominada de *Cut*) e uma onda que sofre uma interrupção e possui alta tensão gera o efeito de coagulação (configuração denominada de *Coag*), como é observado na Figura 1. Há, ainda, uma fase intermediária entre esses efeitos chamada de *Blend*. Esses efeitos são controlados pela razão cíclica (*duty cycle*, DC), que conforme diminui, aumenta o tempo de interrupção da forma de onda. Outro parâmetro importante é o Fator de Crista (FC) que é a razão entre o valor de pico da onda pelo valor eficaz da mesma, o qual indica diretamente o poder de coagulação da forma de onda (COVIDIEN, 2008).

Figura 1 - Formas de Onda de um Gerador Eletrocirúrgico



Fonte: Schneider Junior (2004).

2.2.1 Corte

O efeito de corte é caracterizado pela ruptura das células, uma vez que nestas é aplicada uma alta densidade de corrente, gerando calor rapidamente. Quando atingem 100°C, as células são vaporizadas. Neste processo, o bisturi deve estar ligeiramente próximo ao tecido alvo (COVIDIEN, 2008).

2.2.2 Fulguração

O efeito de fulguração, no qual o bisturi permanece distante do tecido e o gerador é utilizado na configuração Coag, caracteriza-se pela alta tensão e baixa densidade de corrente o que resulta em um faiscamento sobre o tecido alvo (COVIDIEN, 2008). Neste processo, as células ficam entre 70 °C e 80 °C o que resulta na desnaturação das proteínas e, logo, na coagulação daquelas (MONTEIRO, 2005).

2.2.3 Dessecação

Para realizar o efeito conhecido por dessecação, o instrumento deve estar em contato direto com o tecido e a configuração mais indicada é *Cut*. Embora esteja nesta configuração, a quantidade de calor produzida é menor do que quando quer-se cortar, uma vez que a densidade de corrente está atenuada devido à baixa potência aplicada. Em vez de vaporizarem e explodirem, as células chegam a mais de 90 °C, porém abaixo de 100 °C, secam e coagulam (MONTEIRO, 2005).

Conforme a vontade do cirurgião, pode-se cortar utilizando a configuração Coag, bem como coagular com a configuração *Cut*. Quando se usa *Cut* para realizar esses dois efeitos, baixa tensão é aplicada e a potência ajustada, logo reduzem-se as chances de obter algum efeito indesejado. Na Figura 1, há exemplos de corte com as configurações *Cut*, *Blend* e Coag. Observa-se que, no modo *Cut*, a penetração do corte é maior e à medida que vai passando para a configuração Coag, a formação de coágulos é incrementada (COVIDIEN, 2008).

Para atingir o efeito desejado, além da distância entre o bisturi e o paciente e a configuração usada, outro fator necessário é a potência selecionada. A pele seca possui uma resistência de 4 k Ω , enquanto que umedecida possui 1,5 k Ω . Internamente, a resistência do tecido é, geralmente, mil vezes menor que a da pele e, também, inversamente proporcional à quantidade de água que esse possui; assim: ossos, tendões e gorduras oferecem mais resistência do que intestino, músculos e nervos (LESIONES... , 2017; FAES et al., 1999).

A potência necessária para conseguir o efeito em cada um desses tecidos é diferente. Normalmente para cortar, aplica-se de 30 W a 100 W e, para coagular, entre 25 W e 50 W. Entretanto, algumas cirurgias demandam 250 W ou mais para cortar e 150 W ou mais para coagular (LACOURSE et al., 1985). Na Tabela 1, relacionam-se os tipos de cirurgia com as faixas de potência necessária.

Tabela 1 - Faixa de Potência para Tipos de Cirurgias

Baixa Potência	Média Potência	Alta Potência
< 30 W	Coagulação 30 W – 70 W Corte 30 W – 150 W	> 70 W > 150 W
Neurocirurgia Esterilização laparoscópica Vasectomia Polipectomia Dermatologia Cirurgia bucal Cirurgia plástica	Cirurgia geral Laparotomia Cirurgia de cabeça e pescoço Principais cirurgias ortopédicas Principais cirurgias vasculares Cirurgia torácica de rotina	Resseção transuretral Cirurgia de câncer Mastectomias

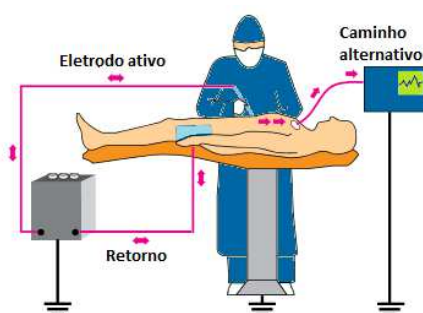
Fonte: Schneider Junior (2004).

2.3 TIPOS DE SISTEMAS E INSTRUMENTOS

2.3.1 Sistema aterrado

O sistema utilizado no início dos anos 20 possuía um aterramento no gerador eletrocirúrgico. A corrente deveria circular pelo gerador, paciente e retornar ao gerador por terra; entretanto, caso algum aparelho que estivesse aterrado entrasse em contato com o paciente, a corrente poderia retornar à terra por ele, uma vez que aquela flui pelo caminho de menor impedância, e causar queimaduras, já que a área de contato entre o paciente e esse retorno alternativo pode ser pequena (COVIDIEN, 2008).

Figura 2 - Sistema Aterrado



Fonte: adaptado de COVIDIEN (2008).

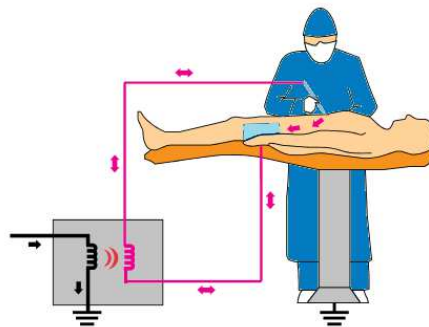
2.3.2 Sistema isolado

Para evitar lesões nos pacientes por meio da corrente de retorno à terra, desde 1968, utiliza-se o gerador eletrocirúrgico isolado, o qual pode ser analisado na Figura 3. Dessa forma, a corrente tem seu caminho não mais formado pela terra, ela deve voltar preferencialmente para o gerador, ainda que outros aparelhos aterrados entrem em contato com o paciente. Entretanto, caso a placa de retorno perca o contato com o paciente, lesões podem ocorrer (COVIDIEN, 2008).

2.3.3 Bisturi monopolar

Quanto ao instrumento, há dois tipos: monopolar e bipolar. O instrumento monopolar é caracterizado por apenas um eletrodo ativo no bisturi. A corrente flui por parte do corpo do paciente, criando um circuito formado por: gerador, bisturi, paciente e placa de retorno, conforme Figura 3 (COVIDIEN, 2008). A norma NBR IEC 60601-2-2:2013 indica o uso de UGEs para cargas entre pelo menos 100 Ω e 2 k Ω .

Figura 3 - Sistema Isolado com Bisturi Monopolar .

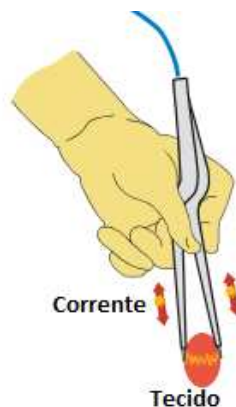


Fonte: adaptado de COVIDIEN (2008).

2.3.4 Bisturi bipolar

O bisturi bipolar possui dois eletrodos. A corrente flui apenas pelo tecido que fica entre esses dois eletrodos, limitando o percurso pelo corpo do paciente e fazendo-se desnecessário o uso da placa de retorno, o que causa um risco de lesões muito menor do que comparado ao monopolar, pois é aplicada menor potência (COVIDIEN, 2008). A norma NBR IEC 60601-2-2:2013 aponta uso de bisturi bipolar para cargas entre no mínimo $10\ \Omega$ e $1\ \text{k}\Omega$.

Figura 4 - Bisturi Bipolar



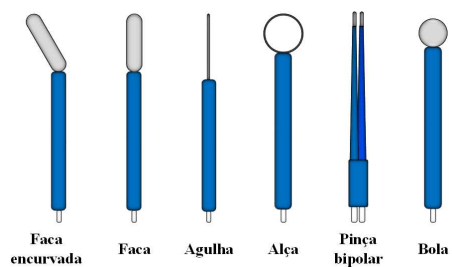
Fonte: adaptado de COVIDIEN (2008).

2.3.5 Formas de bisturi

Os bisturis possuem vários formatos: faca, bola, agulha, alça e pinça, conforme Figura 5. O tipo faca, pela semelhança ao bisturi de aço, é o mais utilizado. Para realizar dessecação e fulguração, o mais indicado é o tipo bola. O tipo agulha proporciona uma precisão maior do que os outros. A alça é usada para remoção (extirpação) dos tecidos. Principalmente para o

modo bipolar, o tipo pinça é usado para coagulação e corte em locais mais delicados.

Figura 5 - Tipos de Bisturis



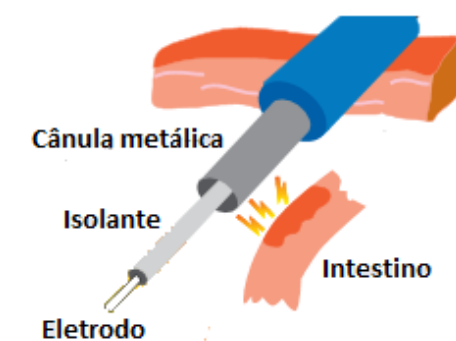
Fonte: adaptado de Schneider Junior (2004).

2.4 RISCOS NA ELETROCIRURGIA

Para garantir a segurança do paciente, além do já apresentado sistema isolado, são recomendados o uso de frequências superiores a 300 kHz e o emprego de um capacitor em série de no máximo 4,7 nF (monopolar) para evitar a presença de componente contínua na corrente (NBR IEC 60601-2-2:2013). Deve-se evitar o uso de outro instrumento de metal próximo do bisturi, pois pode haver uma energização desse instrumento e uma corrente indesejada circular por outro caminho lesionando tecidos adjacentes; este fenômeno é conhecido por acoplamento direto. Outra forma de se obter lesões indesejadas é a ruptura dielétrica do isolante a qual, normalmente, ocorre quando o modo Coag está ativo, ou seja, há a aplicação de alta tensão (COVIDIEN, 2008).

Pode haver, também, uma lesão causada pela energia armazenada entre o eletrodo e a cânula, caracterizando um acoplamento capacitivo. Uma vez que o eletrodo e a cânula podem ser de metal, há um armazenamento de energia por campo eletrostático no isolante e que pode ser descarregada em tecidos adjacentes, efeito que pode ser conferido na Figura 6; o uso de cânulas de plástico mitiga o efeito capacitivo, porém não o elimina. Os riscos com o tipo monopolar devem ser minimizados usando o eletrodo de retorno adequadamente, evitando que se solte, e posicionando-o de forma que não circule corrente pelo coração e em uma região com muita irrigação vascular próxima ao local da cirurgia (COVIDIEN, 2008).

Figura 6 - Lesão por Acoplamento Capacitivo



Fonte: adaptado de COVIDIEN (2008).

Deve-se evitar a presença de líquidos e gases inflamáveis na sala de operação uma vez que podem ocorrer explosões ao entrar em contato com as fagulhas. Para tanto, o uso de argônio para realizar a coagulação é feito, uma vez que este elemento é um gás nobre não-combustível que afasta o oxigênio do local e cria uma região de fácil ionização direcionando a fagulha para o tecido alvo (COVIDIEN, 2008). Um outro risco presente na eletrocirurgia é a fumaça resultante dos processos cirúrgicos. Vírus, bactérias e partículas cancerígenas estão presentes

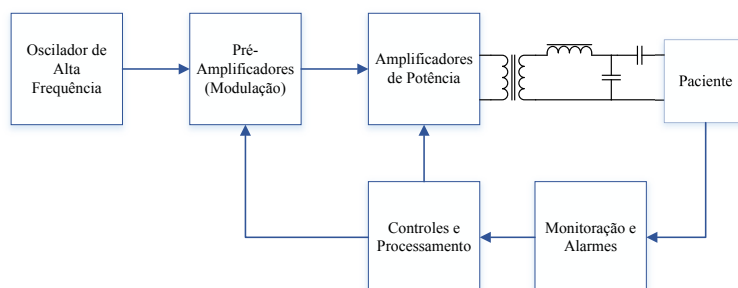
nessa fumaça, então o uso de um aparelho aspirador é indicado (COVIDIEN, 2008).

2.5 UNIDADES GERADORAS ELETROCIRÚRGICAS

Como já mencionado no início deste capítulo, a tecnologia empregada para a construção de UGEs era à base de válvulas a vácuo e centelhadores (*spark-gaps*). As primeiras tinham seu uso para realizar o corte enquanto que os segundos eram aplicados para produzir o efeito de coagulação. As ondas produzidas por esses componentes eram combinadas (origem do termo *blend*) para que houvesse um efeito de corte com coagulação (SCHNEIDER JUNIOR, 2004).

Com o advento dos componentes em estado sólido, os equipamentos tornaram-se menores e mais leves. As ondas passaram a ser geradas por osciladores para depois serem amplificadas por transistores bipolares de potência fornecendo a tensão necessária para o corte. As ondas antes originárias de centelhadores, tornaram-se ondas senoidais moduladas com sinais retangulares ou triangulares resultando em ondas com alta amplitude e amortecidas. Por fim, para obter o efeito de corte com coagulação, a mistura de ondas deu lugar à repetição periódica daquelas ondas amortecidas; mesmo assim, o termo *blend* prevaleceu (CASTRO, 1997). Na Figura 7, apresenta-se o diagrama de blocos de uma estrutura linear.

Figura 7 - Diagrama de Blocos de uma Estrutura Linear

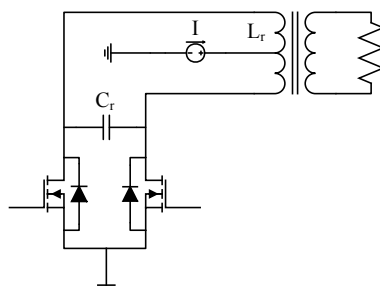


Fonte: adaptado de Schneider Junior (2004).

Com o surgimento do transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico ("*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*", MOSFET), obter um gerador eletrocirúrgico com saída chaveada tornou-se mais fácil de se implementar. A grande vantagem das estruturas chaveadas é o alto rendimento que estas provêm enquanto que as estruturas lineares tem um rendimento de 50% uma vez que estas possuem alta dissipação térmica, fazendo necessário proteção térmica mais robusta. As desvantagens comuns das fontes chaveadas são os altos picos de tensão reversa e a dificuldade de chaveamento a elevadas frequências, fazendo necessário circuitos de proteção contra tensão reversa. Entretanto, com o avanço tecnológico, cada vez mais surgem MOSFETs que suportam maiores tensões e comutam em elevadas frequências, surgindo outro problema: o alto custo dos interruptores (SCHNEIDER JUNIOR, 2004). Para conseguir uma saída senoidal utilizando uma fonte chaveada, devem-se utilizar inversores

ressonantes, como o Inversor Ressonante Paralelo *Push-Pull* à Fonte de Corrente visualizado na Figura 8.

Figura 8 - Exemplo de Inversor Ressonante



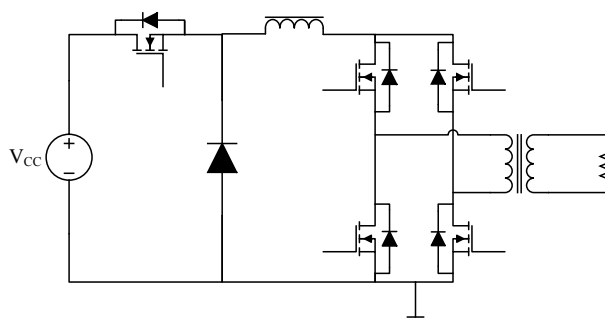
Fonte: adaptado de Sánchez-Trujillo et al. (2016).

Alguns pesquisadores desenvolveram, nos últimos anos, estruturas chaveadas não-ressonantes que possuem saída em onda quadrada. A primeira estrutura apresenta dois estágios de potência: o primeiro é um abaixador (*buck*) e o segundo um elevador (*boost*) em ponte completa (*full-bridge*).

O controle deste gerador eletrocirúrgico é dividido em três partes: corrente constante, potência constante e tensão constante. A mudança do tipo de controle se dá conforme ou a tensão ou a corrente de saída aumentem. O modo corrente constante apresenta o controle pelo pico de corrente do indutor entre os estágios de potência e atua no *buck* enquanto o *boost* trabalha como inversor.

A potência constante é garantida de forma que o *buck* possui $DC = 1$ enquanto o *boost* é controlado pelo pico de corrente do indutor. A tensão constante mantém o *buck* com $DC = 1$, mas o *boost* é controlado por modo tensão. A grande vantagem deste conversor é manter o nível de potência instantânea mais próxima à potência média do que os conversores ressonantes, diminuindo o risco de lesões indesejadas (FRIEDRICH; ERICKSON; GILBERT, 2011).

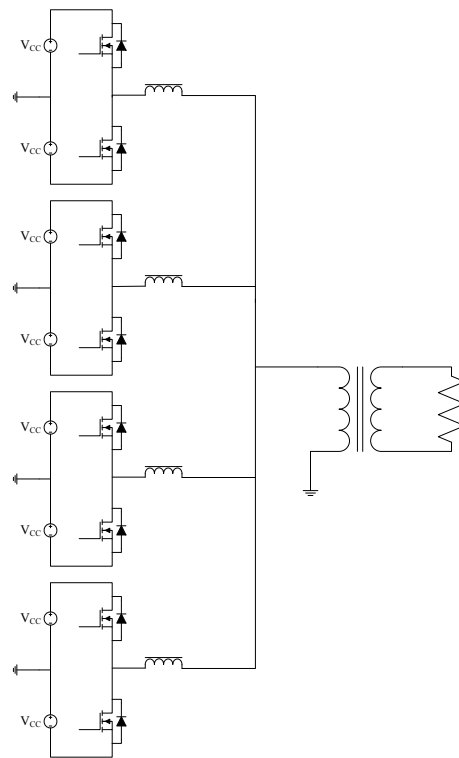
Figura 9 - Inversor *Buck-Boost*



Fonte: adaptado de Friedrichs, Erickson e Gilbert (2011).

A segunda estrutura utiliza apenas um estágio de potência, um *buck*, porém com quatro conversores intercalados. Operando a 2 MHz, este inversor utiliza a sobreposição das ondas de cada conversor para gerar uma onda na saída com 200 kHz. Utilizando modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM) e controle modo corrente, este conversor procura explorar outros formatos de onda além da quadrada como o anterior: ondas triangulares e trapezoidais. Estas formas de onda possuem FC diferentes que propiciam níveis de corte com coagulação diferentes. Uma vez que este conversor possui quatro "fases", a potência total fornecida é dividida entre as "fases", ou seja, em cada uma delas circula uma baixa corrente eficaz o que resulta em perdas baixas. Também procura-se reproduzir saída senoidal a 500 kHz (JENSEN; MAKSIMOVIC, 2017).

Figura 10 - Inversor *Buck* "Multifase" de Duas Vias



Fonte: adaptado de Jensen e Maksimovic (2017).

Foram apresentadas poucas topologias porque não há, na literatura, outros trabalhos de conversores para esta aplicação.

2.6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS

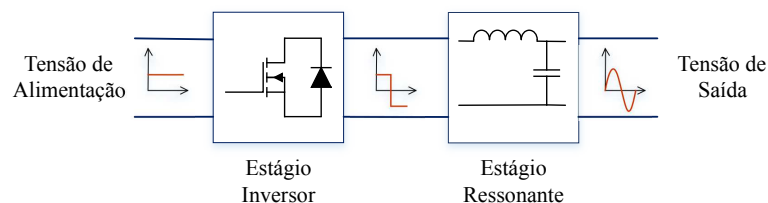
Após estudar as configurações das UGEs, propõe-se uma que seja capaz de entregar até 50 W, muito comum em cirurgias odontológicas e oftalmológicas, com apenas bisturi monopolar. Embora esses últimos conversores desenvolvidos apresentem vantagens sobre os conversores ressonantes, também apresentam desvantagens, por exemplo limitações no ganho do conversor, uma vez que não há o filtro; o que pode resultar em elevada tensão de barramento e, provavelmente, no uso de interruptores que suportem maior tensão, aumentando o custo. Portanto, este trabalho apresentará um inversor ressonante como estrutura de potência de uma UGE. O estágio inversor e o filtro a serem empregados serão escolhidos no próximo Capítulo.

3 INVERSORES RESSONANTES

Capazes de oferecer uma saída com alta frequência, baixas perdas por comutação e maior densidade de energia, os inversores ressonantes são altamente aplicados em diversas finalidades: aquecimento indutivo, transmissão de energia sem fio, purificação de água por radiação ultravioleta. Para eletrocirurgia, este tipo de inversor também é interessante. A grande vantagem do inversor ressonante é a possibilidade de comutação suave por corrente nula (*Zero Current Switching*, ZCS) ou por tensão nula (*Zero Voltage Switching*, ZVS). Para isso, a frequência de chaveamento deve estar antes ou após a frequência de ressonância do filtro, respectivamente. Esses tipos de comutação são escolhidas conforme as características das chaves utilizadas no estágio inversor: caso deseja-se utilizar o transistor bipolar com *gate* isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, IGBT), aplica-se comutação ZCS; se a intenção é utilizar os MOSFETs, logo, deve-se escolher comutação ZVS. Tanto ZCS quanto ZVS, apresentam portanto, baixíssimas perdas por comutação, bem como, supressão de interferência eletromagnética (*electromagnetic interference*, EMI) por condução em outros aparelhos ligados ao mesmo circuito. Outra propriedade dos conversores ressonantes é a aglutinação dos elementos parasitas das chaves e de um possível transformador (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Os inversores ressonantes são compostos por dois estágios: estágio de inversão (chaves) e estágio de ressonância (filtros), como apresentado na Figura 11. O estágio de inversão realiza a alternância da tensão de alimentação, normalmente contínua, por meio do acionamento das chaves. O estágio de ressonância é responsável por aplicar um ganho à tensão de entrada e deixar a onda da tensão de saída o mais senoidal possível.

Figura 11 - Estágios de um Inversor Ressonante



Fonte: adaptado de Ye, Jain e Sen (2004).

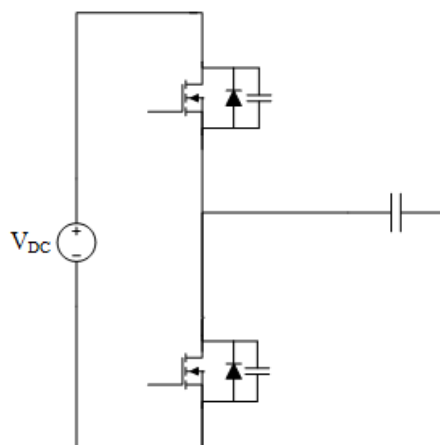
3.1 TOPOLOGIAS DE ESTÁGIO DE INVERSÃO

Os estágios de inversão são compostos por chaves MOSFETs ou IGBTs e comumente são analisadas quatro topologias: Meia-Ponte (*Half-Bridge*) assimétrica, Meia-Ponte (simétrica), *Push-Pull* e Ponte-Completa (*Full-Bridge*).

3.1.1 Meia-ponte assimétrica

Para realizar a inversão, esta topologia necessita de um capacitor série com o tanque ressonante, senão a saída possui apenas tensão de mesma polaridade. Este capacitor pode ser parte do filtro ressonante e sobre este há uma parcela de tensão contínua de valor da metade da tensão de alimentação, o que faz com que tal componente seja grande. Esta topologia apresenta apenas duas chaves, minimizando os custos; a tensão máxima suportada pela chave é $\frac{V}{2}$ e a tensão de saída é uma onda quadrada com amplitude de metade de tensão de alimentação (ÁLVAREZ, 1999).

Figura 12 - Meia-Ponte Assimétrica

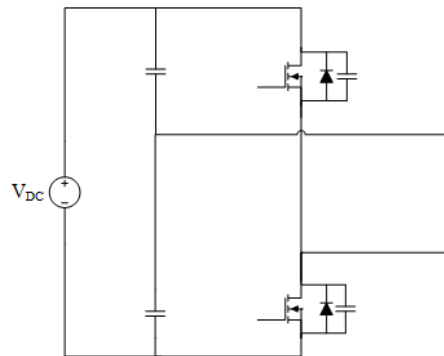


Fonte: adaptado de Álvarez (1999).

3.1.2 Meia-ponte (*Half-bridge*)

Empregando um ponto médio entre as chaves da topologia apresentada anteriormente por dois capacitores, reduz-se a necessidade do capacitor série com o tanque ressonante. A tensão máxima suportada pelas chaves é $\frac{V}{2}$ e a tensão de saída é uma onda quadrada com amplitude de metade de tensão de alimentação, da mesma maneira que a topologia anterior. Os capacitores da ponte devem ser escolhidos de forma que nas etapas de comutação não estejam sujeitos a picos elevados de corrente (ÁLVAREZ, 1999).

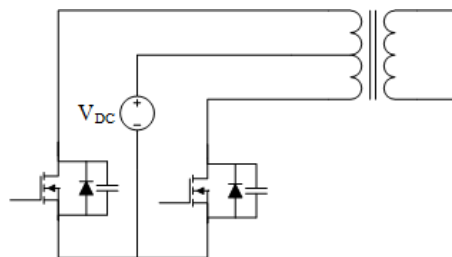
Figura 13 - Meia-Ponte



Fonte: adaptado de Álvarez (1999).

3.1.3 *Push-pull*

O inversor *Push-Pull* apresenta duas chaves controladas, porém a tensão suportada por cada é o dobro da tensão de alimentação uma vez que o transformador possui ponto médio no primário, ou seja, dois enrolamentos com tensão de alimentação aplicada em cada. A tensão de saída é uma onda quadrada com amplitude igual de tensão de alimentação multiplicada pela relação de espiras do transformador. Deve-se evitar a saturação do transformador, para isso emprega-se um capacitor série com o primário normalmente (ÁLVAREZ, 1999).

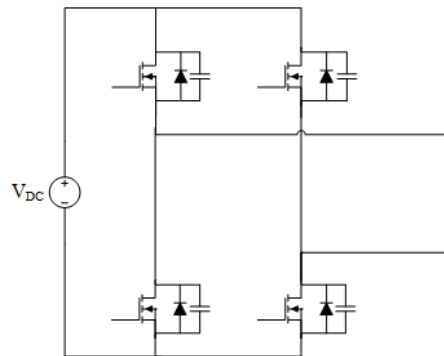
Figura 14 - *Push-Pull*

Fonte: adaptado de Álvarez (1999).

3.1.4 Ponte completa (*Full-bridge*)

Esta topologia apresenta quatro chaves, cada uma suportando uma tensão igual à tensão de alimentação. A tensão de saída é uma onda quadrada com amplitude igual à tensão de alimentação. Logo, tal topologia fornece o dobro de tensão comparada às Meia-Pontes e o quádruplo de potência, porém com o dobro das perdas por estarem duas chaves conduzindo (ÁLVAREZ, 1999).

Figura 15 - Ponte Completa

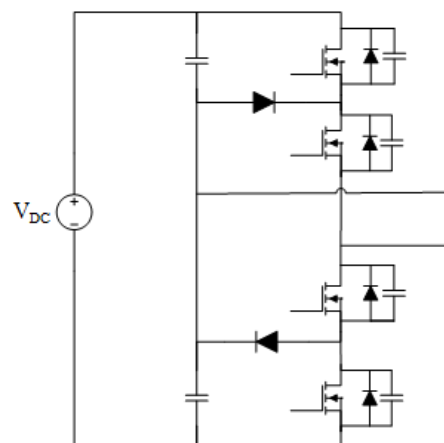


Fonte: adaptado de Álvarez (1999).

3.1.5 Três níveis (*Three-level*)

Para casos de elevadas potências, esta topologia apresenta saída com níveis máximos iguais à tensão de alimentação, positivo e negativo, e um terceiro nulo para a tensão de fase. Uma vez que as chaves se encontram em *toten pole*, uma sobre a outra, a tensão máxima sobre elas é igual à metade da tensão de alimentação, podendo-se ter também elevadas tensões de alimentação (PINHEIRO; BARBI, 1992).

Figura 16 - Três Níveis



Fonte: adaptado de Pinheiro e Barbi (1992).

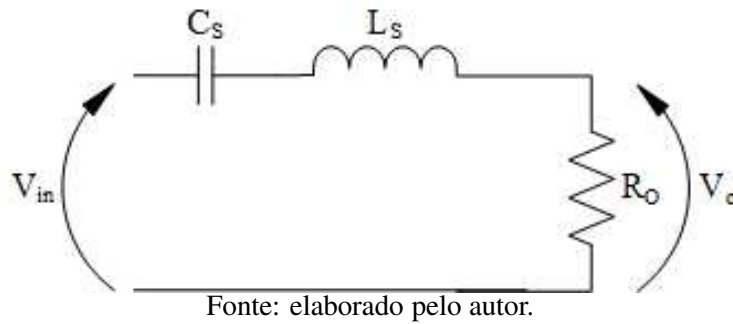
3.2 TIPOS DE FILTROS RESSONANTES

Os filtros ressonantes são compostos por indutores e capacitores, ou seja, por elementos passivos e reativos. Os mais estudados e presentes em projetos são: LC Série, LC Paralelo e LCC ou Série-Paralelo. Em alguns casos, verificam-se o LLC e o LCLC–Série-Paralelo.

3.2.1 LC série

O filtro LC série possui os elementos ressonantes em série com a carga, conforme é observado na Figura 17. A indutância série pode incorporar a indutância de dispersão de um transformador e a capacitância série pode incorporar capacitâncias em paralelo com as chaves.

Figura 17 - Filtro LC Série



O ganho do filtro e a impedância de entrada podem ser calculados:

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (1)$$

$$Z_p = R_o \quad (2)$$

$$Z_{in} = Z_s + Z_p \quad (3)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_p}{Z_{in}} \quad (4)$$

A frequência de ressonância é dada por:

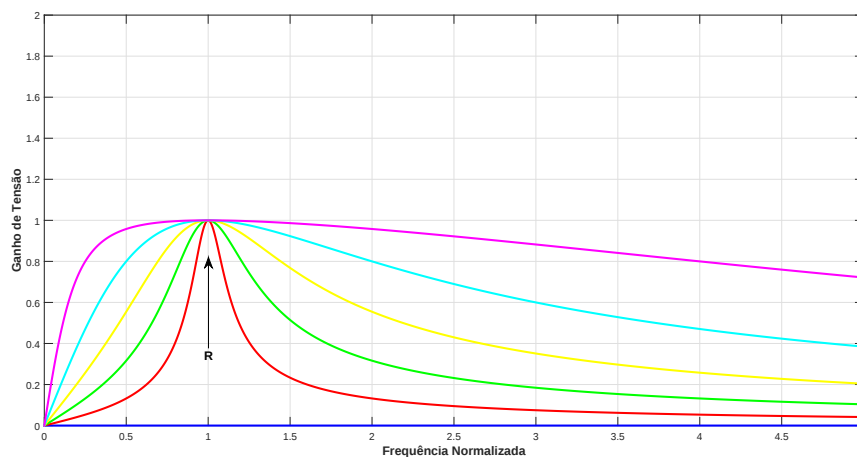
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (5)$$

Assim, a frequência de chaveamento normalizada é:

$$\overline{\omega} = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (6)$$

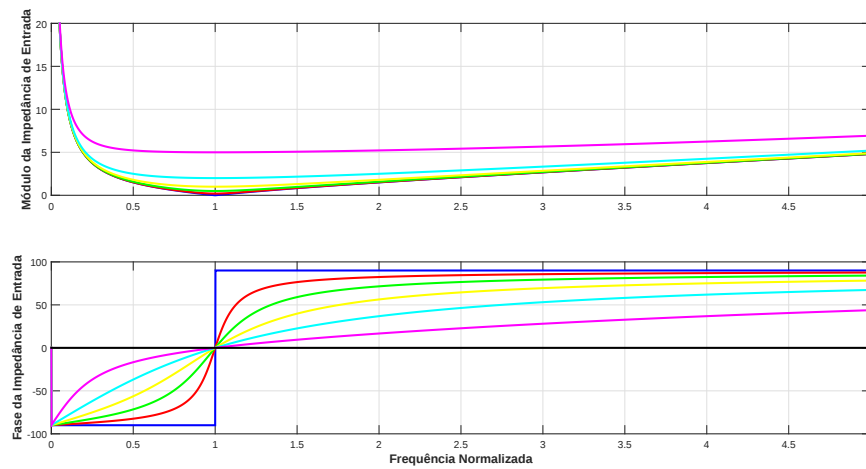
A resposta em frequência do filtro série é analisada na Figura 18 para a frequência de chaveamento normalizada e a impedância de entrada na Figura 19. Tal filtro, portanto, não possui a característica de ganho acima da entrada, função elevadora. Embora apresente a necessidade de carga mínima, oferece operação segura para curto-circuito de carga. Outro problema é a regulação ruim para cargas leves (OUTEIRO; BUJA; CZARKOWSKI, 2016).

Figura 18 - Ganho Filtro LC Série



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 19 - Impedância de Entrada Filtro LC Série

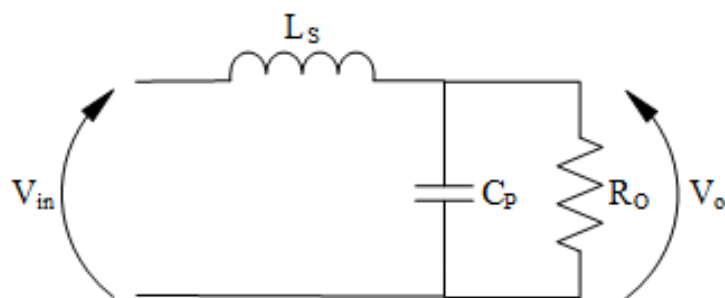


Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.2 LC paralelo

O filtro LC paralelo possui o indutor em série e o capacitor em paralelo com a carga, conforme é observado na Figura 20. A mesma incorporação da indutância do filtro série se faz neste caso; quanto à capacitância em paralelo, esta pode incorporar a capacitância parasita presente em um transformador.

Figura 20 - Filtro LC Paralelo



Fonte: elaborado pelo autor.

O ganho do filtro e a impedância de entrada podem ser calculados:

$$Z_s = j \omega L_s \quad (7)$$

$$Z_p = \left(j \omega C_p + \frac{1}{R_o} \right)^{-1} \quad (8)$$

$$Z_{in} = Z_s + Z_p \quad (9)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_p}{Z_{in}} \quad (10)$$

A frequência de ressonância é dada por:

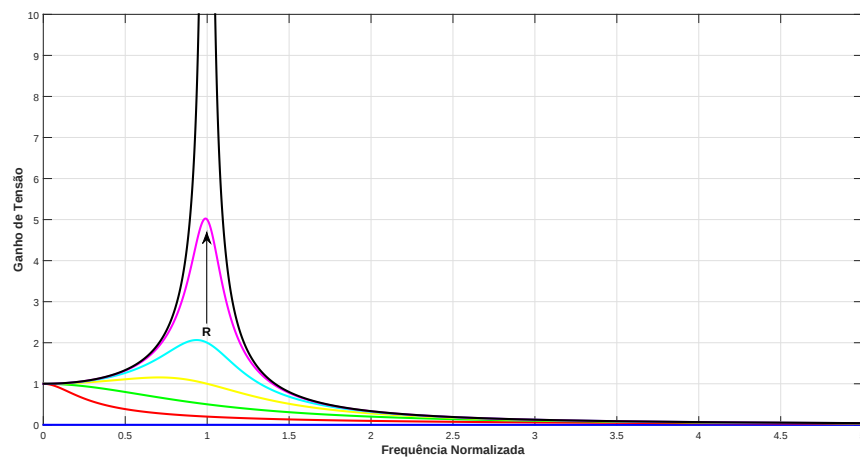
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad (11)$$

Assim, a frequência de chaveamento normalizada é:

$$\overline{\omega} = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (12)$$

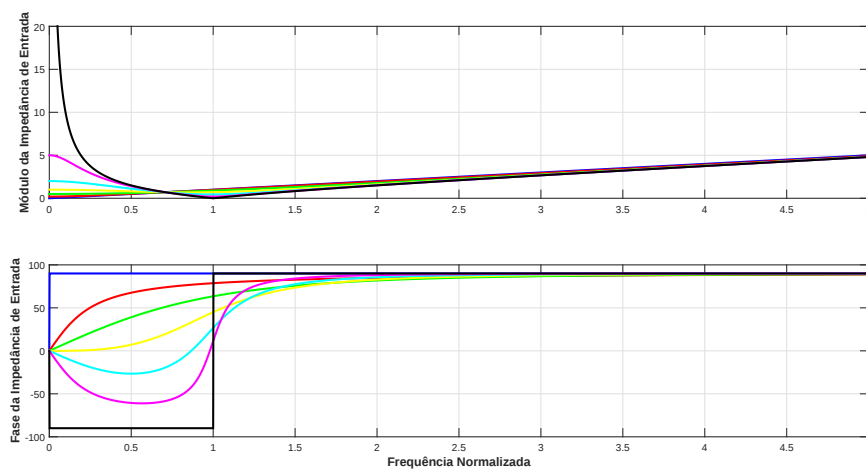
A resposta em frequência do filtro paralelo é analisada na Figura 21 para a frequência de chaveamento normalizada e a impedância de entrada na Figura 22, ambas desde carga nula ou curto-circuito, em azul, até carga infinita ou em vazio, em preto. Verifica-se que este filtro possui a configuração de passa-baixas, ou seja, entradas com baixa frequência não são tão atenuadas quanto entradas com alta frequência. Este filtro oferece a possibilidade de elevar a tensão acima do valor de entrada; ao diminuir a carga, entretanto, não diminui a corrente de entrada, ou seja, não se diminuem as perdas; portanto, diminui-se a eficiência do conversor. Outro fator interessante a se observar é a oferta de comutação ZCS e ZVS: observa-se que para frequências abaixo da ressonância, conforme aumenta-se a resistência de carga há uma transição de ZVS para ZCS; enquanto que para frequências superiores à de ressonância, a operação é ZVS para todas as cargas. Portanto, deve ter cautela ao operar um conversor com frequência de chaveamento abaixo da frequência de ressonância (OUTEIRO; BUJA; CZARKOWSKI, 2016). Um detalhe importante é a ausência do capacitor série o qual garante a não saturação de um possível transformador (TAN; RUAN, 2016).

Figura 21 - Ganho Filtro LC Paralelo



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 22 - Impedância de Entrada Filtro LC Paralelo

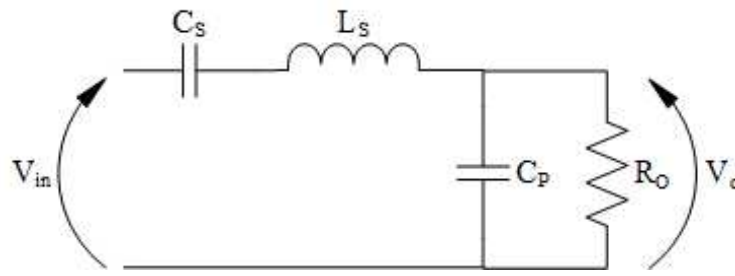


Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.3 LCC ou série-paralelo

O filtro LCC, também conhecido por série-paralelo, possui um par ressonante em série e um capacitor em paralelo com a carga, conforme é observado na Figura 23. As mesmas aglutinações de elementos parasitas anteriores se repetem.

Figura 23 - Filtro LCC



Fonte: elaborado pelo autor.

O ganho do filtro e a impedância de entrada podem ser calculados:

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (13)$$

$$Z_p = \left(j\omega C_p + \frac{1}{R_o} \right)^{-1} \quad (14)$$

$$Z_{in} = Z_s + Z_p \quad (15)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_p}{Z_{in}} \quad (16)$$

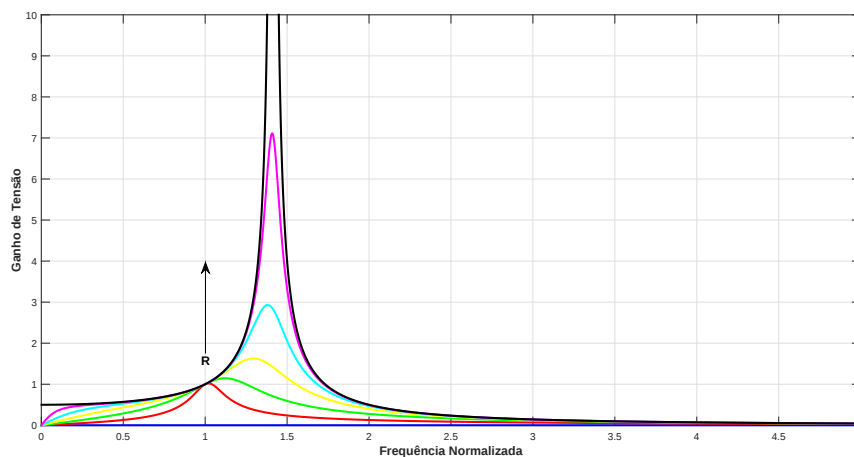
A frequência de ressonância é a mesma que para o filtro paralelo. A relação entre as capacitâncias é dada por:

$$A_c = \frac{C_p}{C_s} \quad (17)$$

A resposta em frequência do filtro LCC com $A_c = 1$ é analisada na Figura 24 para a frequência de chaveamento normalizada e a impedância de entrada na Figura 25, ambas desde carga nula ou curto-circuito, em azul, até carga infinita ou em vazio, em preto. Observa-se que este filtro é a união dos outros dois filtros já apresentados, desta forma, possui as características destes de forma que as desvantagens sejam mitigadas e as vantagens somadas. Ao variar a resistência de carga de nula para infinita, o filtro comporta-se inicialmente como um filtro série e muda seu comportamento para filtro paralelo. As comutações ZCS e ZVS são obtidas conforme a frequência de chaveamento, dando-se atenção à faixa em que conforme a variação de carga troca-se o tipo de comutação: ZCS para fase menor do que 0 e ZVS para fase maior do que 0

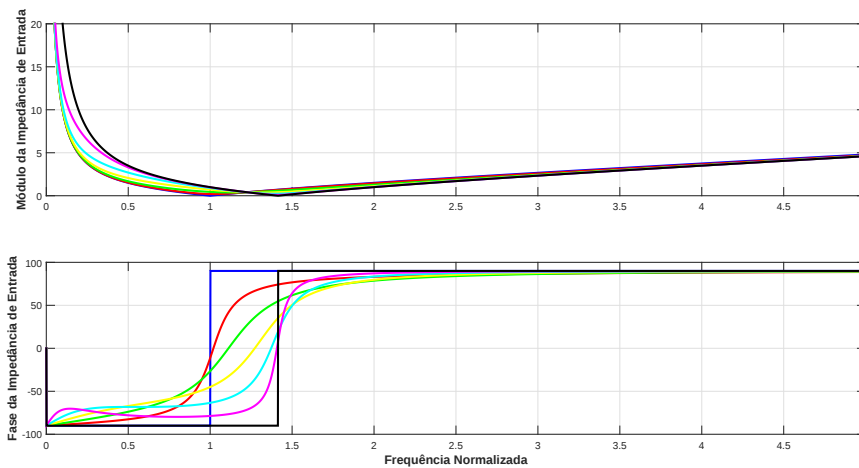
(OUTEIRO; BUJA; CZARKOWSKI, 2016).

Figura 24 - Ganho Filtro LCC



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 25 - Impedância de Entrada Filtro LCC

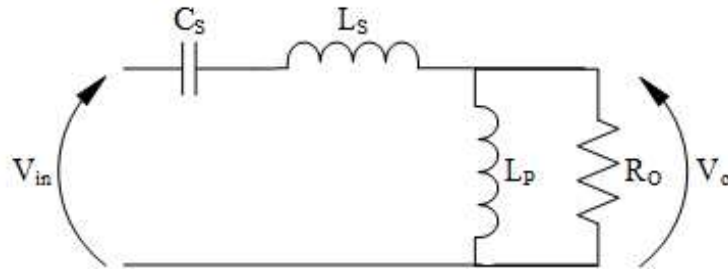


Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.4 LLC

O filtro LLC possui um par ressonante em série e um indutor em paralelo com a carga, conforme é observado na Figura 26. As mesmas aglutinações de elementos parasitas do par série podem ser efetuadas e a indutância paralela pode aglutinar a indutância de magnetização de um transformador.

Figura 26 - Filtro LLC



Fonte: elaborado pelo autor.

O ganho do filtro e a impedância de entrada podem ser calculados:

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (18)$$

$$Z_p = \left(\frac{1}{j\omega L_p} + \frac{1}{R_o} \right)^{-1} \quad (19)$$

$$Z_{in} = Z_s + Z_p \quad (20)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_p}{Z_{in}} \quad (21)$$

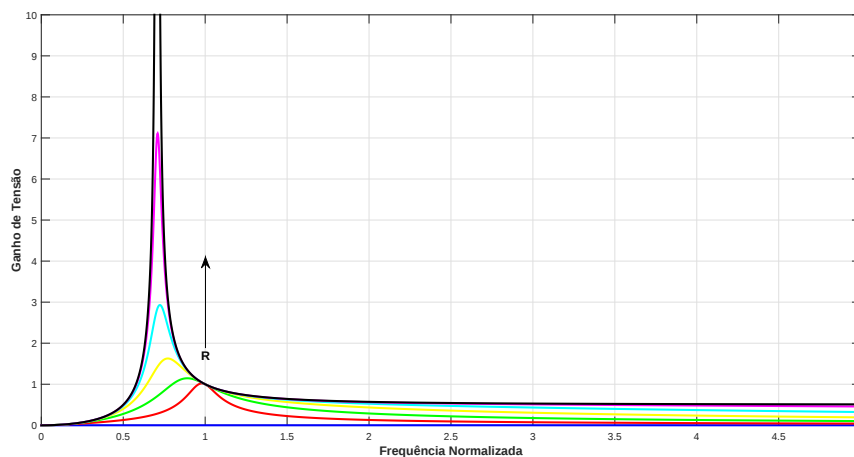
A frequência de ressonância é a mesma que para o filtro série. A relação entre as indutâncias é dada por:

$$A_l = \frac{L_s}{L_p} \quad (22)$$

A resposta em frequência do filtro LLC com $A_l = 1$ é analisada na Figura 27 para a frequência de chaveamento normalizada e a impedância de entrada na Figura 28, ambas desde carga nula ou curto-circuito, em azul, até carga infinita ou em vazio, em preto. Observa-se que a presença de um indutor em paralelo com a carga faz o filtro ter um comportamento de passa-altas; assim, ao variar a resistência de carga de nula para infinita, o filtro comporta-se inicialmente como um filtro série e muda seu comportamento para filtro passa-altas. As comutações ZCS e ZVS são obtidas conforme a frequência de chaveamento, dando-se atenção, novamente, à faixa em que conforme a variação de carga troca-se o tipo de comutação (OUTEIRO; BUJA;

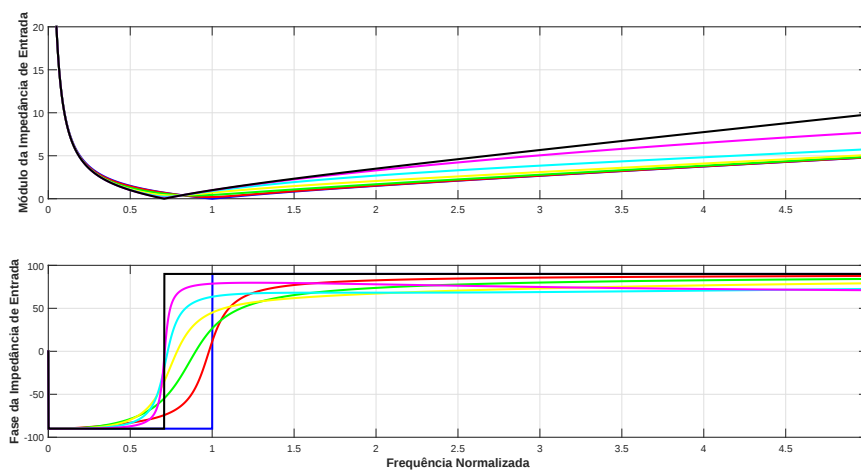
CZARKOWSKI, 2016).

Figura 27 - Ganho Filtro LLC



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 28 - Impedância de Entrada Filtro LLC

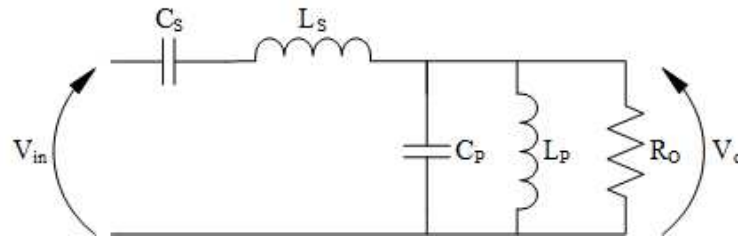


Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.5 LCLC

O filtro LCLC possui um par ressonante em série e par ressonante em paralelo com a carga, conforme é observado na Figura 29. As mesmas aglutinações dos elementos parasitas pelo par série podem ser realizadas, bem como as aglutinações do capacitor paralelo e do indutor paralelo presentes nos filtros anteriores.

Figura 29 - Filtro LCLC



Fonte: elaborado pelo autor.

O ganho do filtro e a impedância de entrada podem ser calculados:

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (23)$$

$$Z_p = \left(\frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p + \frac{1}{R_o} \right)^{-1} \quad (24)$$

$$Z_{in} = Z_s + Z_p \quad (25)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_p}{Z_{in}} \quad (26)$$

A frequência de ressonância é a mesma que a do filtro série. As relações entre as indutâncias e capacitâncias é dada por:

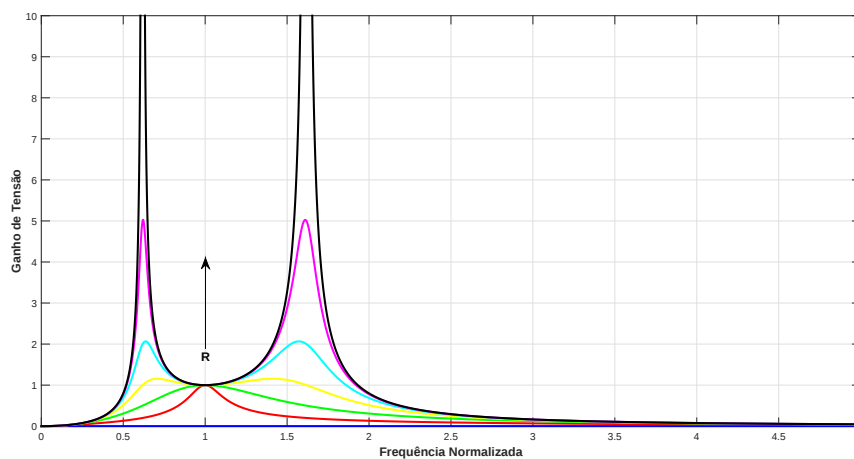
$$A_c = \frac{C_p}{C_s} \quad (27)$$

$$A_l = \frac{L_s}{L_p} \quad (28)$$

A resposta em frequência do filtro LCLC com $A_l = 1$ e $A_c = 1$ é analisada na Figura 30 para a frequência de chaveamento normalizada e a impedância de entrada na Figura 31, ambas desde carga nula ou curto-circuito, em azul, até carga infinita ou em vazio, em preto. Percebe-se que este filtro é a soma dos dois últimos apresentados, LCC e LLC, demonstrando, então, as vantagens melhoradas e as desvantagens atenuadas. A variação da resistência de carga de nula para infinita revela que o filtro comporta-se inicialmente como um filtro série e muda seu comporta-

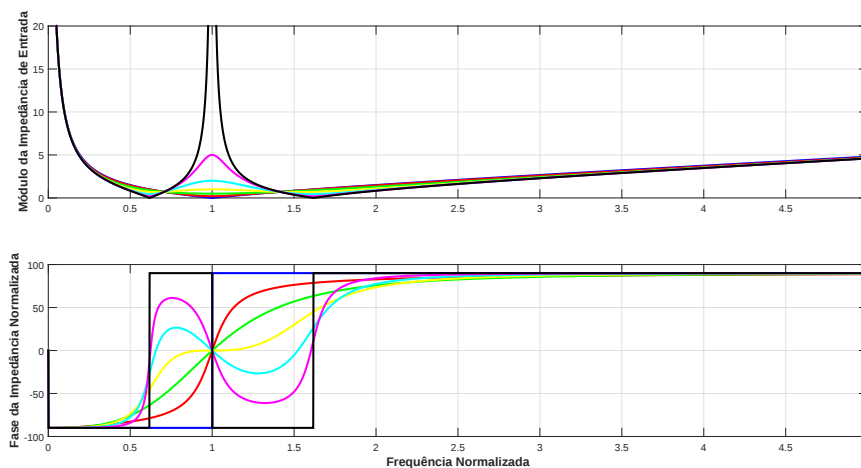
mento para um filtro que possui dois picos de ganho. As comutações ZCS e ZVS são obtidas conforme a frequência de chaveamento, dando-se atenção, novamente, às faixas em que conforme a variação de carga troca-se o tipo de comutação (OUTEIRO; BUJA; CZARKOWSKI, 2016).

Figura 30 - Ganho Filtro LCLC



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 31 - Impedância de Entrada Filtro LCLC



Fonte: elaborado pelo autor.

3.3 CONCLUSÕES

Diante das topologias apresentadas para realizar a conversão CC-CA, percebe-se que, para uma mesma potência, as topologias de Meia-Ponte precisam de elevadas tensões e apresentam maiores perdas se comparadas à Ponte Completa; e ainda que esta tenha mais chaves, não se traduz, necessariamente, em maior custo, pois a tensão suportada nos interruptores nas topologias Meia-Ponte é maior, para a mesma potência, o que pode ter um impacto no custo. A topologia *Push-Pull* possui a indesejável dobra de tensão aplicada às chaves. Logo, a topologia inversora escolhida para implementação é a Ponte Completa.

Quanto aos filtros estudados, descarta-se a utilização do filtro série, pois é necessário uma elevação de tensão quando se deseja usar o modo "coag" nas UGEs. Descarta-se também, o filtro paralelo, pois a ausência da capacitância série com a carga permite a circulação de corrente contínua por esta. Mesmo que o filtro LCC resolva o problema do capacitor série, ainda possui forte relação com o filtro paralelo: as correntes de entrada não diminuem conforme diminui-se a carga. Ao adicionar o indutor paralelo, mitiga-se o efeito de baixa regulação. Logo, escolheu-se trabalhar com o filtro LCLC, uma vez que combina as características de cada filtro anterior, proporcionando maior número de elementos parasitas incorporados e comutação ZVS para todas as cargas.

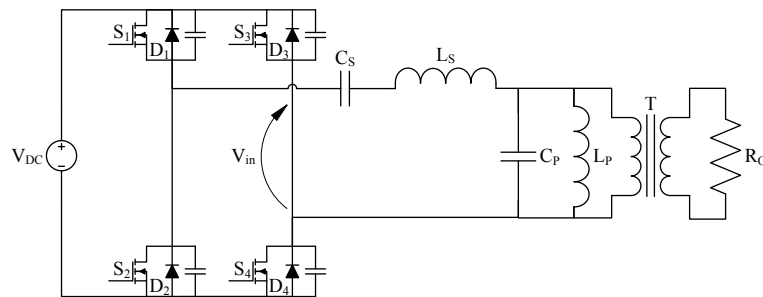
4 ANÁLISE DO CONVERSOR

Neste capítulo, as etapas de operação do inversor ressonante proposto são analisadas, o equacionamento realizado e os elementos ressonantes são dimensionados conforme metodologia estudada.

4.1 ANÁLISE QUALITATIVA DO INVERSOR

O conversor proposto possui estágio inversor em ponte completa e seu controle é por variação de frequência com ciclo de trabalho $DC = 0,45$. Portanto, é um *Full-Bridge-LCLC-ZVS-FM*. Na Figura 32, apresenta-se o conversor. As etapas de operação serão explicadas a seguir, somando-se quatro etapas principais já que a análise se baseia na evolução da corrente de entrada e por qual dispositivo esta circula.

Figura 32 - Conversor Proposto



Fonte: elaborado pelo autor.

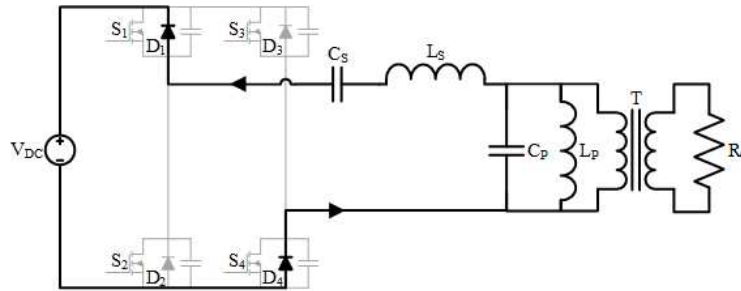
4.1.1 Etapa 1

A primeira etapa se inicia em $t = t_0$, com o bloqueio das chaves S_2 e S_3 que conduziam. Logo, a condução da corrente é assumida pelos diodos D_1 e D_4 após rápida etapa anterior de comutação de tensão dos capacitores em paralelo com as chaves; e termina em $t = t_1$. A corrente de entrada, logo a corrente do indutor série $i_{L_s}(t)$, está no pico negativo $-I_1$ e evolui até 0 senoidalmente, decretando o fim da primeira etapa. A tensão no capacitor série $v_{C_s}(t)$ inicia-se nula e evolue para seu valor de pico negativo $-V_1$. A corrente no indutor em paralelo $i_{L_p}(t)$ deve se comportar da mesma forma que a tensão no capacitor série, ou seja, inicialmente,

está no seu valor nulo e evolue até o pico negativo $-I_2$. A tensão de saída, ou melhor, a tensão do capacitor em paralelo $v_{C_p}(t)$ está em fase com a corrente no indutor série. Assim, começa a etapa com o pico negativo $-V_2$ e evolue senoidalmente até 0.

Nesta etapa de operação, as chaves S_1 e S_4 devem ser habilitadas. Na Figura 33, ilustra-se esta etapa.

Figura 33 - Primeira Etapa



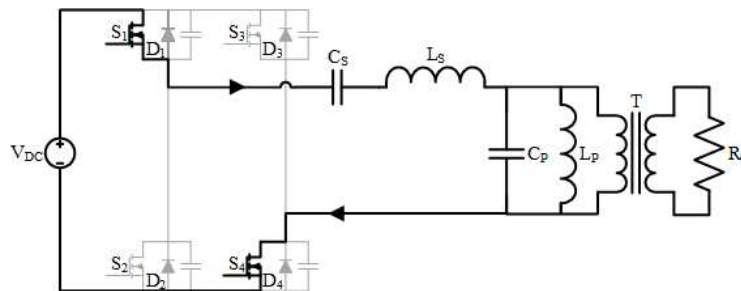
Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.2 Etapa 2

A segunda etapa se inicia em $t = t_1$ com a inversão da corrente de entrada $i_{L_s}(t)$ e termina em $t = t_2$ quando as chaves S_1 e S_4 se bloqueiam. A corrente de entrada passa a ser positiva e evolue até o pico positivo I_1 senoidalmente. A tensão no capacitor série $v_{C_s}(t)$ que estava em seu valor de pico negativo $-V_1$ evolue para 0 senoidalmente. A corrente no indutor em paralelo $i_{L_p}(t)$ começa a etapa no pico negativo $-I_2$ e evolue até atingir o valor nulo senoidalmente. A tensão de saída $v_{C_p}(t)$ também incrementa seu valor: evolue senoidalmente de 0 até V_2 .

Nesta etapa de operação, as chaves S_1 e S_4 assumem a corrente de entrada caracterizando, junto com a etapa anterior, a comutação ZVS. Na Figura 34, ilustra-se a segunda etapa.

Figura 34 - Segunda Etapa



Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.3 Etapa 3

A terceira etapa se inicia com o bloqueio das chaves S_1 e S_4 . Nesta etapa ocorre a inversão de tensão dos capacitores da ponte, ou seja, os capacitores em paralelo com S_1 e S_4 são carregados até V_{DC} e os capacitores em paralelo com S_2 e S_3 se descarregam até 0, colocando assim em condução os diodos D_2 e D_3 . Tal etapa ocorre praticamente instantaneamente não alterando, portanto, significativamente o comportamento do conversor de modo que não se considere um tempo decorrido.

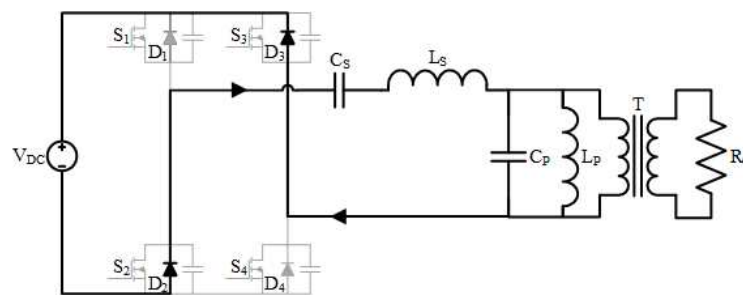
Com o término desta etapa, alcança-se meio período de chaveamento $t_2 = \frac{T}{2}$.

4.1.4 Etapa 4

A quarta etapa se inicia em $t = t_2$ na qual as chaves S_1 e S_4 são bloqueadas e os diodos D_2 e D_3 assumem a corrente. Desta forma, a corrente do indutor série $i_{L_s}(t)$ começa a se decrementar: saindo do pico positivo I_1 e terminando nula senoidalmente. Logo, percebe-se que esta etapa é semelhante à primeira. A tensão no capacitor série $v_{C_s}(t)$, que estava nula no início, inverte e atinge o pico positivo V_1 senoidalmente. A corrente no indutor em paralelo $i_{L_p}(t)$ começa a se incrementar de nulo até alcançar o I_2 senoidalmente. A tensão de saída $v_{C_p}(t)$ acompanha a corrente de entrada: evolue senoidalmente de seu valor máximo positivo até o valor nulo.

Nesta etapa de operação, como na primeira, as chaves S_2 e S_3 devem habilitadas, uma vez que são seus respectivos diodos intrínsecos em anti-paralelo que conduzem a corrente de entrada. Na Figura 35, ilustra-se a quarta etapa.

Figura 35 - Quarta Etapa



Fonte: elaborado pelo autor.

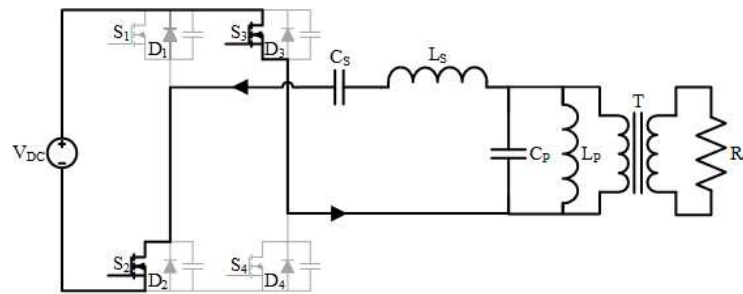
4.1.5 Etapa 5

A quinta etapa se inicia em $t = t_3$ quando a corrente do indutor série $i_{L_s}(t)$ sofre uma inversão e termina quando as chaves S_2 e S_3 são bloqueadas. Então, a corrente de entrada que era nula

no início atinge seu pico negativo $-I_1$ no fim senoidalmente. Logo, percebe-se que esta etapa é semelhante à segunda. A tensão no capacitor série $v_{C_s}(t)$, que estava no pico positivo V_1 , se decrementa senoidalmente até chegar a 0. A corrente no indutor em paralelo $i_{L_p}(t)$ se inicia no pico I_2 e termina nula senoidalmente. A tensão de saída $v_{C_p}(t)$ também decresce: evolue senoidalmente de seu valor de nulo até $-V_2$.

Nesta etapa de operação, como na segunda, as chaves S_2 e S_3 estão habilitadas e conduzem a corrente de entrada. Na Figura 36, ilustra-se a quinta etapa.

Figura 36 - Quinta Etapa



Fonte: elaborado pelo autor.

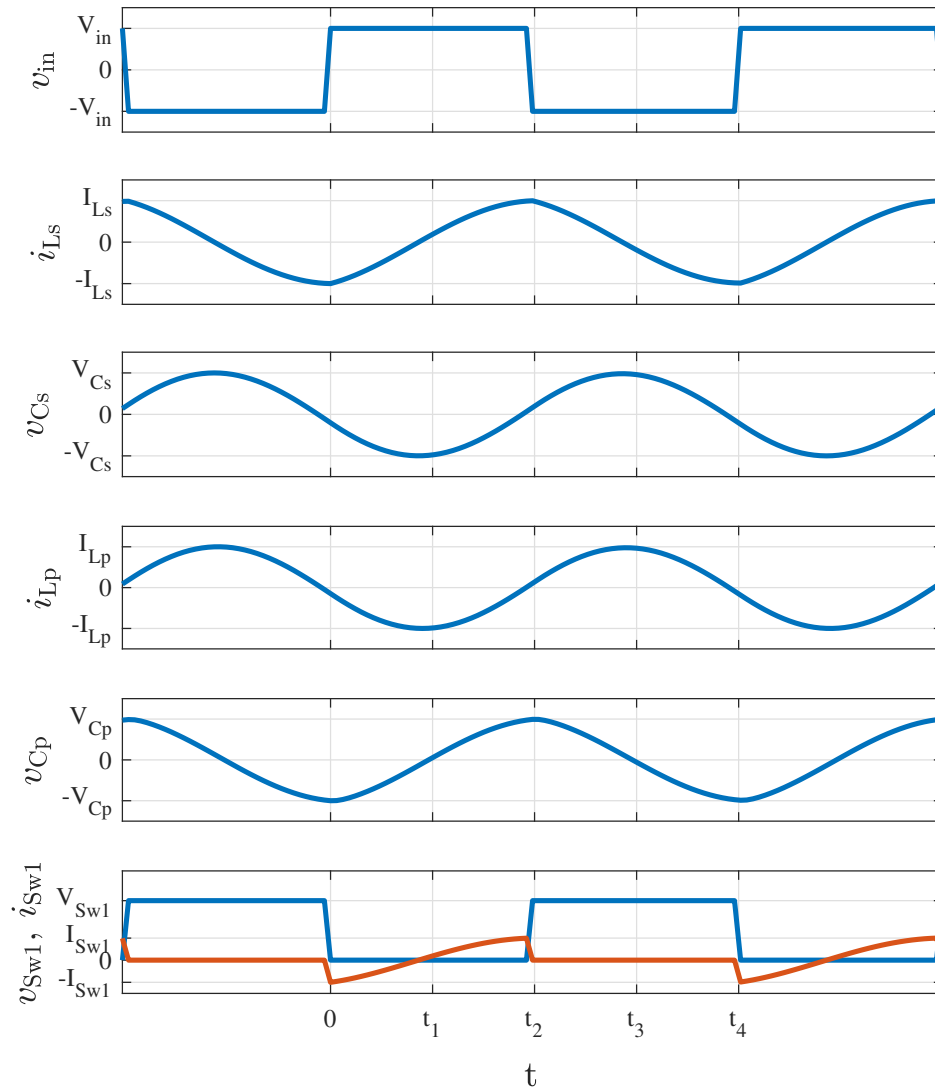
4.1.6 Etapa 6

A sexta e última etapa se inicia com o bloqueio das chaves S_1 e S_4 . Nesta etapa ocorre novamente a inversão de tensão dos capacitores da ponte: agora, os capacitores em paralelo com S_2 e S_3 são carregados até V_{DC} e os capacitores em paralelo com S_1 e S_4 se descarregam até 0, colocando assim em condução os diodos D_1 e D_4 . Tal etapa ocorre praticamente instantaneamente não alterando, portanto, significativamente o comportamento do conversor de modo que não se considere um tempo decorrido. Com esta etapa, completa-se um ciclo de chaveamento $t = T$.

4.1.7 Formas de onda e planos de fase

As principais formas de onda podem ser analisadas na Figura 37: tensão de entrada do filtro (V_{DC}), corrente no indutor série (i_{L_s}), tensão no capacitor série (v_{C_s}), corrente no indutor paralelo (i_{L_p}), tensão no capacitor paralelo (v_{C_p}) e tensão e corrente na chave S_1 (v_{S_1} , i_{S_1}).

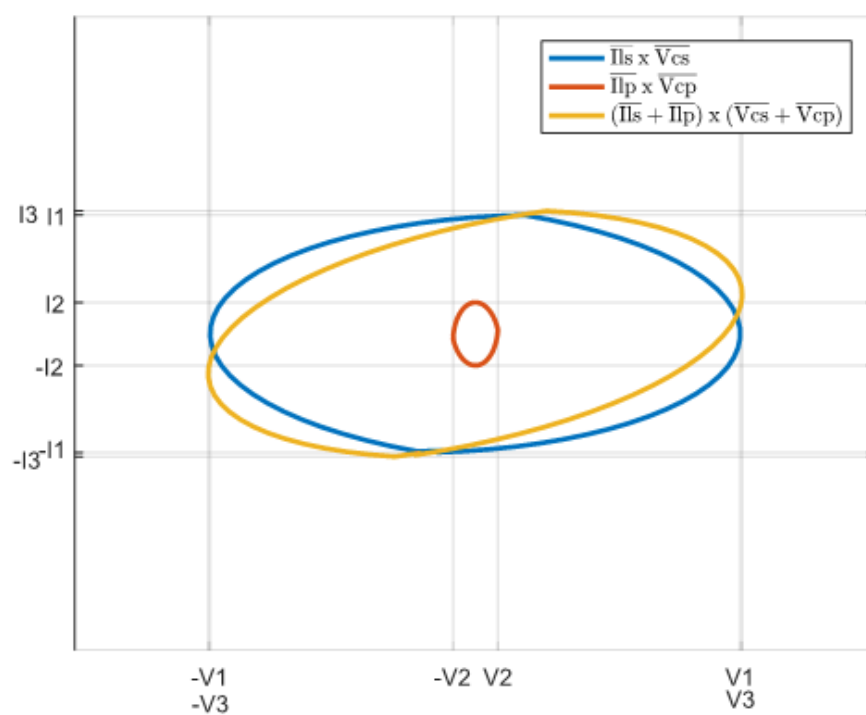
Figura 37 - Formas de Onda do Inversor



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 38, são apresentados os planos de fase do inversor para valores de tensão e corrente normalizados: conjunto ressonante série, conjunto ressonante paralelo e a soma dos conjuntos.

Figura 38 - Planos de Fase



Fonte: elaborado pelo autor.

4.2 ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

A análise quantitativa será feita conforme Kazimierczuk e Czarkowski (2012), fazem-se as seguintes considerações:

- Perdas negligenciadas;
- Corrente que flui pelo indutor série é muito próximo de uma senoide.

Primeiramente, definem-se alguns parâmetros:

Relação entre capacitores e indutores, (equações (17) e (22)):

$$A_c = \frac{C_p}{C_s} \quad (29)$$

$$A_l = \frac{L_s}{L_p} \quad (30)$$

Frequências de ressonância dos filtros série e paralelo:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (31)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (32)$$

Impedâncias características série e paralelo:

$$Z_{\omega_s} = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \omega_s L_s = \frac{1}{\omega_s C_s} \quad (33)$$

$$Z_{\omega_p} = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} = \omega_p L_p = \frac{1}{\omega_p C_p} \quad (34)$$

Fator de qualidade do filtro paralelo:

$$Q_p = \frac{\frac{R_o}{n^2}}{Z_{\omega_p}} = \frac{R'_o}{Z_{\omega_p}} \quad (35)$$

Com n sendo a relação de espiras do transformador.

Como já demonstrado no Capítulo 3, o ganho do filtro se dá por:

$$G = \frac{Z_p}{Z_{in}} = \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} = \frac{\left(\frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p + \frac{1}{R_o'}\right)^{-1}}{\left(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}\right) + \left(\frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p + \frac{1}{R_o'}\right)^{-1}} \quad (36)$$

Trabalhando a equação anterior e aplicando as equações (17), (31), (32), (34) e (35), calcula-se o módulo do ganho:

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{\left(A_c \left(\frac{\omega_p^2}{\omega^2} - 1\right) + \frac{A_c \omega^2}{\omega_s^2} - \frac{A_c \omega_p^2}{\omega_s^2} - 1\right)^2 + \frac{A_c^2 \omega_p^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - 1\right)^2}{Q_p^2 \omega^2}}} \quad (37)$$

Com ω sendo a frequência de chaveamento.

Por meio do ganho se define o módulo da impedância de entrada:

$$|Z_{in}| = \frac{Z_{\omega p} Q_p \omega}{|G| \omega_p \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_p^2} + Q_p^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right)^2}} \quad (38)$$

A tensão de entrada do filtro é uma onda quadrada com valor de pico igual a V_{DC} . A expansão na série de Fourier da tensão de entrada, e considerando apenas a fundamental, resulta em:

$$v_{i1} = \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin(\omega t) \quad (39)$$

O valor eficaz da fundamental é:

$$v_{i1_{RMS}} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (40)$$

Assim, o ganho total entre tensão de alimentação (CC) e tensão de saída (CA) é:

$$G_{Total} = \frac{V_o}{V_{DC}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{\left(A_c \left(\frac{\omega_p^2}{\omega^2} - 1\right) + \frac{A_c \omega^2}{\omega_s^2} - \frac{A_c \omega_p^2}{\omega_s^2} - 1\right)^2 + \frac{A_c^2 \omega_p^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - 1\right)^2}{Q_p^2 \omega^2}}} \quad (41)$$

Sendo então a corrente de entrada igual a:

$$i_{L_s} = I_{L_s} \sin(\omega t - \psi) \quad (42)$$

A amplitude da corrente pode ser obtida:

$$I_{L_s} = \frac{4 V_{DC}}{\pi |Z_{in}|} \quad (43)$$

Substituindo pela equação (38) e normalizando tem-se:

$$\overline{I_{L_s}} = \frac{I_{L_s} Z_{\omega p}}{V_{DC}} = \frac{4 |G| \omega_p}{\pi Q_p \omega} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_p^2} + Q_p^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1 \right)^2} \quad (44)$$

A amplitude da tensão no capacitor série é igual a:

$$V_{C_s} = \frac{I_{L_s}}{\omega C_s} = \frac{4 V_{DC}}{\pi |Z_{in}| \omega C_s} \quad (45)$$

Utilizando as equações (17), (34) e (38) e normalizando, chega-se a:

$$\overline{V_{C_s}} = \frac{V_{C_s}}{V_{DC}} = \frac{4 A_c |G| \omega_p^2}{\pi Q_p \omega^2} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_p^2} + Q_p^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1 \right)^2} \quad (46)$$

A amplitude da corrente no indutor paralelo é:

$$I_{L_p} = \frac{V_o}{\omega L_p} = \frac{4 V_{DC} |G|}{\pi \omega L_p} \quad (47)$$

Substituindo a equação (34) e normalizando, tem-se:

$$\overline{I_{L_p}} = \frac{I_{L_p} Z_{\omega p}}{V_{DC}} = \frac{4 |G| \omega_p}{\pi \omega} \quad (48)$$

A amplitude da corrente na carga é:

$$I_{R'_o} = \frac{V_o}{R'_o} = \frac{4 V_{DC} |G|}{\pi R'_o} \quad (49)$$

Aplicando a equação (35) e normalizando, chega-se a:

$$\overline{I_{R'_o}} = \frac{I_{R'_o} Z_{\omega p}}{V_{DC}} = \frac{4 |G|}{\pi Q_p} \quad (50)$$

A potência de saída pode ser calculada por meio das equações (37) e (49):

$$P_o = \frac{I_{R'_o} V_o}{2} = \frac{1}{2} \frac{4 V_{DC} |G|}{\pi R'_o} \frac{4 V_{DC} |G|}{\pi} = \frac{4^2 V_{DC}^2 |G|^2}{2 \pi^2 R'_o} \quad (51)$$

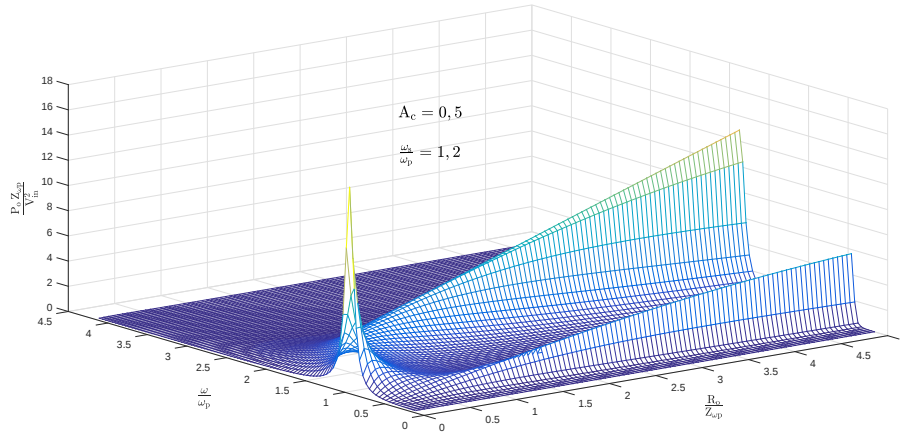
Substituindo a equação (35) e normalizando, obtém-se:

$$\overline{P_o} = \frac{P_o Z_{op}}{V_{DC}^2} = \frac{8 |G|^2}{\pi^2 Q_p} \quad (52)$$

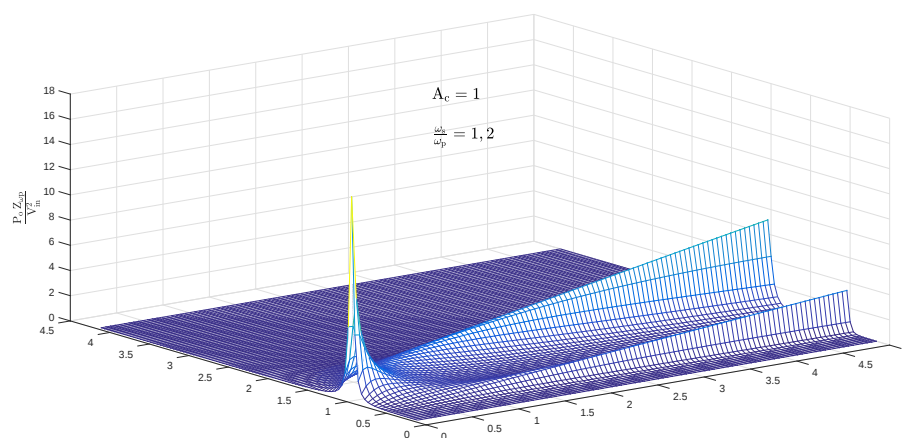
Com as equações de tensão e corrente normalizadas estabelecidas, confeccionaram-se gráficos que relacionam a potência de saída normalizada, a carga normalizada e a frequência de comutação normalizada para algumas relações de frequência e capacitores.

4.2.1 $\overline{P_o}$ para $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 1, 2$

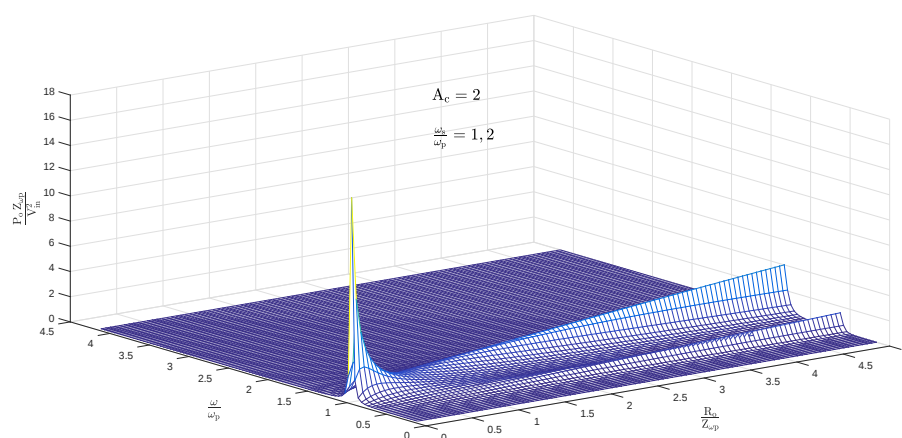
Figura 39 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 0,5$)



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 40 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 1$)

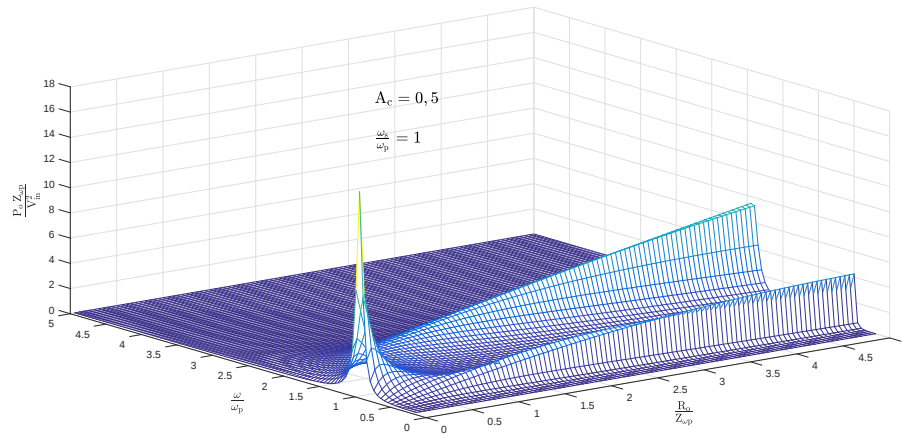
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 41 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 2$)

Fonte: elaborado pelo autor.

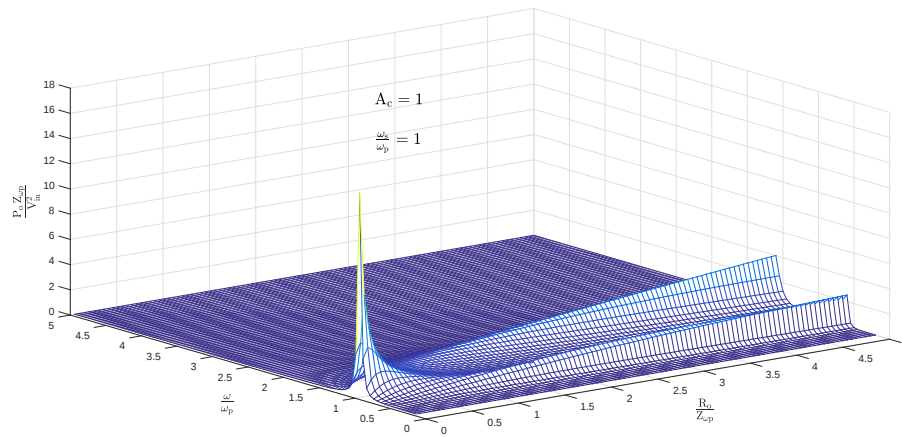
4.2.2 $\overline{P_o}$ para $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 1$

Figura 42 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 0,5$)

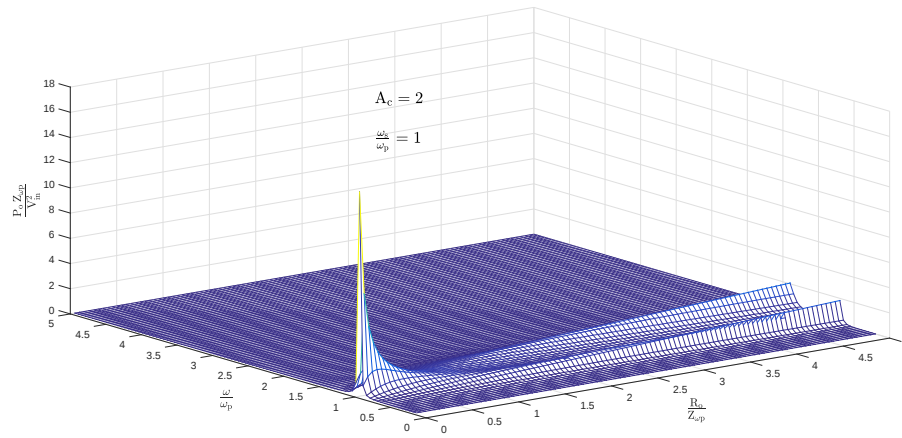


Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 43 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 1$)

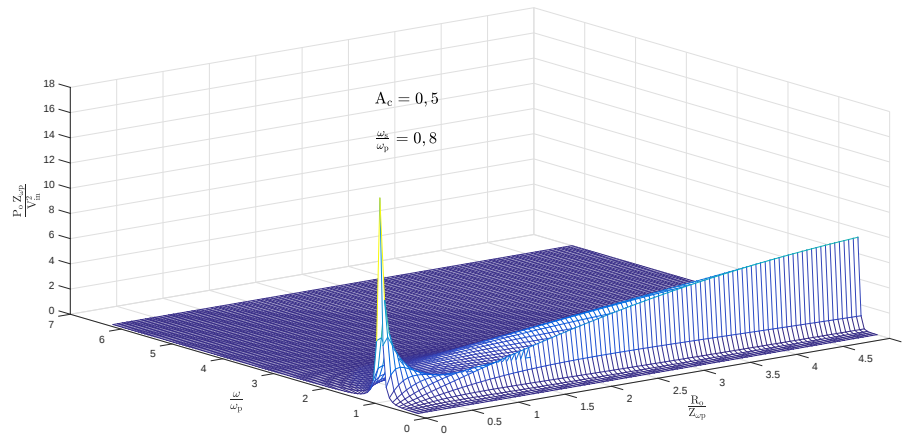


Fonte: elaborado pelo autor.

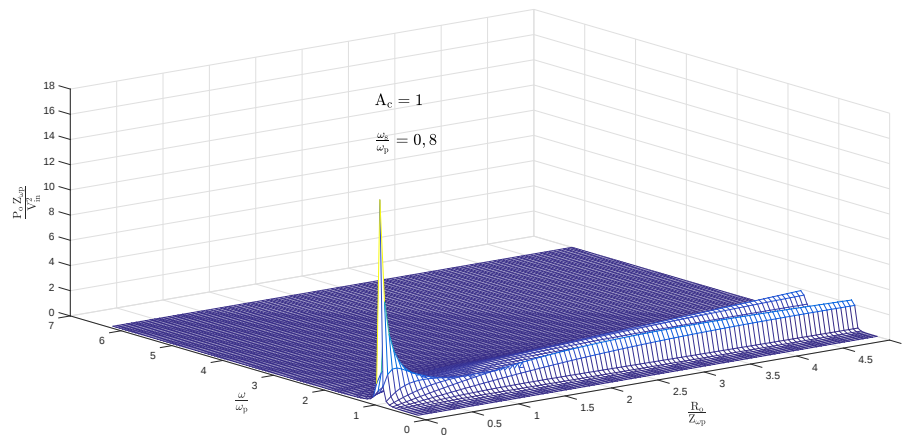
Figura 44 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 2$)

Fonte: elaborado pelo autor.

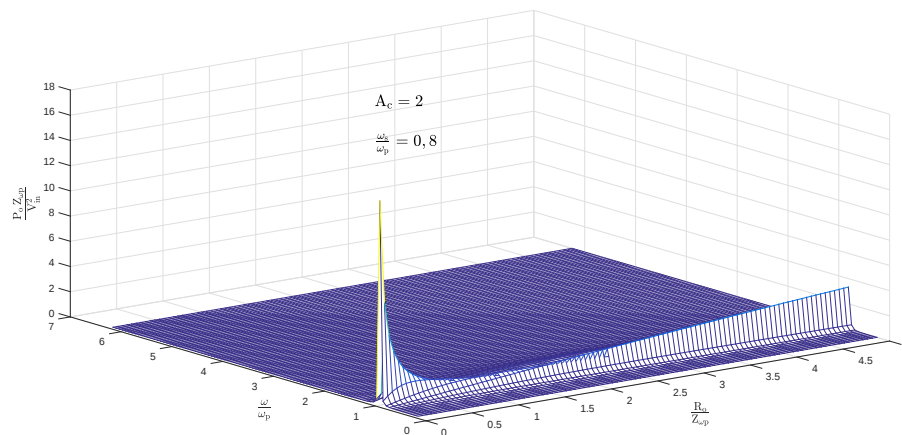
4.2.3 $\overline{Po}$ para $\frac{\omega_s}{\omega_p} = 0,8$

Figura 45 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 0,5$)

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 46 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 1$)

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 47 - Potência de Saída Normalizada ($A_c = 2$)

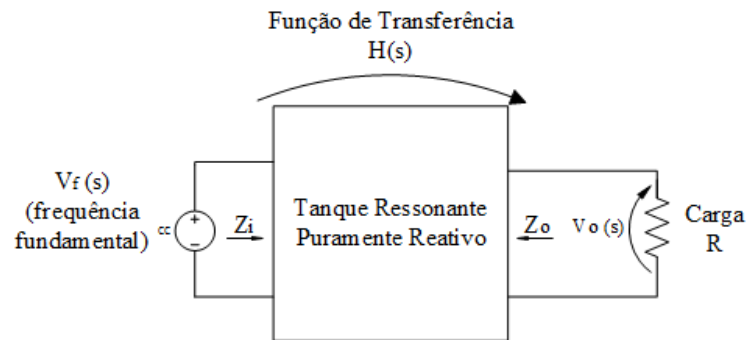
Fonte: elaborado pelo autor.

É perceptível a variação do valor máximo de potência transferida à carga conforme A_c vai alterando seu valor. Também verifica-se que a variação de $\frac{\omega_s}{\omega_p}$ influencia em qual frequência ressonante terá maior pico.

4.3 METODOLOGIA DE PROJETO

Uma das principais análises de um inversor ressonante é a sua característica de saída, isto é, a relação entre a tensão e a corrente de saída para uma determinada frequência de operação. Do sistema apresentado na Figura 48, calcula-se a função de transferência para circuito aberto $H_{\infty}(s)$:

Figura 48 - Inversor Ressonante



Fonte: adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

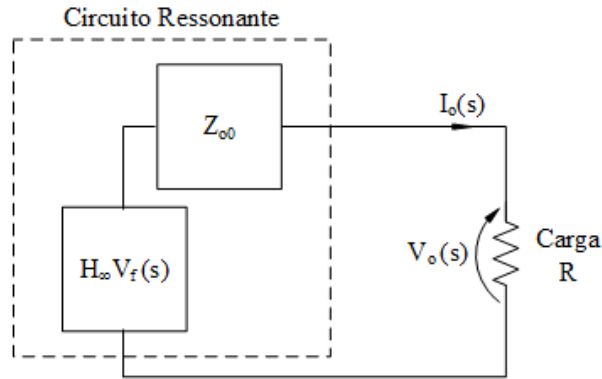
$$H_{\infty}(s) = \left. \frac{V_o(s)}{V_f(s)} \right|_{R \rightarrow \infty} \quad (53)$$

As impedâncias de entrada e saída do tanque ressonante são calculadas curtocircuitando e abrindo a carga e a fonte, respectivamente. Logo, há quatro impedâncias:

- Impedância de entrada com a carga em curto-circuito Z_{i0} ;
- Impedância de entrada com a carga em circuito aberto $Z_{i\infty}$;
- Impedância de saída com a fonte em curto-circuito Z_{o0} ;
- Impedância de saída com a fonte em circuito aberto $Z_{o\infty}$;

Modelando-se a saída do inversor usando o equivalente de Thevenin do circuito conforme apresenta-se na Figura 49, chega-se que a tensão de saída é:

Figura 49 - Equivalente de Thevenin



Fonte: adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

$$V_o(s) = H_{\infty}(s) V_f(s) \frac{R}{R + Z_{o0}(s)} \quad (54)$$

Fazendo-se $s = j\omega_{sw}$ com ω_{sw} a frequência angular de chaveamento, tem-se o fasor da tensão de saída e a sua magnitude pode ser calculada multiplicando pelo complexo conjugado,

$$\|V_o(j\omega_{sw})\|^2 = V_o(j\omega_{sw}) V_o^*(j\omega_{sw}) \quad (55)$$

Substituindo-se (55) em (54) e sabendo-se que o tanque ressonante é puramente reativo, logo $Z_{o0}^*(j\omega_{sw}) = -Z_{o0}(j\omega_{sw})$, chega-se a:

$$\|V_o(j\omega_{sw})\|^2 = \frac{\|H_{\infty}(j\omega_{sw})\|^2 \|V_f(j\omega_{sw})\|^2}{1 + \frac{\|Z_{o0}(j\omega_{sw})\|^2}{R^2}} \quad (56)$$

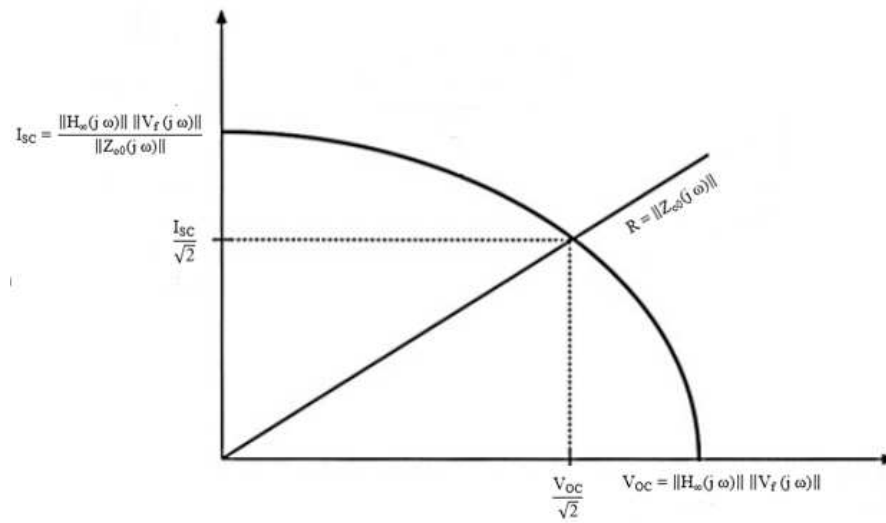
Uma vez que $R = \frac{\|V_o(j\omega_{sw})\|}{\|I_o(j\omega_{sw})\|}$, a equação (56) pode ser reescrita:

$$\|V_o(j\omega_{sw})\|^2 + \|I_o(j\omega_{sw})\|^2 \|Z_{o0}(j\omega_{sw})\|^2 = \|H_{\infty}(j\omega_{sw})\|^2 \|V_f(j\omega_{sw})\|^2 \quad (57)$$

A equação (57) revela uma relação elíptica entre tensão e corrente de saída, conforme confere-se na Figura 50. Definindo-se a tensão de circuito aberto e a corrente de curto-circuito, a equação (58) é encontrada:

$$\frac{\|V_o(j\omega_{sw})\|^2}{V_{OC}^2} + \frac{\|I_o(j\omega_{sw})\|^2}{I_{SC}^2} = 1 \quad (58)$$

Figura 50 - Característica de Saída de um Inversor Ressonante



Fonte: adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

Sendo:

$$V_{OC} = \|H_o(j\omega_{sw})\| \|V_f(j\omega_{sw})\| \quad (59)$$

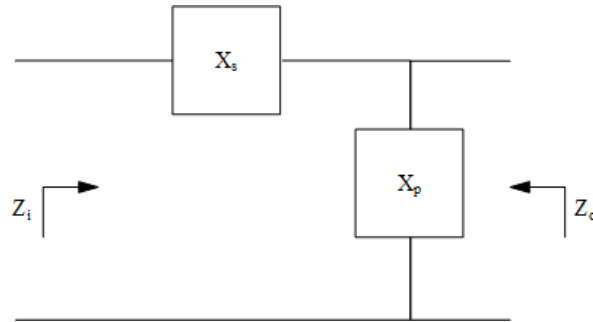
$$I_{SC} = \frac{\|H_o(j\omega_{sw})\| \|V_f(j\omega_{sw})\|}{\|Z_{o0}(j\omega_{sw})\|} \quad (60)$$

Substituindo-se (59) em (60) e isolando-se $\|Z_{o0}(j\omega_{sw})\|$:

$$\|Z_{o0}(j\omega_{sw})\| = \frac{V_{OC}}{I_{SC}} \quad (61)$$

Analisando o arranjo do filtro conforme ilustrado na Figura 51 o ganho infinito pode ser calculado como:

Figura 51 - Reatâncias dos Filtros Ressonantes



Fonte: adaptado de Erickson e Maksimovic (2001).

$$H_{\infty}(j\omega_{sw}) = \frac{X_p}{X_s + X_p} \quad (62)$$

E a impedância de saída com entrada em curto-circuito é encontrada pelo paralelo das reatâncias:

$$Z_{o0}(j\omega) = \frac{jX_s X_p}{(X_s + X_p)} \quad (63)$$

A solução das Equações (62) e (63) para X_s e X_p é igual a:

$$jX_s = \frac{Z_{o0}(j\omega)}{H_{\infty}(j\omega_{sw})} \quad (64)$$

$$X_p = X_s \frac{H_{\infty}(j\omega_{sw})}{1 - H_{\infty}(j\omega_{sw})} \quad (65)$$

Sendo a reatância série igual a:

$$X_s = \omega_{sw} L_s - \frac{1}{\omega_{sw} C_s} = \left(\frac{\omega^2 L_s C_s - 1}{\omega_{sw} C_s} \right) \quad (66)$$

Substituindo a equação (31):

$$X_s = \frac{\frac{\omega_{sw}^2}{\omega_s^2} - 1}{\omega_{sw} C_s} \quad (67)$$

E isolando-se C_s :

$$C_s = \frac{\frac{\omega_{sw}^2}{\omega_s^2} - 1}{\omega_{sw} X_s} \quad (68)$$

E sendo a reatância paralela dada por:

$$X_p = \frac{1}{\omega_{sw} C_p - \frac{1}{\omega_{sw} L_p}} = \frac{1}{\frac{\omega_{sw}^2 L_p C_p - 1}{\omega_{sw} L_p}} = \frac{\omega_{sw} L_p}{\omega_{sw}^2 L_p C_p - 1} \quad (69)$$

Substituindo a equação (32):

$$X_p = \frac{\omega_{sw} L_p}{\frac{\omega_{sw}^2}{\omega_p^2} - 1} \quad (70)$$

E isolando-se L_p :

$$L_p = X_p \frac{\frac{\omega_{sw}^2}{\omega_p^2} - 1}{\omega_{sw}} \quad (71)$$

4.4 CÁLCULOS DOS ELEMENTOS RESSONANTES

Na Tabela 2, são mostrados os dados iniciais do projeto.

Tabela 2 - Dados do Projeto

Tensão de entrada V_{DC}	200 V
Potência de saída P_o	50 W
Resistência de carga R_o	500Ω
Frequência de chaveamento f_{sw}	1,5 MHz
Tensão de pico de circuito aberto na saída (V_{OCPK})	3 kV

Fonte: elaborada pelo autor.

A tensão máxima sobre o capacitor paralelo será igual à tensão de circuito aberto, logo a relação de espiras do transformador é 1 : 1 ($n = 1$).

Sendo então a tensão eficaz na carga referida ao primário do transformador:

$$V'_{oRMS} = \frac{\sqrt{P_o R_o}}{n} = \frac{\sqrt{50 \cdot 500}}{1} = 158,1139 \text{ [V]} \quad (72)$$

O valor de pico é:

$$V'_{opk} = \sqrt{2} V'_{oRMS} = \sqrt{2} 158,1139 = 223,6068 \text{ [V]} \quad (73)$$

A corrente eficaz na carga referida ao primário é:

$$I'_{oRMS} = \frac{P_o}{V'_{oRMS}} = \frac{50}{158,1139} = 316,2278 \text{ [mA]} \quad (74)$$

Seu valor de pico é:

$$I'_{opk} = \sqrt{2} I'_{oRMS} = \sqrt{2} 316,2278 \cdot 10^{-3} = 447,2136 \text{ [mA]} \quad (75)$$

Aplicando-se a equação (53):

$$\|H_{\infty}(j\omega_{sw})\| = \frac{3000}{\frac{4}{\pi} 200} = 11,781 \quad (76)$$

Aplicando-se a equação (58) e isolando-se I_{SCPK} :

$$I_{SCPK} = \frac{447,2136 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{223,6068}{3000}\right)^2}} = 448,4611 \quad [mA] \quad (77)$$

Assim, os valores eficazes da tensão de saída a circuito aberto e da corrente de entrada a curto-circuito são:

$$V_{OCRMS} = \frac{V_{OCPK}}{\sqrt{2}} = \frac{3000}{\sqrt{2}} = 2,1213 \quad [kV] \quad (78)$$

$$I_{SCRMS} = \frac{I_{SCPK}}{\sqrt{2}} = \frac{448,4611 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 317,1099 \quad [mA] \quad (79)$$

Utilizando-se a equação (61) impedância de saída para curto-circuito na entrada é:

$$\|Z_{o0}(j\omega_{sw})\| = \frac{2121,3}{317,1099 \cdot 10^{-3}} = 6689,5 \quad [\Omega] \quad (80)$$

A reatância série é encontrada pela equação (64):

$$X_s = \frac{6689,5}{11,781} = 567,8261 \quad [\Omega] \quad (81)$$

E a reatância paralela pela equação (65):

$$X_p = 567,8261 \frac{11,781}{1 - 11,781} = -620,4954 \quad [\Omega] \quad (82)$$

Como se observa, o valor da reatância série é positiva e, de acordo com equação (68), necessita-se que $\omega_{sw} > \omega_s$; desta forma, escolheu-se $\omega_s = \frac{\omega_{sw}}{1,2}$. Já a reatância paralela, é negativa e, de acordo com a equação (71), necessita-se que $\omega_p > \omega_{sw}$ e, desta forma, escolheu-se $\omega_p = \frac{\omega_{sw}}{0,2}$.

Portanto,

$$\omega_{sw} = 2\pi f = 2\pi 1,5 \cdot 10^6 = 9,4248 \cdot 10^6 \quad [rad/s] \quad (83)$$

$$\omega_s = \frac{\omega_{sw}}{1,2} = 7,8540 \cdot 10^6 \quad [rad/s] \quad (84)$$

$$\omega_p = \frac{\omega_{sw}}{0,2} = 47,1239 \cdot 10^6 \quad [rad/s] \quad (85)$$

O valor da capacitância série é encontrado por meio da equação (68):

$$C_s = \frac{1,2^2 - 1}{567,8261 \cdot 9,4248 \cdot 10^6} = 82,2179 \cdot 10^{-12} \rightarrow 80 \quad [pF] \quad (86)$$

Utilizando a equação (66), encontra-se o valor de L_s :

$$L_s = \frac{1}{9,4248 \cdot 10^6} \left(567,8261 + \frac{1}{9,4248 \cdot 10^6 \cdot 80 \cdot 10^{-12}} \right) = 200,9721 \quad [\mu H] \quad (87)$$

O valor da indutância paralela é encontrado por meio da equação (71):

$$L_p = -620,4954 \frac{0,2^2 - 1}{9,4248 \cdot 10^6} = 63,2031 \quad [\mu H] \quad (88)$$

Utilizando a equação (69), calcula-se o valor de C_p :

$$C_p = \frac{1}{9,4248 \cdot 10^6} \left(\frac{1}{-620,4954} + \frac{1}{9,4248 \cdot 10^6 \cdot 63,2031 \cdot 10^{-6}} \right) = 7,1249 \cdot 10^{-12} \rightarrow 10 \quad [pF] \quad (89)$$

Recalculando L_p :

$$L_p = \frac{1}{9,4248 \cdot 10^6} \left(\frac{1}{9,4248 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12} + \frac{1}{-620,4954}} \right) = 62,1992 \quad [\mu H] \quad (90)$$

Desta forma, os valores das relações entre indutâncias e capacitâncias são:

$$A_l = \frac{L_s}{L_p} = \frac{200,9721 \cdot 10^{-6}}{62,1992 \cdot 10^{-6}} = 3,2311 \quad (91)$$

$$A_c = \frac{C_p}{C_s} = \frac{10 \cdot 10^{-12}}{80 \cdot 10^{-12}} = 0,1250 \quad (92)$$

Os valores dos parâmetros calculados são mostrados na Tabela 3.

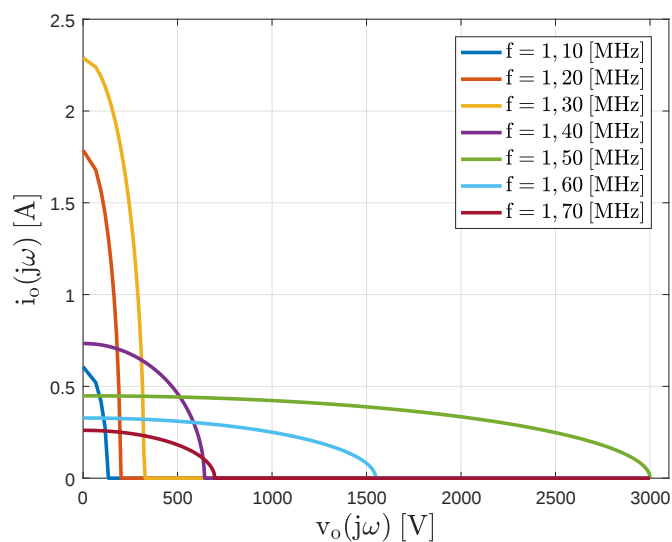
Na Figura 52, pode-se conferir as curvas de tensão de saída por corrente da saída do inversor para várias frequências de operação e observa-se que, para 1,5 MHz, o inversor apresenta como pico de tensão de saída de circuito aberto os 3 kV requeridos:

Tabela 3 - Parâmetros Calculados

Indutância série L_s	200,9721 μH
Capacitância série C_s	80 pF
Indutância paralela L_p	62,1992 μH
Capacitância paralela C_p	10 pF
Relação entre indutâncias A_l	3,2311
Relação entre capacitâncias A_c	0,1250

Fonte: elaborada pelo autor.

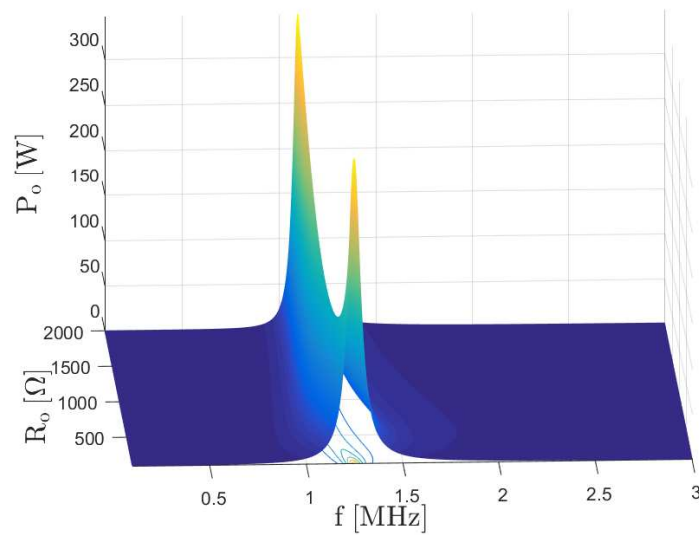
Figura 52 - Características de Saída do Inversor



Fonte: elaborado pelo autor.

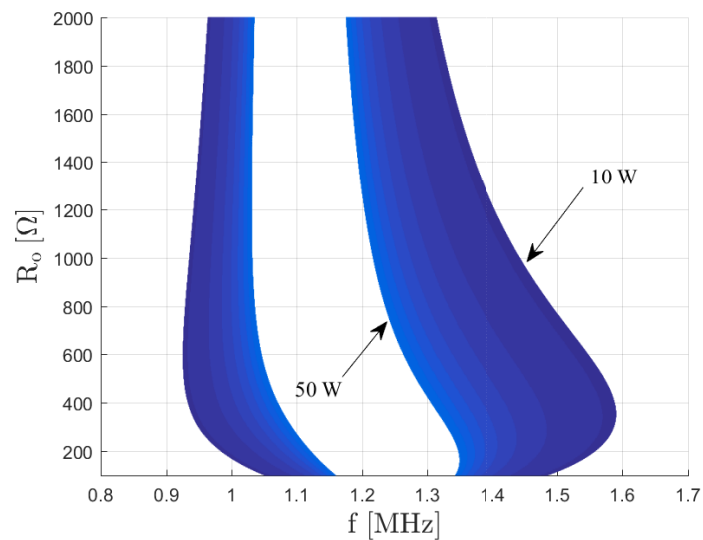
A potência de saída é calculada por meio das equações (37) e (52). Na Figura 53, pode-se averiguar a superfície da potência de saída em relação à carga e à frequência de operação e, na Figura 54, a projeção da superfície no plano X-Y:

Figura 53 - Potência de Saída do Inversor



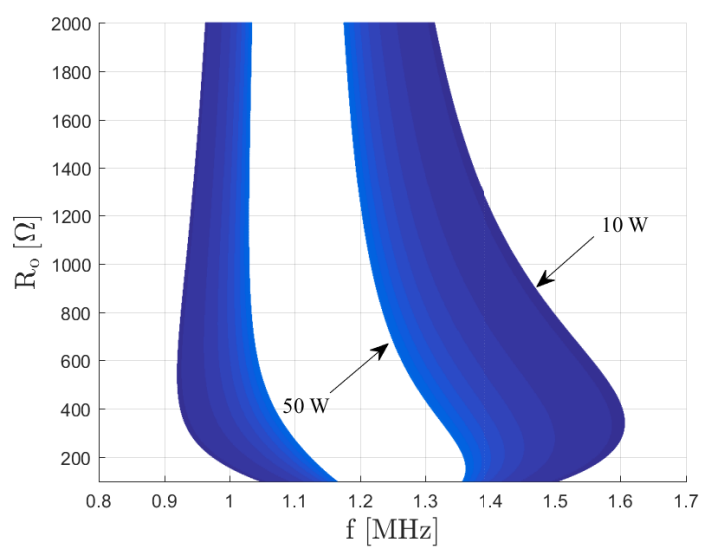
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 54 - Projeção da Superfície de Potência



Fonte: elaborado pelo autor.

Entretanto, como exigido pela norma NBR-IEC-60601-2-2:2013, um capacitor de acoplamento C_f deve ser inserido em série com a carga com no máximo 4,7 nF. Com a inserção do capacitor, a projeção da nova superfície de potência no plano X-Y pode ser analisada na Figura 55. Observa-se que não há significativas alterações na projeção com a inclusão deste capacitor, sendo desnecessária a abordagem deste na metodologia empregada.

Figura 55 - Projeção da Superfície de Potência com $C_f = 4,7 \text{ nF}$ 

Fonte: elaborado pelo autor.

Como se observa na Figura 55, a máxima frequência de operação é cerca de 1,6 MHz para entregar 10 W a cerca de 350 Ω .

4.5 CONCLUSÕES

A análise da operação do inversor mostra as correntes dos indutores em antifase, isso acontece por operar próximo à uma das frequências de ressonância entretanto, caso operasse na outra, estariam em fase. Com todo o desenvolvimento das equações das tensões e correntes, fica compreendida as etapas de funcionamento do inversor segundo o projeto e a validação do próprio.

5 MODELAÇÃO E SIMULAÇÕES

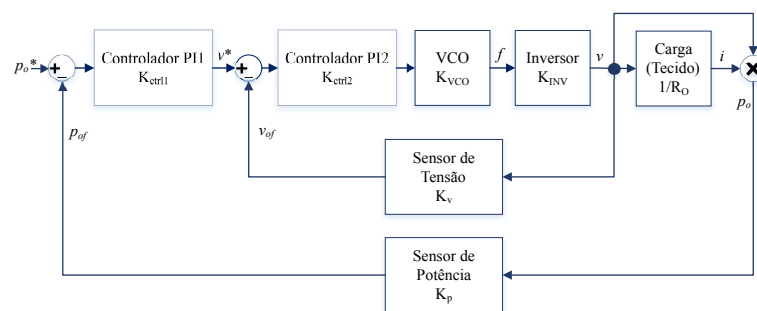
Neste Capítulo, uma modelação do inversor é realizada e o controlador projetado. Simulações para os quatro modos de operação com variação de carga e potência são apresentadas.

5.1 MODELAÇÃO E CONTROLE

5.1.1 *Simplified power control scheme, SPCS*

A tática de controle do inversor é pela variação da frequência de chaveamento e o parâmetro de referência não é, como na maioria dos conversores e inversores, a tensão na carga; mas a potência aplicada nesta. O método mais comum para este caso é fazer as leituras de tensão de pico e corrente de pico na carga, multiplicá-las e comparar o produto com a potência de referência, aplicar o erro a um controlador de potência para gerar uma tensão ou corrente de referência, comparar essa nova referência com a leitura da tensão ou corrente e aplicar o erro a um segundo controlador para gerar o sinal de entrada do *voltage-controlled oscillator* (oscilador controlado por tensão, VCO), conforme diagrama exibido na Figura 56.

Figura 56 - Diagrama de Controle Utilizado Comumente

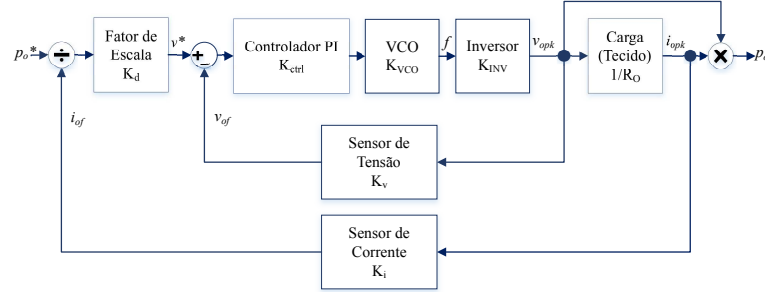


Fonte: adaptado Dorkmai, Kulvitit e Tansatit (2007).

Entretanto, Dorkmai, Kulvitit e Tansatit (2007) propõe uma simplificação desta estratégia: fazer a leitura da corrente na carga, dividir a potência de referência pela leitura o que gera uma tensão de referência, comparar esta nova referência com a leitura da tensão na carga e aplicar o erro ao controlador de tensão para gerar o sinal de entrada do VCO, conforme diagrama exibido na Figura 57.

Portanto, com o segundo método, apenas um controlador é projetado.

Figura 57 - Diagrama de Controle Simplificado



Fonte: adaptado Dorkmai, Kulvitit e Tansatit (2007).

O equacionamento apresentado é extraído de Dorkmai, Kulvitit e Tansatit (2007) como segue:

A potência de saída pode ser equacionada da seguinte maneira:

$$p_o = \frac{1}{2} v_{opk} i_{opk} \quad (93)$$

Logo,

$$v_{opk} = 2 \frac{p_o}{i_{opk}} \quad (94)$$

Do diagrama da Figura 57, a tensão de referência é:

$$v_{opk}^* = K_d \frac{p_o^*}{i_{of}} \quad (95)$$

onde K_d é um fator de escala.

O sinal de corrente de carga é obtido pela retificação e filtragem da forma de onda da corrente.

$$i_{of} = K_i i_{opk} \quad (96)$$

onde K_i é o ganho do sensor e filtro.

Substituindo (96) em (95), tem-se:

$$v_{opk}^* = \frac{K_d p_o^*}{K_i i_{opk}} \quad (97)$$

Aplicando uma perturbação a pequenos sinais e linearizando, obtêm-se a tensão de referência para regime permanente e para variações a pequenos sinais:

$$V_{opk}^* = \frac{K_d P_o^*}{K_i I_{opk}} \quad (98)$$

$$\hat{v}_{opk}^* = \frac{K_d P_o^*}{K_i I_{opk}} \left(\frac{\hat{p}^*}{P_o^*} - \frac{\hat{i}_{opk}}{I_{opk}} \right) \quad (99)$$

O ganho de malha fechada de tensão é:

$$K_{vmf} = \frac{V_{opk}}{V_{opk}^*} = \frac{K_{ctrl} K_{VCO} K_{inv}}{1 + K_v K_{ctrl} K_{VCO} K_{inv}} \quad (100)$$

onde K_{ctrl} é o ganho do controlador, K_{VCO} o ganho do VCO, K_{inv} o ganho do inversor e K_v o ganho do senhor de tensão e filtro.

Substituindo (100) em (98), tem-se

$$\frac{V_{opk}}{P_o^*} = \frac{K_d K_{vmf}}{K_i I_{opk}} \quad (101)$$

Aplicando a equação (93), chega-se a:

$$\frac{P_o}{P_o^*} = \frac{K_d K_{vmf}}{2 K_i} \quad (102)$$

Ao perturbar a pequenos sinais e linearizar a equação (93), obtém-se:

$$\hat{p}_o = \frac{1}{2} (I_{opk} \hat{v}_{opk} + V_{opk} \hat{i}_{opk}) \quad (103)$$

$$\hat{p}_o = I_{opk} \hat{v}_{opk} = V_{opk} \hat{i}_{opk} \quad (104)$$

Reescrevendo, encontra-se:

$$\hat{i}_o = \frac{\hat{p}}{V_{opk}} \quad (105)$$

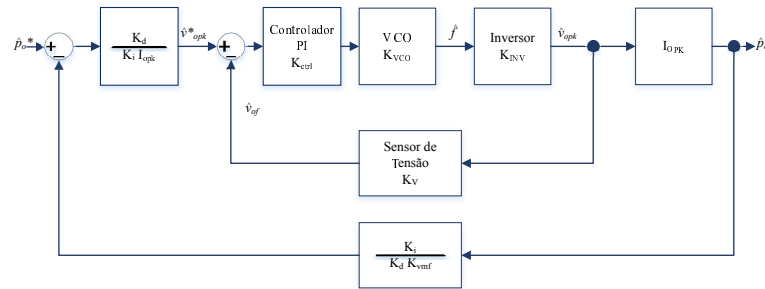
$$\hat{v}_o = \frac{\hat{p}}{I_{opk}} \quad (106)$$

Substituindo as equações (101) e (105) em (99), define-se a tensão de referência a pequenos sinais por meio da diferença entre a potência de referência a pequenos sinais e da potência de saída a pequenos sinais:

$$\hat{v}_{opk}^* = \frac{K_d}{K_i I_{opk}} \left[\hat{p}^* - \left(\frac{K_i}{K_d K_{vmf}} \right) \hat{p} \right] \quad (107)$$

O diagrama a pequenos sinais mostrado na Figura 58, baseado na equação (107), revela uma realimentação de potência, embora não há no diagrama na Figura 57.

Figura 58 - Diagrama a Pequenos Sinais



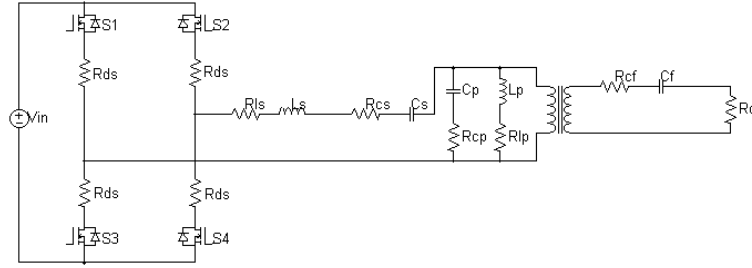
Fonte: adaptado de Dorkmai, Kulvitit e Tansatit (2007).

Com o método de controle estudado, resta fazer a modelação do inversor e aplicar a técnica de controle.

5.1.2 Modelação do inversor ressonante

A modelação do inversor para obter a função de transferência entre $\frac{\hat{v}_{opk}(s)}{f(s)}$ é realizada por meio dos espaços de estados. Na Figura 59, tem-se o circuito completo para a modelação:

Figura 59 - Circuito para Modelação



Fonte: elaborado pelo autor.

As equações obtidas do circuito são:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_s} = & \frac{V_{in}}{L_s} - \frac{v_{C_s}}{L_s} - \frac{i_{L_s} \left(r_{C_s} + 2r_{DS} + r_{L_s} + \frac{r_{C_p}(r_{C_f} + R_o)}{r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o} \right)}{L_s} \\ & - \frac{v_{C_p}(r_{C_f} + R_o)}{L_s(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} - \frac{nr_{C_p}v_{C_f}}{L_s(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} + \frac{r_{C_p}\dot{i}_{L_p}(r_{C_f} + R_o)}{L_s(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} \end{aligned} \quad (108)$$

$$\dot{v}_{C_s} = \frac{\dot{i}_{L_s}}{C_s} \quad (109)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_p} = & \frac{R_o v_{C_p}}{L_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} - \frac{\dot{i}_{L_p} \left(r_{L_p} + \frac{r_{C_p}(r_{C_f} + R_o)}{r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o} \right)}{L_p} \\ & + \frac{nr_{C_p}v_{C_f}}{L_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} + \frac{r_{C_p}\dot{i}_{L_s}(r_{C_f} + R_o)}{L_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} \end{aligned} \quad (110)$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_{C_p} = & \frac{\dot{i}_{L_s}(r_{C_f} + R_o)}{C_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} - \frac{\dot{i}_{L_p}(r_{C_f} + R_o)}{C_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} \\ & - \frac{n^2 v_{C_p}}{C_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} + \frac{nv_{C_f}}{C_p(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} \end{aligned} \quad (111)$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_{C_f} = & \frac{nv_{C_p}}{C_f(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} - \frac{v_{C_f}}{C_f(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} \\ & - \frac{nr_{C_p}\dot{i}_{L_p}}{C_f(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} + \frac{nr_{C_p}\dot{i}_{L_s}}{C_f(r_{C_p}n^2 + r_{C_f} + R_o)} \end{aligned} \quad (112)$$

$$i_o = \frac{n v_{C_p}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} - \frac{v_{C_f}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} - \frac{n r_{C_p} i_{L_p}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} + \frac{n r_{C_p} i_{L_s}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} \quad (113)$$

$$v_o = \frac{n R_o v_{C_p}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} - \frac{R_o v_{C_f}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} - \frac{n r_{C_p} R_o i_{L_p}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} + \frac{n r_{C_p} R_o i_{L_s}}{r_{C_p} n^2 + r_{C_f} + R_o} \quad (114)$$

Aplicando transformada fasorial modificada, proposta por Yin et al. (2003):

$$x(t) = \text{Re}[\bar{x}(t)e^{j \int \omega_s(t) dt}] \quad (115)$$

e decompondo em parte Real, indicada pelo subíndice 1, e Imaginária, indicada pelo subíndice 2, as equações de (108) a (114), chega-se a:

$$\dot{i}_{L_s1} = \omega i_{L_s2} - \frac{v_{C_s1}}{L_s} - \frac{i_{L_s1} \left(R + \frac{\alpha}{\beta} \right)}{L_s} + \frac{4 V_{in}}{\pi L_s} - \frac{v_{C_p1} (\beta - n^2 r_{C_p})}{L_s \beta} + \frac{\alpha i_{L_p1}}{L_s \beta} - \frac{n r_{C_p} v_{C_f1}}{L_s \beta} \quad (116)$$

$$\dot{i}_{L_s2} = \frac{i_{L_s2} \left(R - \frac{\alpha}{\beta} \right)}{L_s} - \frac{v_{C_s2}}{L_s} - \omega i_{L_s1} - \frac{v_{C_p2} (\beta - n^2 r_{C_p})}{L_s \beta} + \frac{\alpha i_{L_p2}}{L_s \beta} - \frac{n r_{C_p} v_{C_f2}}{L_s \beta} \quad (117)$$

$$\dot{v}_{C_s1} = \omega v_{C_s2} + \frac{i_{L_s1}}{C_s} \quad (118)$$

$$\dot{v}_{C_s2} = \frac{i_{L_s2}}{C_s} - \omega v_{C_s1} \quad (119)$$

$$\dot{i}_{L_p1} = \omega i_{L_p2} - \frac{i_{L_p1} \left(r_{L_p} + \frac{\alpha}{\beta} \right)}{L_p} + \frac{R_o v_{C_p1}}{L_p \beta} + \frac{\alpha i_{L_s1}}{L_p \beta} + \frac{n r_{C_p} v_{C_f1}}{L_p \beta} \quad (120)$$

$$\dot{i}_{L_p2} = \frac{R_o v_{C_p2}}{L_p \beta} - \frac{i_{L_p2} \left(r_{L_p} + \frac{\alpha}{\beta} \right)}{L_p} - \omega i_{L_p1} + \frac{\alpha i_{L_s2}}{L_p \beta} + \frac{n r_{C_p} v_{C_f2}}{L_p \beta} \quad (121)$$

$$\dot{v}_{C_p1} = \omega v_{C_p2} + \frac{n v_{C_f1}}{C_p \beta} - \frac{n^2 v_{C_p1}}{C_p \beta} - \frac{i_{L_p1} (R_o + r_{C_f})}{C_p \beta} + \frac{i_{L_s1} (R_o + r_{C_f})}{C_p \beta} \quad (122)$$

$$\dot{v}_{Cp2} = \frac{n v_{Cf2}}{C_p \beta} - \omega v_{Cp1} - \frac{n^2 v_{Cp2}}{C_p \beta} - \frac{i_{Lp2} (R_o + r_{Cf})}{C_p \beta} + \frac{i_{Ls2} (R_o + r_{Cf})}{C_p \beta} \quad (123)$$

$$\dot{v}_{Cf1} = \omega v_{Cf2} - \frac{v_{Cf1}}{C_f \beta} + \frac{n v_{Cp1}}{C_f \beta} - \frac{n r_{Cp} i_{Lp1}}{C_f \beta} + \frac{n r_{Cp} i_{Ls1}}{C_f \beta} \quad (124)$$

$$\dot{v}_{Cf2} = \frac{n v_{Cp2}}{C_f \beta} - \frac{v_{Cf2}}{C_f \beta} - \omega v_{Cf1} - \frac{n r_{Cp} i_{Lp2}}{C_f \beta} + \frac{n r_{Cp} i_{Ls2}}{C_f \beta} \quad (125)$$

$$i_{o1} = \frac{n v_{Cp1}}{\beta} - \frac{v_{Cf1}}{\beta} - \frac{n r_{Cp} i_{Lp1}}{\beta} + \frac{n r_{Cp} i_{Ls1}}{\beta} \quad (126)$$

$$i_{o2} = \frac{n v_{Cp2}}{\beta} - \frac{v_{Cf2}}{\beta} - \frac{n r_{Cp} i_{Lp2}}{\beta} + \frac{n r_{Cp} i_{Ls2}}{\beta} \quad (127)$$

$$v_{o1} = \frac{R_o n v_{Cp1}}{\beta} - \frac{R_o v_{Cf1}}{\beta} - \frac{R_o n r_{Cp} i_{Lp1}}{\beta} + \frac{R_o n r_{Cp} i_{Ls1}}{\beta} \quad (128)$$

$$v_{o2} = \frac{R_o n v_{Cp2}}{\beta} - \frac{R_o v_{Cf2}}{\beta} - \frac{R_o n r_{Cp} i_{Lp2}}{\beta} + \frac{R_o n r_{Cp} i_{Ls2}}{\beta} \quad (129)$$

sendo,

$$\omega = 2 \pi f \quad (130)$$

$$R = r_{Cs} + 2r_{DS} + r_{Ls} \quad (131)$$

$$\alpha = r_{Cp} (R_o + r_{Cf}) \quad (132)$$

$$\beta = r_{Cp} n^2 + R_o + r_{Cf} \quad (133)$$

Aplicando a perturbação a pequenos sinais de (116) a (129), as matrizes de espaços de estados a pequenos sinais são:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R+\frac{\alpha}{\beta}}{L_s} & \Omega & -\frac{1}{L_s} & 0 & \frac{\alpha}{L_s\beta} & 0 & -\frac{\beta-n^2r_{Cp}}{L_s\beta} & 0 & -\frac{nr_{Cp}}{L_s\beta} & 0 \\ -\Omega & -\frac{R+\frac{\alpha}{\beta}}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & \frac{\alpha}{L_s\beta} & 0 & -\frac{\beta-n^2r_{Cp}}{L_s\beta} & 0 & -\frac{nr_{Cp}}{L_s\beta} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & \Omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & -\Omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\alpha}{L_p\beta} & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_{Lp}+\frac{\alpha}{\beta}}{L_p} & \Omega & \frac{R_o}{L_p\beta} & 0 & \frac{nr_{Cp}}{L_p\beta} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha}{L_p\beta} & 0 & 0 & -\Omega & -\frac{r_{Lp}+\frac{\alpha}{\beta}}{L_p} & 0 & \frac{R_o}{L_p\beta} & 0 & \frac{nr_{Cp}}{L_p\beta} \\ \frac{R_o+r_{Cf}}{C_p\beta} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_o+r_{Cf}}{C_p\beta} & 0 & -\frac{n^2}{C_p\beta} & \Omega & \frac{n}{C_p\beta} & 0 \\ 0 & \frac{R_o+r_{Cf}}{C_p\beta} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_o+r_{Cf}}{C_p\beta} & -\Omega & -\frac{n^2}{C_p\beta} & 0 & \frac{n}{C_p\beta} \\ \frac{nr_{Cp}}{C_f\beta} & 0 & 0 & 0 & -\frac{nr_{Cp}}{C_f\beta} & 0 & \frac{n}{C_f\beta} & 0 & -\frac{1}{C_f\beta} & \Omega \\ 0 & \frac{nr_{Cp}}{C_f\beta} & 0 & 0 & 0 & -\frac{nr_{Cp}}{C_f\beta} & 0 & \frac{n}{C_f\beta} & -\Omega & -\frac{1}{C_f\beta} \end{bmatrix} \quad (134)$$

$$\hat{B} = \begin{bmatrix} \frac{4}{L_s\pi} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\pi I_{Ls2} & -2\pi I_{Ls1} & 2\pi V_{Cs2} & -2\pi V_{Cs1} & 2\pi I_{Lp2} & -2\pi I_{Lp1} & 2\pi V_{Cp2} & -2\pi V_{Cp1} & 2\pi V_{Cf2} & -2\pi V_{Cf1} \end{bmatrix}^T \quad (135)$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} \frac{I_{o1}nr_{Cp}}{\beta I_o} & \frac{I_{o2}nr_{Cp}}{\beta I_o} & 0 & 0 & -\frac{I_{o1}nr_{Cp}}{\beta I_o} & -\frac{I_{o2}nr_{Cp}}{\beta I_o} & \frac{I_{o1}n}{\beta I_o} & \frac{I_{o2}n}{\beta I_o} & -\frac{I_{o1}}{\beta I_o} & -\frac{I_{o2}}{\beta I_o} \\ \frac{R_oV_{o1}nr_{Cp}}{\beta V_o} & \frac{R_oV_{o2}nr_{Cp}}{\beta V_o} & 0 & 0 & -\frac{R_oV_{o1}nr_{Cp}}{\beta V_o} & -\frac{R_oV_{o2}nr_{Cp}}{\beta V_o} & \frac{R_oV_{o1}n}{\beta V_o} & \frac{R_oV_{o2}n}{\beta V_o} & -\frac{R_oV_{o1}}{\beta V_o} & -\frac{R_oV_{o2}}{\beta V_o} \end{bmatrix} \quad (136)$$

$$\hat{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (137)$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{Ls1} & \hat{i}_{Ls2} & \hat{v}_{Cs1} & \hat{v}_{Cs2} & \hat{i}_{Lp1} & \hat{i}_{Lp2} & \hat{v}_{Cp1} & \hat{v}_{Cp2} & \hat{v}_{Cf1} & \hat{v}_{Cf2} \end{bmatrix}^T \quad (138)$$

$$\hat{u} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} & \hat{f} \end{bmatrix}^T \quad (139)$$

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{opk} & \hat{v}_{opk} \end{bmatrix}^T \quad (140)$$

sendo,

$$I_o = \sqrt{I_{o1}^2 + I_{o2}^2} \quad (141)$$

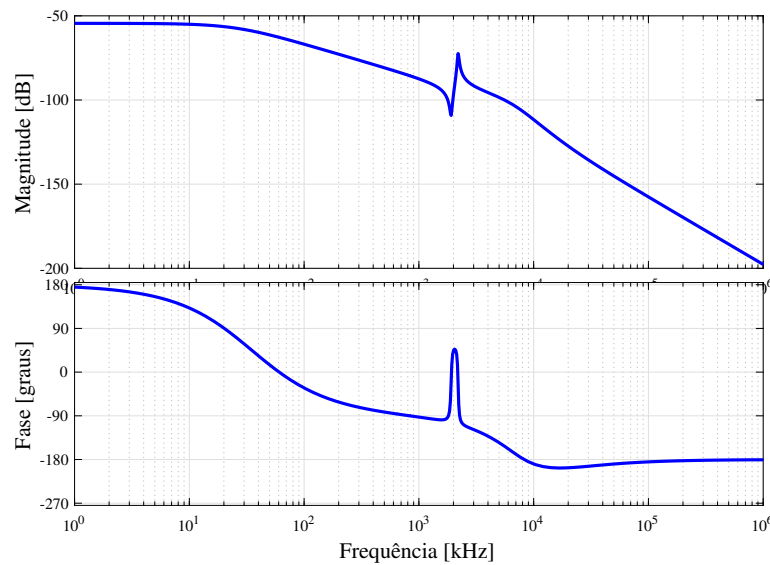
$$V_o = \sqrt{V_{o1}^2 + V_{o2}^2} \quad (142)$$

A função de transferência $\frac{v_{opk}(s)}{f(s)}$ é obtida fazendo as demais entradas nulas e coletando apenas a saída de interesse, por meio de:

$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}(s)} = [\hat{C} (sI - \hat{A})^{-1} \hat{B} + \hat{D}] \quad (143)$$

Utilizando o programa computacional MATLAB, adquiriu-se o diagrama de Bode desta função de transferência a qual é calculada para a condição menos favorável, ou seja, para maior resistência de carga ($R_o = 2k\Omega$) a 50 W. Assim, a frequência de projeto é $f = 1.1\text{MHz}$. Na Figura 60, analisa-se a resposta em frequência da função de transferência:

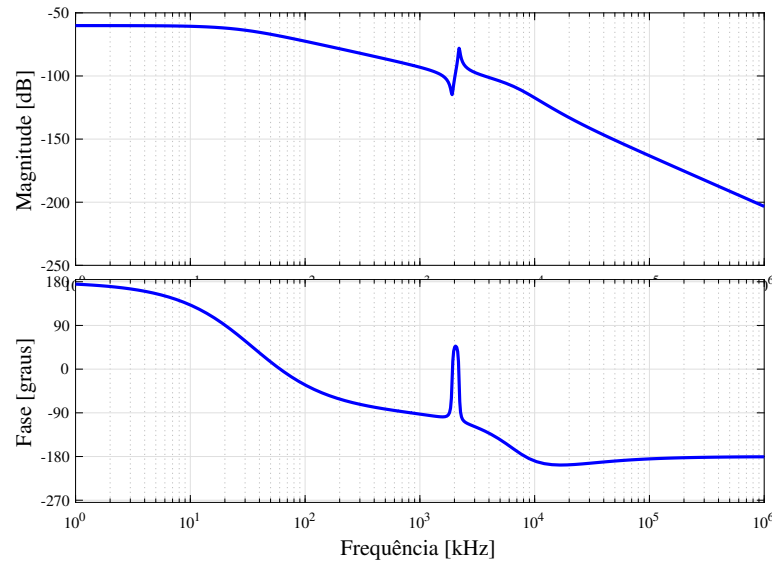
Figura 60 - Resposta em Frequência da Função de Transferência



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 61, observa-se a resposta em frequência para a malha de potência:

Figura 61 - Resposta em Frequência da Malha de Potência



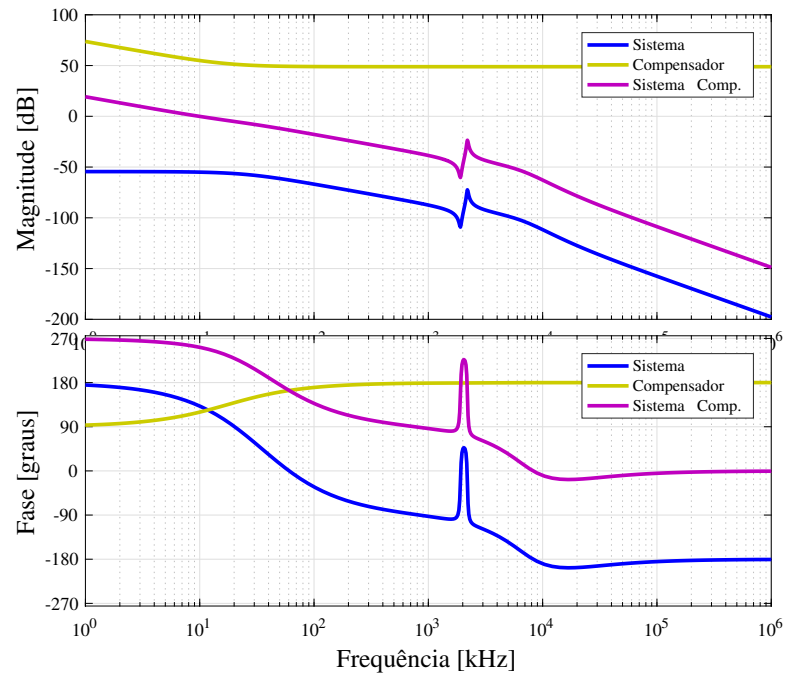
Fonte: elaborado pelo autor.

O compensador utilizado é um Proporcional-Integrador (PI), o qual foi projetado com a seguinte função de transferência:

$$C_{\text{omp}}(s) = -277,05 \frac{s + 1,097 \cdot 10^5}{s} \quad (144)$$

Na figura 62, analisam-se as respostas em frequência da função de transferência do sistema em azul, do compensador em amarelo e do sistema com o compensador aplicado em magenta. A frequência de cruzamento é igual a 10 kHz e a margem de fase é de 70° . Esses valores foram estabelecidos devido à dificuldade em aumentar o ganho sem que o sistema ficasse instável, de modo que a frequência de cruzamento estivesse em 2 MHz, e que não apresentasse *overshoot* na resposta no tempo para uma entrada degrau.

Figura 62 - Resposta em Frequência do Sistema, Compensador e Sistema Compensado



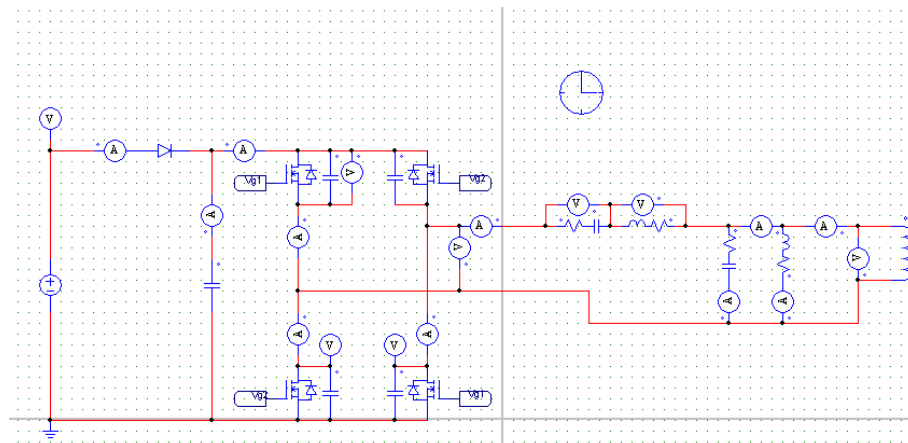
Fonte: elaborado pelo autor.

Com o controlador projetado, as simulações do inversor devem ser realizadas e analisadas.

5.2 SIMULAÇÕES

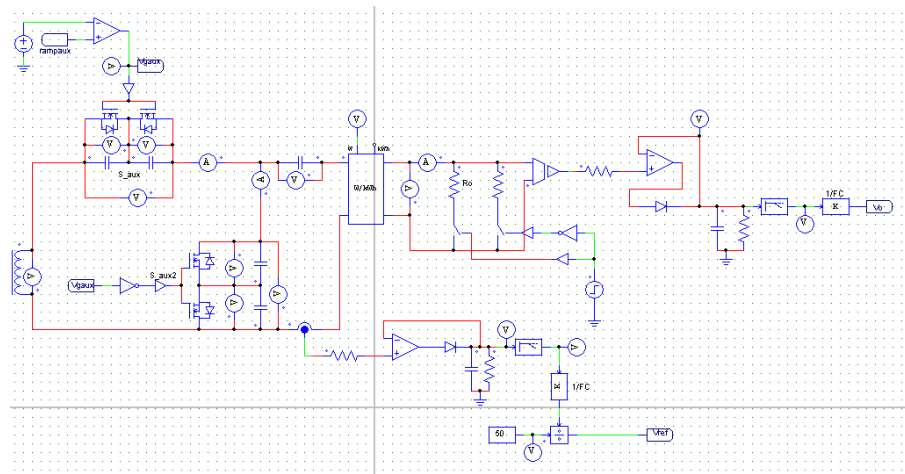
As simulações foram realizadas por meio do programa computacional PSim conforme circuito visualizado nas Figuras 63, 64 e 65. Na primeira Figura, o circuito visualizado é a parte do primário: fonte, ponte completa e tanque ressonante. Na segunda, o secundário onde estão localizadas as chaves auxiliares, a carga e os circuitos seguidores de tensão. Por fim, na terceira Figura, o circuito de controle e lógica de atuação das chaves. Durante o modo *Cut*, as chaves auxiliares em série S_{aux} com o transformador ficam constantemente disparadas enquanto que as chaves auxiliares em paralelo S_{aux2} , bloqueadas. Quando o operador desejar utilizar os modos *Blend* ou *Coag* ou *Fulg*, as chaves em série são bloqueadas para que o tanque ressonante esteja em circuito aberto enquanto as outras chaves entram em condução para que a carga seja cortocircuitada.

Figura 63 - Circuito de Simulação - Primário



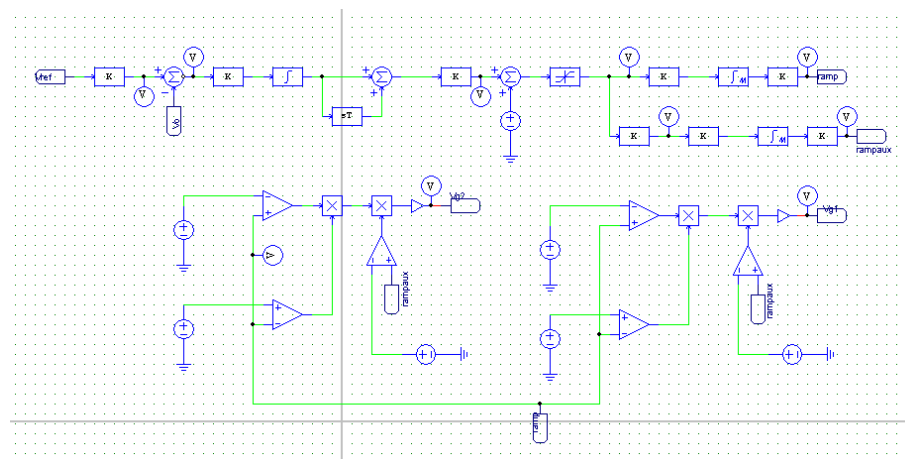
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 64 - Circuito de Simulação - Secundário



Fonte: elaborado pelo autor.

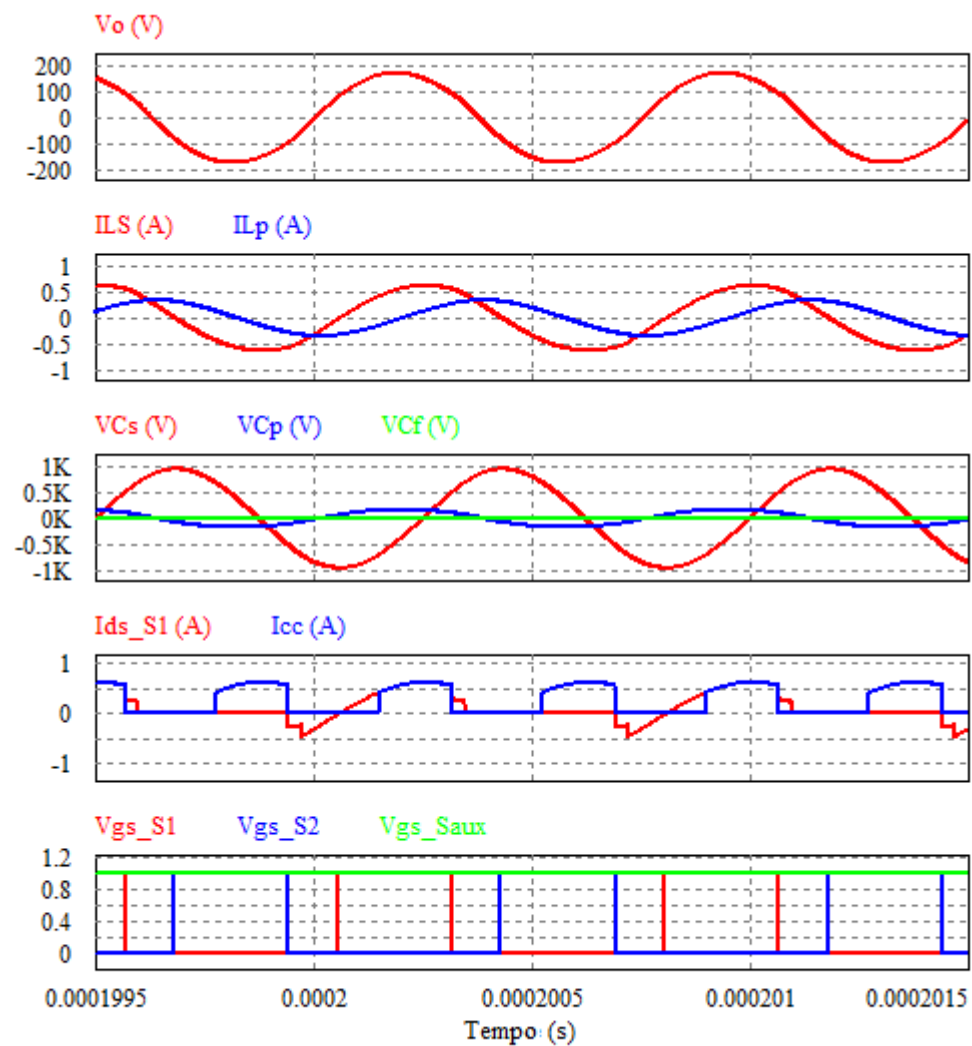
Figura 65 - Circuito de Simulação - Controle e Lógica



Fonte: elaborado pelo autor.

5.2.1 Modo de operação *cut*

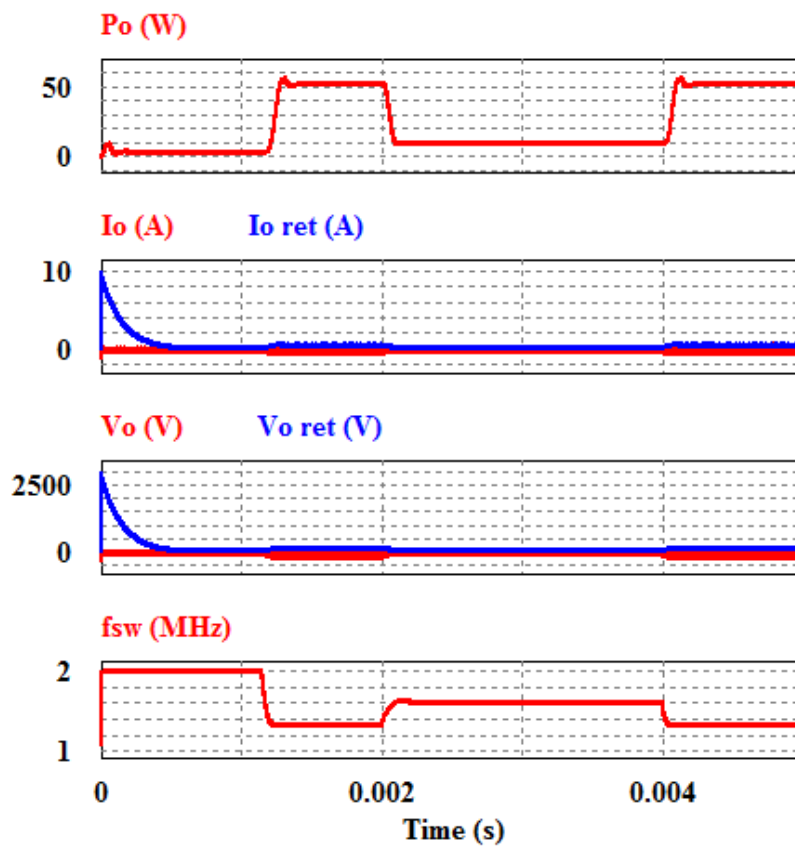
Com o modo *Cut*, procura-se entregar no máximo 50 W para todas as cargas. Na Figura 66, observam-se as curvas da tensão de saída, as correntes nos indutores, as tensões nos capacitores, a corrente na chave S_1 e na fonte e os sinais de disparos das chaves para a carga de $300\ \Omega$, que é o valor comum de resistência de carga declarada nos aparelhos comerciais para esse modo de operação, em malha aberta.

Figura 66 - Curvas para Modo *Cut* - $300\ \Omega$ 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Na Figura 67, observam-se as curvas de potência na carga; da corrente na carga, da retificação da corrente; da tensão na carga, da retificação da tensão para uma carga fixa de $300\ \Omega$ sob uma variação de potência de 50 W para 10 W e de volta para 50 W no modo de operação "cut" já com o controle aplicado. Embora haja uma demora inicial para o controle atuar devido aos valores iniciais de simulação, o tempo de estabilidade do sistema é muito pequeno tanto variando da menor potência para a maior quanto da maior para a menor.

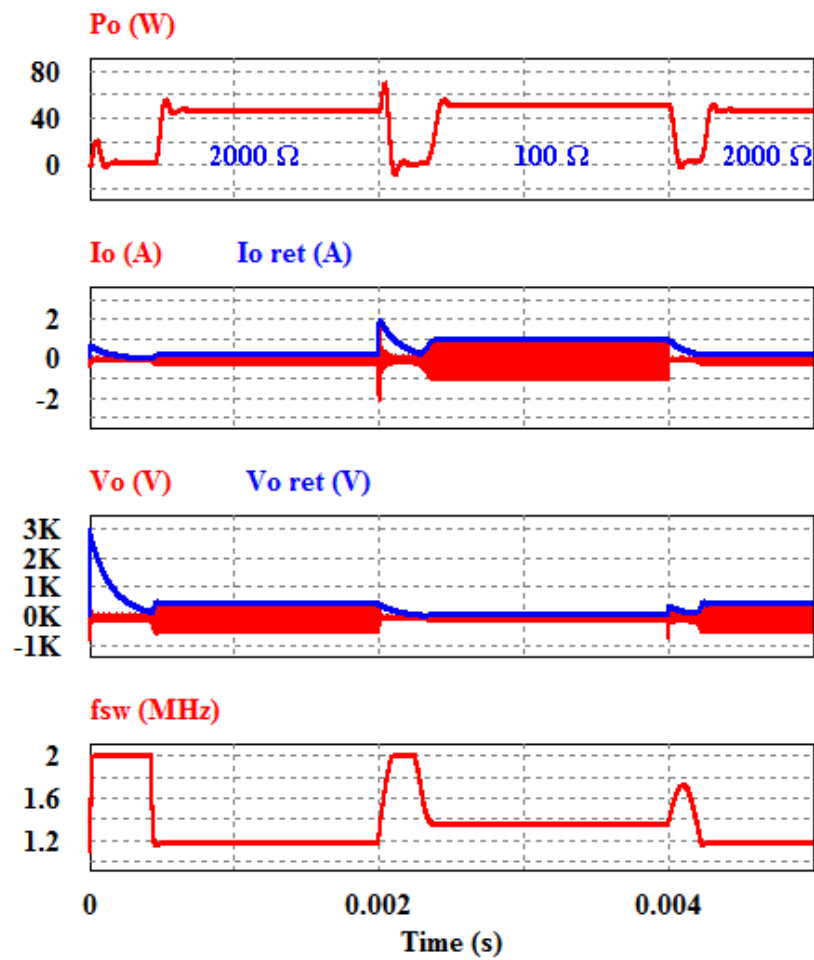
Figura 67 - Potência, Corrente e Tensão na Carga



Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Na Figura 68, observam-se as curvas de potência na carga; da corrente na carga, da retificação da corrente; da tensão na carga, da retificação da tensão a uma variação de carga de $100\ \Omega$ para $2\text{ k}\Omega$ e de volta para $100\ \Omega$ à potência de 50 W no modo de operação "*cut*". Neste caso, há uma demora para o controle atuar devido à descarga dos capacitores do circuito seguidor de pico de tensão e de corrente na carga, porém a potência entregue é menor do que a desejada, evitando possíveis danos ao tecido do paciente.

Figura 68 - Potência, Corrente e Tensão na Carga



Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Na Tabela 4, agruparam-se alguns valores de interesse obtidos por simulação para 100 Ω , 300 Ω e 2000 Ω . Os valores máximo de pico de tensão no capacitor série C_s para a resistência de carga de 2000 Ω e o máximo de pico de corrente no indutor série L_s para a resistência de carga de 100 Ω podem ser enaltecidas: 1,547 kV e 1,01 A, respectivamente.

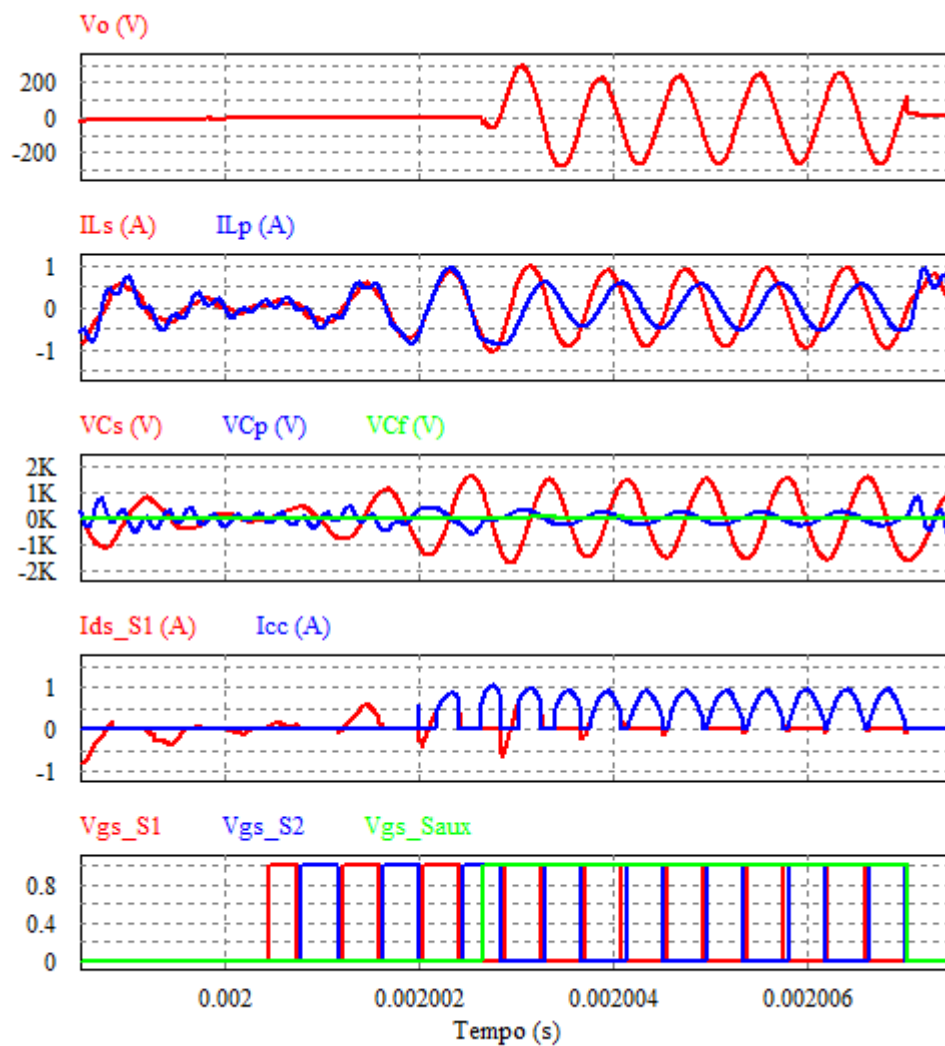
Tabela 4 - Valores de Simulação - Modo *Cut*

R_o	100 Ω	300 Ω	2 k Ω
Corrente Média na Fonte (I_{cc})	0,327 A	0,284 A	0,302 A
Corrente Eficaz na Chave (I_{S_1})	0,484 A	0,308 A	0,637 A
Corrente Eficaz no Indutor Série (I_{L_s})	0,692 A	0,446 A	0,637 A
Corrente de Pico no Indutor Série ($I_{L_{spk}}$)	1,010 A	0,624 A	0,912 A
Corrente Eficaz no Indutor Paralelo (I_{L_p})	0,139 A	0,238 A	0,686 A
Corrente de Pico no Indutor Paralelo ($I_{L_{ppk}}$)	0,203 A	0,342 A	0,972 A
Tensão Eficaz no Capacitor Série (V_{C_s})	1,017 kV	0,666 kV	1,083 kV
Tensão de Pico no Capacitor Série ($V_{C_{spk}}$)	1,492 kV	0,956 kV	1,547 kV
Tensão Eficaz no Capacitor Paralelo (V_{C_p})	0,073 kV	0,124 kV	0,314 kV
Tensão de Pico no Capacitor Paralelo ($V_{C_{ppk}}$)	0,107 kV	0,172 kV	0,463 kV
Tensão Eficaz no Capacitor de Saída (V_{C_f})	17,772 V	10,450 V	4,537 V
Tensão de Pico no Capacitor de Saída ($V_{C_{fpk}}$)	24,634 V	15,020 V	6,424 V

Fonte: elaborada pelo autor.

5.2.2 Modo de operação *blend* 50 %

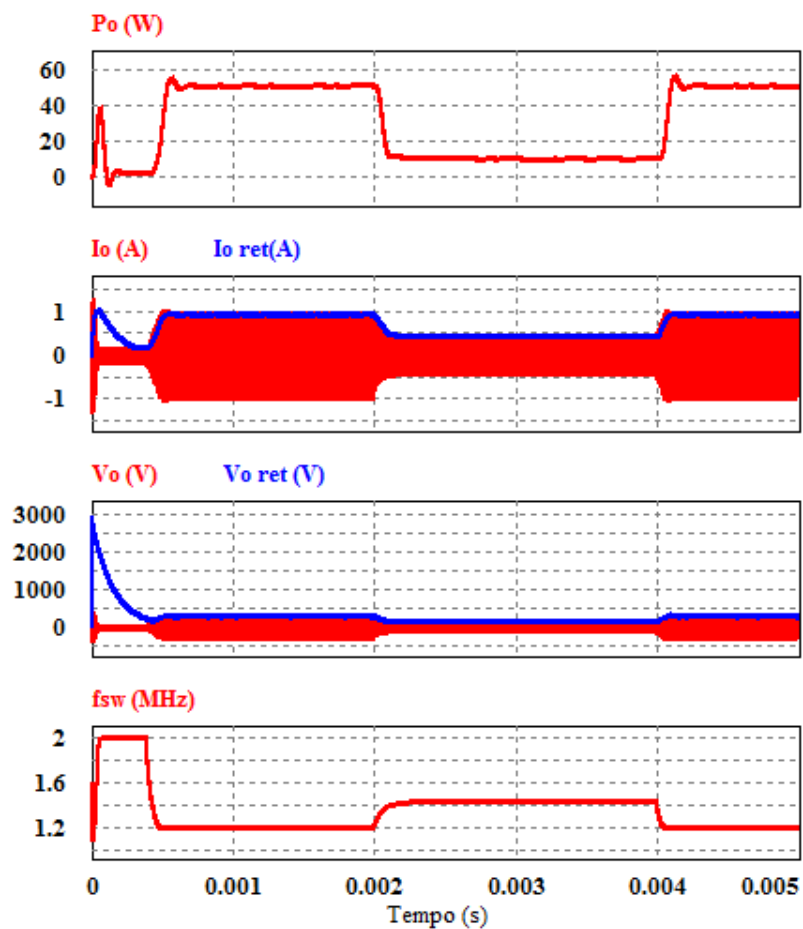
Com o modo *Blend* 50 %, procura-se entregar no máximo 50 W para todas as cargas, com um fator de crista igual a 2,5 sob uma razão cíclica de 50 % e uma frequência de repetição 10,5 vezes menor do que a frequência de chaveamento ($\frac{f_{sw}}{f_{aux}} = 10,5$). Na Figura 69, observam-se as curvas da tensão de saída, as correntes nos indutores, as tensões nos capacitores, as correntes na chave S_1 e na fonte e os sinais de disparos das chaves para a carga de 300 Ω .

Figura 69 - Curvas para Modo *Blend* 50 % - 300 Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

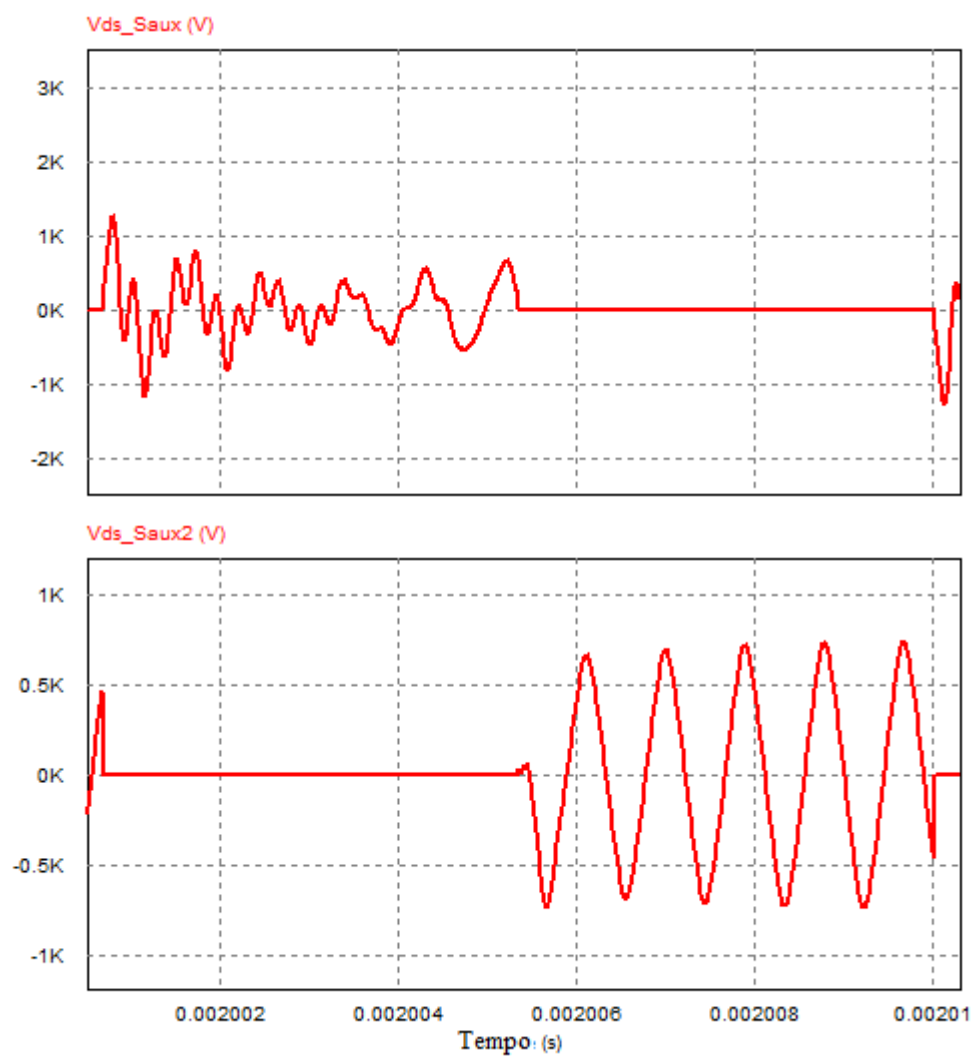
Na Figura 70, observam-se as curvas da potência na carga; da corrente na carga, da retificação da corrente; da tensão na carga, da retificação da tensão e da frequência de chaveamento para uma carga fixa de 300 Ω sob uma variação de potência de 50 W para 10 W e volta para 50 W no modo de operação *Blend*. Novamente, o sistema possuiu tempo de estabilidade muito pequeno para qualquer variação de potência.

Figura 70 - Potência, Corrente e Tensão na Carga

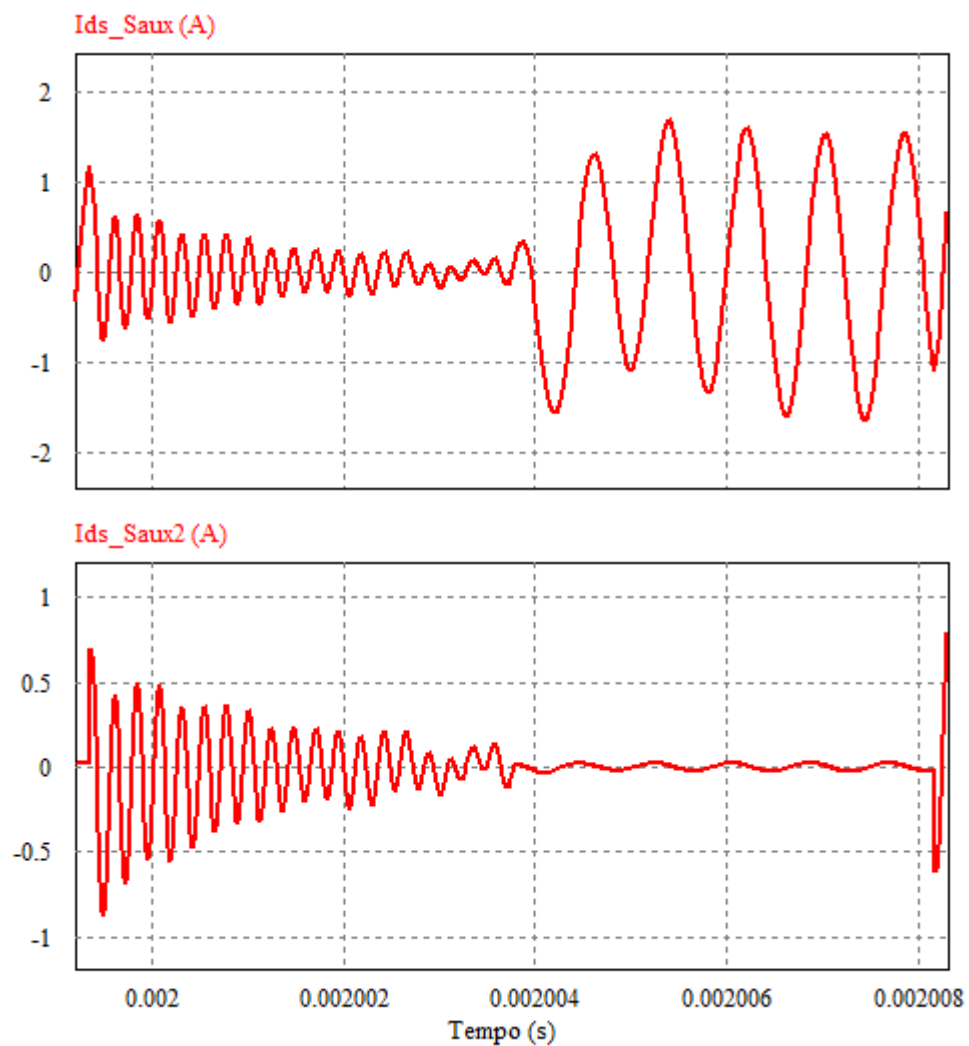


Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Nas Figuras 71 e 72, os esforços máximos de tensão e corrente nas chaves auxiliares são apresentados. A máxima tensão é obtida para a resistência de carga de $2000\ \Omega$ para 50 W de potência. Os valores de pico nas chaves auxiliares S_{aux} passam de 1,2 kV enquanto que nas chaves auxiliares S_{aux2} , é cerca de 750 V. A máxima corrente é obtida para a resistência de carga de $100\ \Omega$ para 50 W de potência. Os valores de pico nas chaves auxiliares S_{aux} passam de 1,5 A enquanto que nas chaves auxiliares S_{aux2} , é próxima de 0,8 A.

Figura 71 - Esforços de Tensão nas Chaves Auxiliares - *Blend* - 2000Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Figura 72 - Esforços de Corrente nas Chaves Auxiliares - *Blend* - 100 Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Na Tabela 5, agruparam-se alguns valores de interesse obtidos por simulação para 100 Ω , 300 Ω e 2000 Ω . Podem-se destacar os valores máximo de pico tensão sobre o capacitor série C_s para resistência de carga de 2000 Ω : 3,055 kV; e o valor máximo de pico de corrente no indutor paralelo L_p , 1,883 A, frente ao indutor série L_s , 1,654 A, também para 2000 Ω .

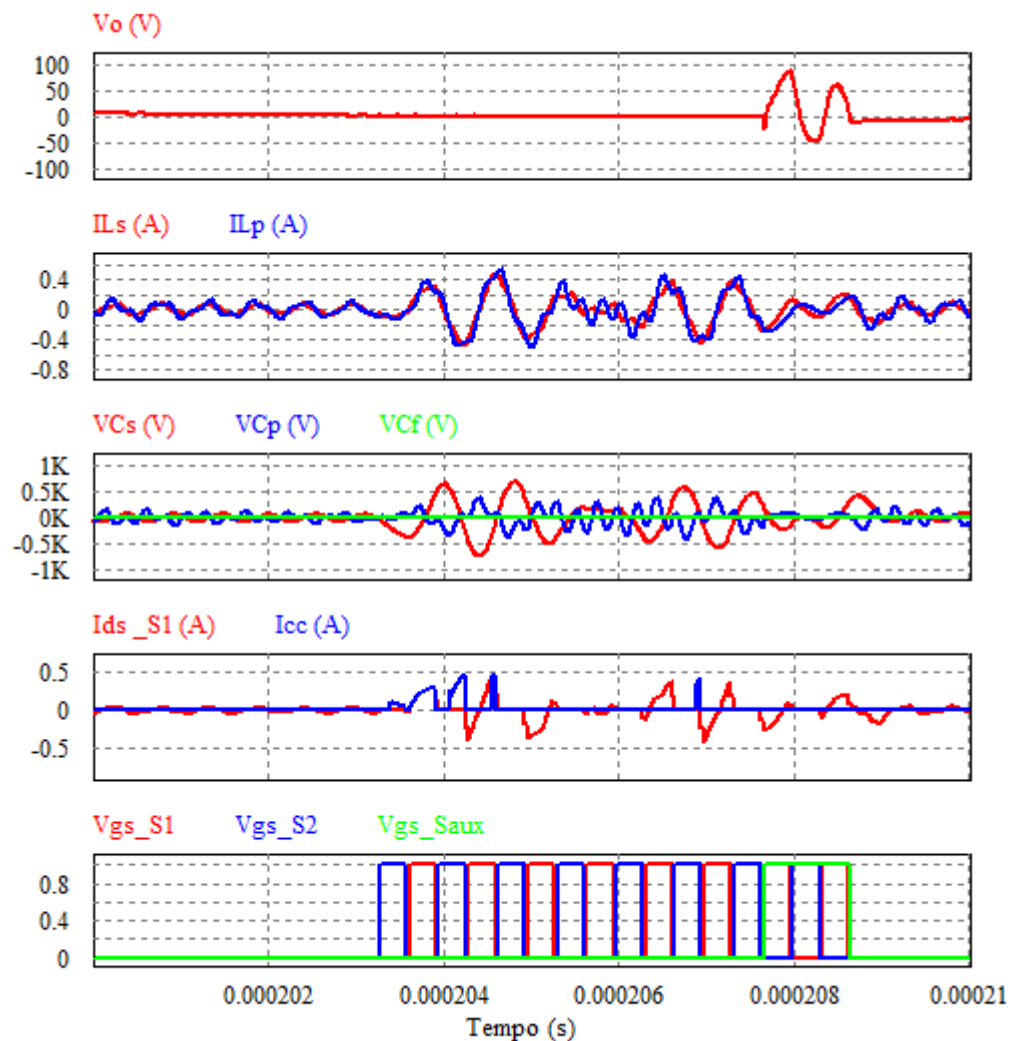
Tabela 5 - Valores de Simulação - Modo *Blend* 50 %

R_o	100 Ω	300 Ω	2 k Ω
Fator de Crista (FC)	3,3	2,8	2,5
Corrente Média na Fonte (I_{cc})	0,303 A	0,290 A	0,321 A
Corrente Eficaz na Chave (I_{S_1})	0,514 A	0,360 A	0,573 A
Corrente Eficaz no Indutor Série (I_{L_s})	0,728 A	0,511 A	0,811 A
Corrente de Pico no Indutor Série (I_{L_spk})	1,638 A	1,143 A	1,654 A
Corrente Eficaz no Indutor Paralelo (I_{L_p})	0,562 A	0,420 A	0,883 A
Corrente de Pico no Indutor Paralelo (I_{L_ppk})	1,651 A	1,202 A	1,883 A
Tensão Eficaz no Capacitor Série (V_{C_s})	1,245 kV	0,901 kV	1,475 kV
Tensão de Pico no Capacitor Série (V_{C_spk})	2,725 kV	1,987 kV	3,055 kV
Tensão Eficaz no Capacitor Paralelo (V_{C_p})	0,209 kV	0,222 kV	0,422 kV
Tensão de Pico no Capacitor Paralelo (V_{C_ppk})	0,747 kV	0,664 kV	1,374 kV
Tensão Eficaz no Capacitor de Saída (V_{C_f})	40,053 V	18,987 V	5,904 V
Tensão de Pico no Capacitor de Saída (V_{C_fpk})	161,131 V	72,494 V	15,639 V

Fonte: elaborada pelo autor.

5.2.3 Modo de operação *coag*

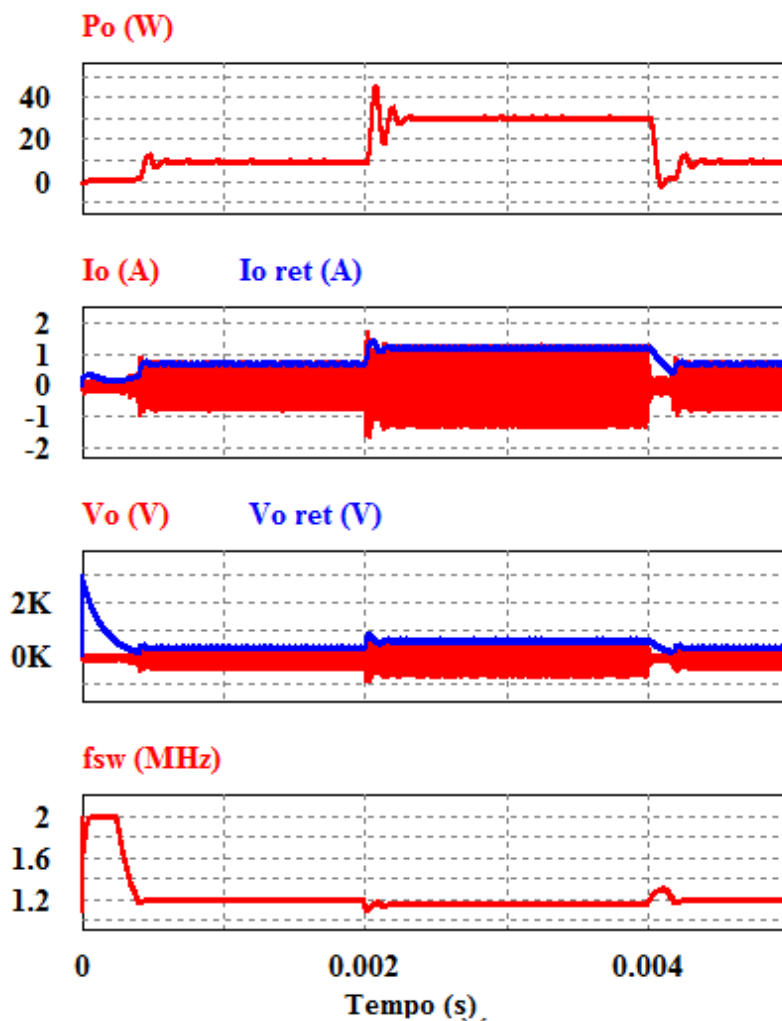
Com o modo *Coag*, procura-se entregar no máximo 30 W para todas as cargas, com um fator de crista igual a 5 sob uma razão cíclica de 10 % e uma frequência de repetição 14,5 vezes menor do que a frequência de chaveamento ($\frac{f_{sw}}{f_{aux}} = 14,5$). Na Figura 73, observam-se as curvas da tensão de saída, as correntes nos indutores, as tensões nos capacitores, as correntes na chave S_1 e na fonte e os sinais de disparos das chaves para a carga de 500 Ω , que é o valor comum de resistência de carga declarada nos aparelhos comerciais para esse modo de operação.

Figura 73 - Curvas para Modo *Coag* - 500Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

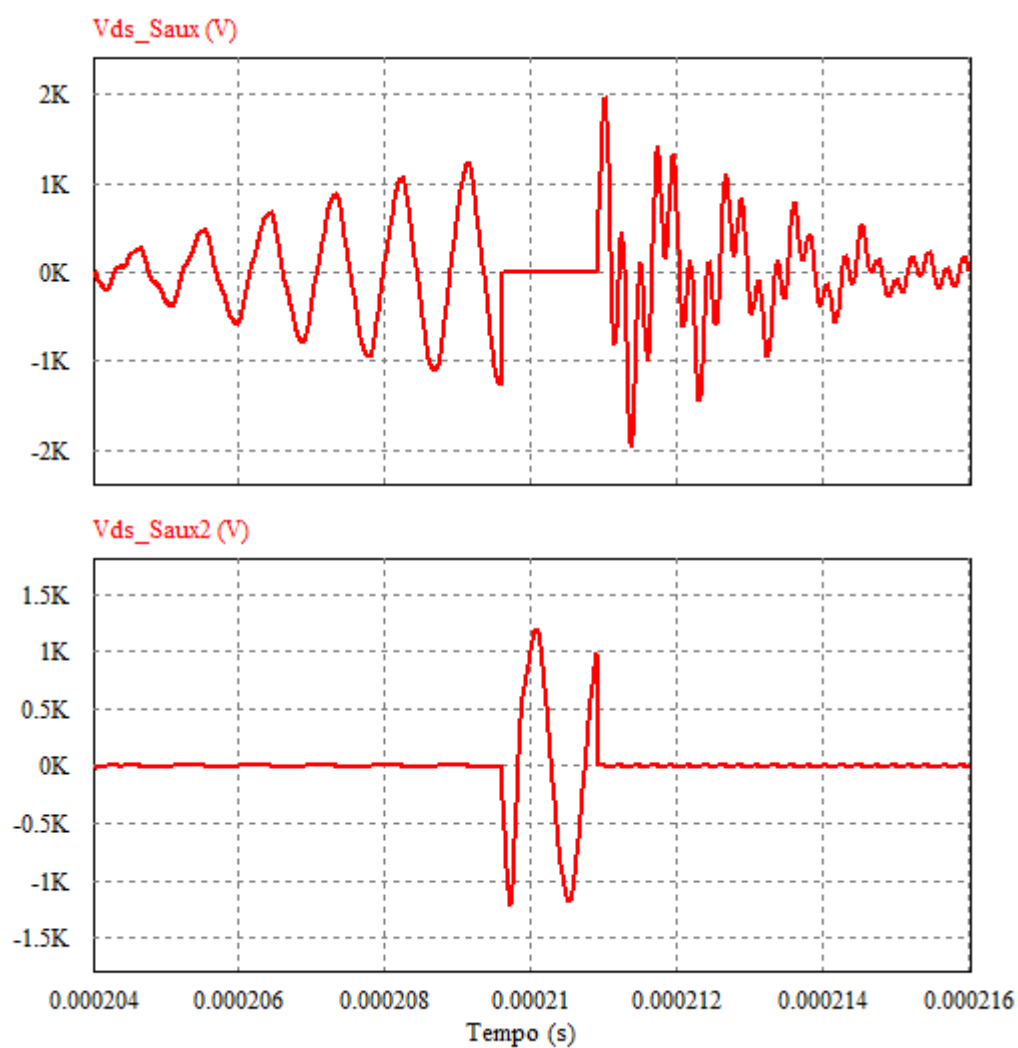
Na Figura 74, observam-se as curvas da potência na carga; da corrente na carga e da retificação da corrente; da tensão na carga e da retificação da tensão; e da frequência de chaveamento para uma carga fixa de 500Ω sob uma variação de potência de 10 W para 30 W e volta para 10 W no modo de operação *Coag*. Neste modo de operação, o sistema apresentou um tempo de estabilidade maior e um *overshoot* na potência quando varia da menor para a maior. E da maior para a menor, a descarga dos capacitores dos circuitos seguidores de pico é verificada.

Figura 74 - Potência, Corrente e Tensão na Carga

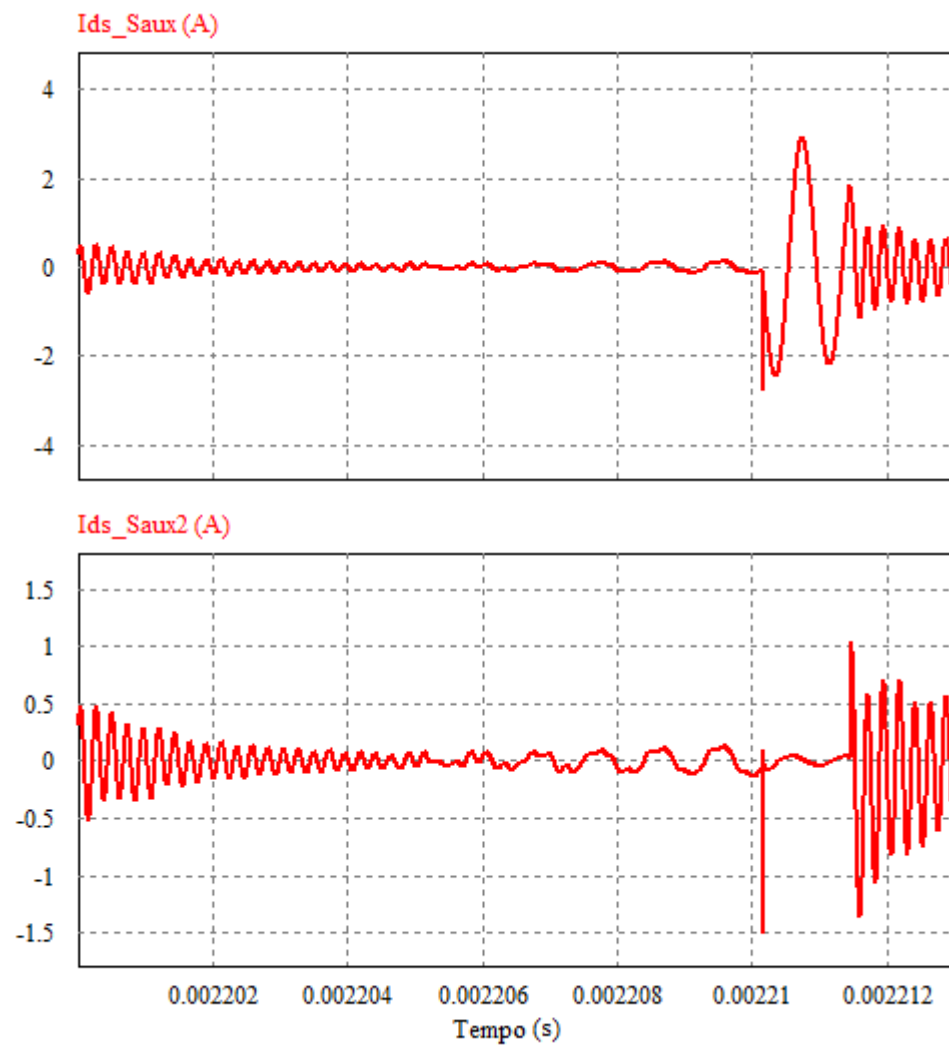


Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Nas Figuras 75 e 76, os esforços máximos de tensão e corrente nas chaves auxiliares são apresentados. Da mesma forma que o caso anterior, a máxima tensão é observada para a resistência de carga de $2000 \, \Omega$, mas neste caso, para uma potência de 30 W. Como se analisa, a tensão de pico nas chaves auxiliares S_{aux} chegam a 2 kV e nas chaves auxiliares S_{aux2} , a 1,2 kV. A corrente máxima é atingida para resistência de carga de $100 \, \Omega$ e potência de 30 W. Nas chaves auxiliares S_{aux} , a corrente de pico é cerca de 3 A e nas chaves auxiliares S_{aux2} , próxima de 1,5 A de pico.

Figura 75 - Esforços de Tensão nas Chaves Auxiliares - *Coag* - 2000Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim.

Figura 76 - Esforços de Corrente nas Chaves Auxiliares - *Coag* - $100\ \Omega$ 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim

Na Tabela 6, agruparam-se alguns valores de interesse obtidos por simulação para $100\ \Omega$, $500\ \Omega$ e $2000\ \Omega$ dos quais se destacam o valor máximo de pico de tensão sobre o capacitor série C_s o qual é igual a 4,619 kV para a carga de $2000\ \Omega$ e o valor máximo de pico de corrente no indutor paralelo L_p , 3,011 A, comparado ao máximo de pico de corrente no indutor série L_s , 2,581 A, para resistência de carga de $100\ \Omega$.

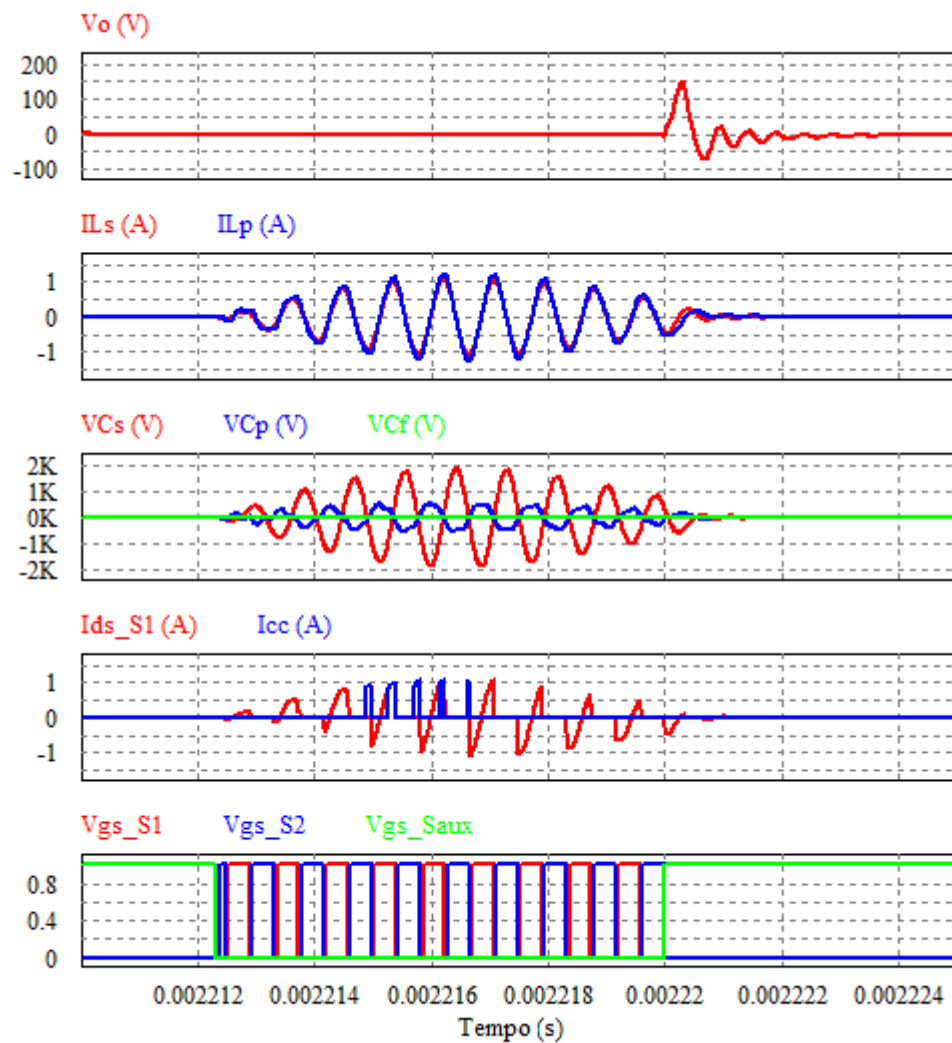
Tabela 6 - Valores de Simulação - Modo Coag

R_o	100 Ω	500 Ω	2 k Ω
Fator de Crista (FC)	5,5	5,2	4,8
Corrente Média na Fonte (I_{cc})	0,271 A	0,202 A	0,281 A
Corrente Eficaz na Chave (I_{S_1})	0,627 A	0,423 A	0,743 A
Corrente Eficaz no Indutor Série (I_{L_s})	0,890 A	0,600 A	1,054 A
Corrente de Pico no Indutor Série ($I_{L_{spk}}$)	2,581 A	1,885 A	2,448 A
Corrente Eficaz no Indutor Paralelo (I_{L_p})	0,831 A	0,614 A	1,153 A
Corrente de Pico no Indutor Paralelo ($I_{L_{ppk}}$)	3,011 A	1,827 A	2,783 A
Tensão Eficaz no Capacitor Série (V_{C_s})	1,543 kV	1,070 kV	1,912 kV
Tensão de Pico no Capacitor Série ($V_{C_{spk}}$)	4,111 kV	3,225 kV	4,619 kV
Tensão Eficaz no Capacitor Paralelo (V_{C_p})	0,543 kV	0,552 kV	0,339 kV
Tensão de Pico no Capacitor Paralelo ($V_{C_{ppk}}$)	2,454 kV	1,428 kV	1,918 kV
Tensão Eficaz no Capacitor de Saída (V_{C_f})	17,332 V	8,382 V	4,536 V
Tensão de Pico no Capacitor de Saída ($V_{C_{fpk}}$)	92,396 V	42,253 V	19,627 V

Fonte: elaborada pelo autor.

5.2.4 Modo de operação *fulg*

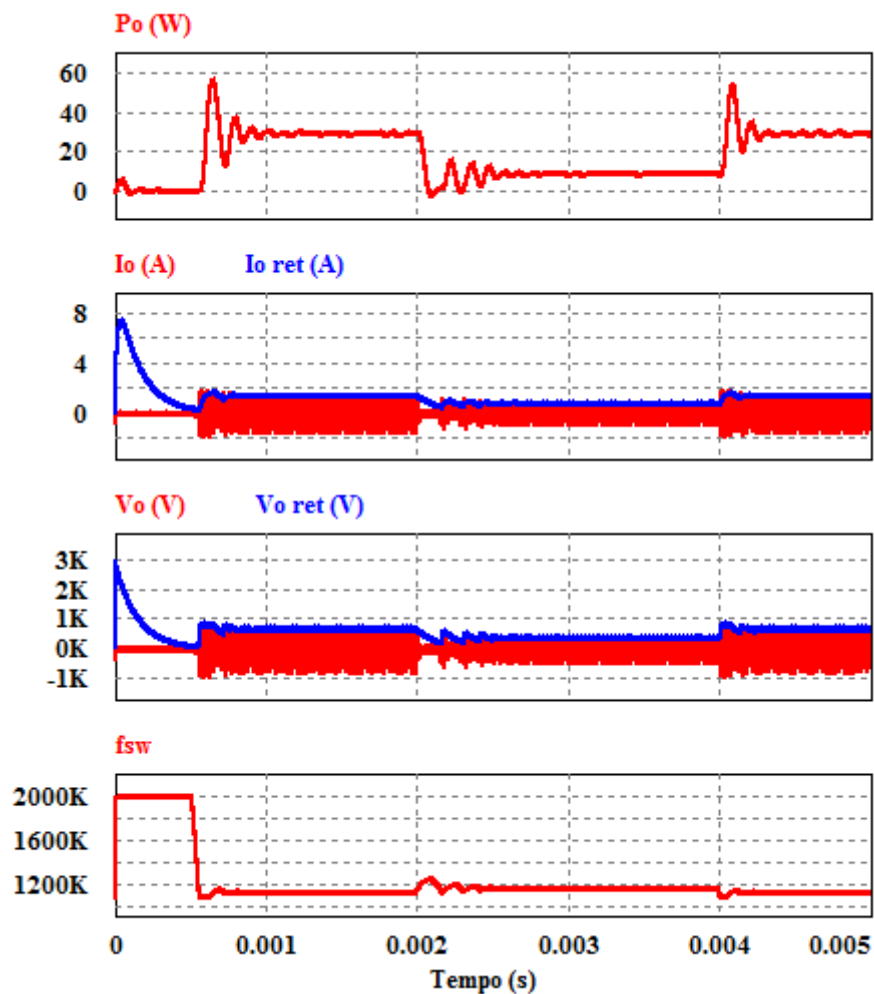
Com o modo Fulg, procura-se entregar no máximo 30 W para todas as cargas, com um fator de crista igual a 6 sob uma razão cíclica de 50 % e uma frequência de repetição 16,5 vezes menor do que a frequência de chaveamento, a qual está fixa em 1,1 MHz ($\frac{f_{sw}}{f_{aux}} = 16,5$). Na Figura 77, observam-se as curvas da tensão de saída, as correntes nos indutores, as tensões nos capacitores, as correntes na chave S_1 e na fonte e os sinais de disparos das chaves para a carga de 500 Ω .

Figura 77 - Curvas para Modo Fulg - 500 Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim

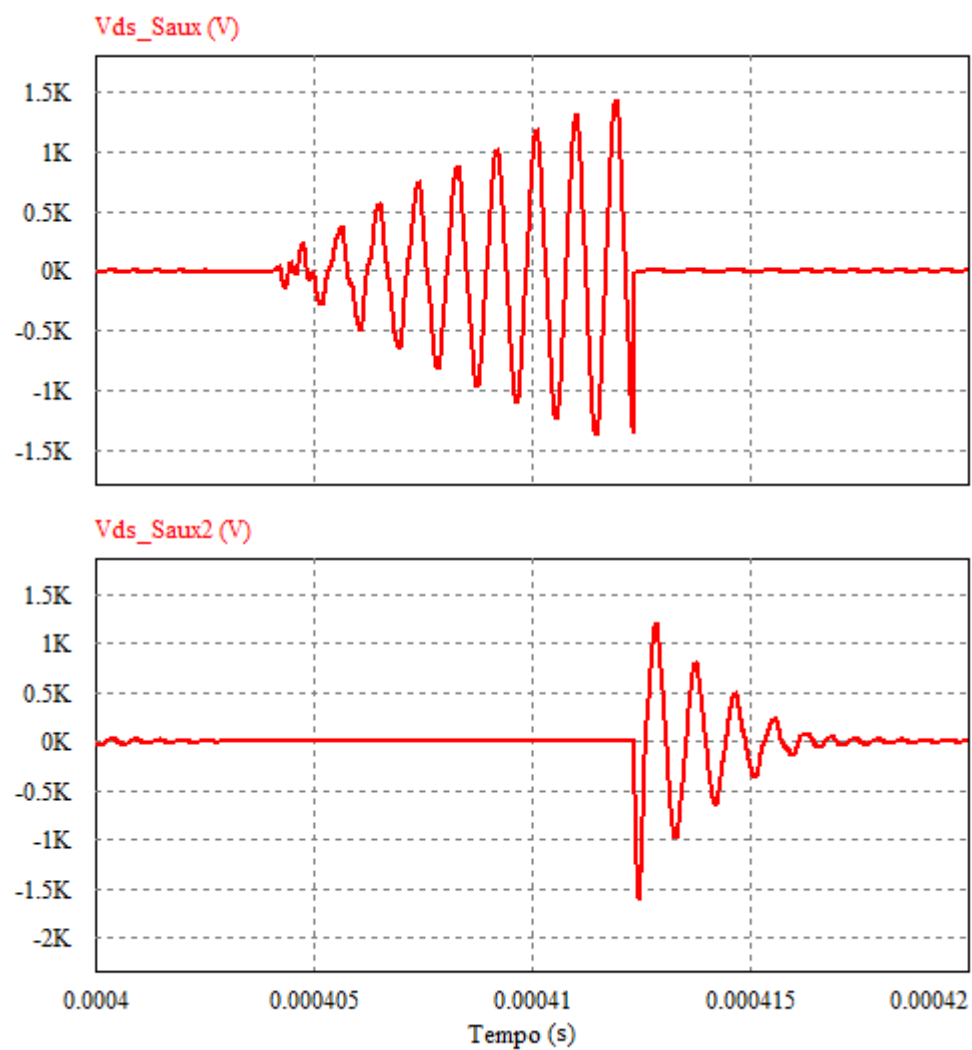
Na Figura 78, observam-se as curvas da potência na carga; da corrente na carga e da retificação da corrente; da tensão na carga e da retificação da tensão; e da frequência de chaveamento para uma carga fixa de 500 Ω sob uma variação de potência de 30 W para 10 W e volta para 30 W no modo de operação Fulg. Neste modo de operação, a presença de *overshoot* se dá em qualquer variação de potência, além de ser maior do que no modo de operação *Coag*.

Figura 78 - Potência, Corrente e Tensão na Carga

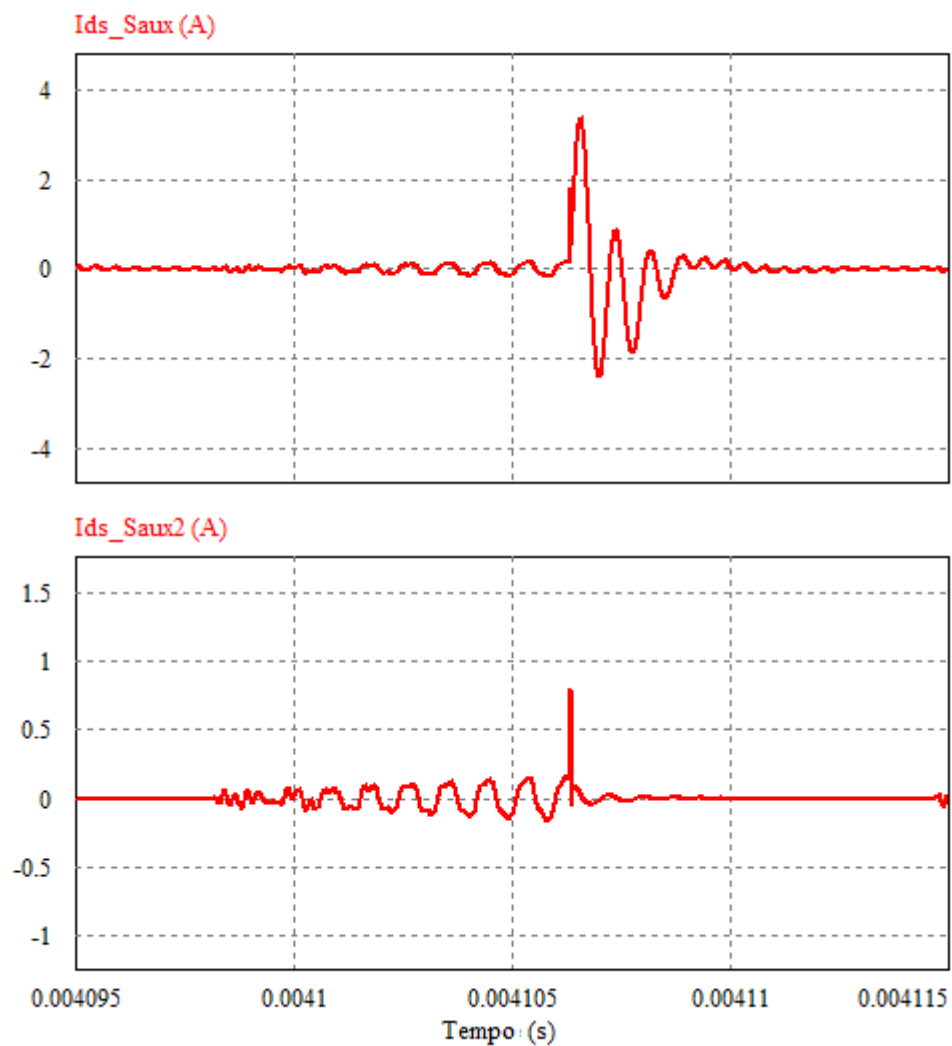


Fonte: elaborado pelo autor. PSim

Nas Figuras 79 e 80, os esforços máximos de tensão e corrente nas chaves auxiliares são apresentados. O máximo de pico de tensão nas chaves auxiliares ocorre para uma carga de 2000 Ω e potência de 30 W. O valor nas chaves S_{aux} é muito próximo de 1,5 kV e nas chaves S_{aux2} , também é próximo de 1,5kV. O máximo de pico de corrente nessas chaves é verificado para a carga de 100 Ω : maior do que 3 A nas chaves auxiliares S_{aux} e cerca de 250 mA nas chaves auxiliares S_{aux2} .

Figura 79 - Esforços de Tensão nas Chaves Auxiliares - *Fulg* - 2000 Ω 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim

Figura 80 - Esforços de Corrente nas Chaves Auxiliares - *Fulg* - $100\ \Omega$ 

Fonte: elaborado pelo autor. PSim

Na Tabela 7, agruparam-se alguns valores de interesse obtidos por simulação para $100\ \Omega$, $500\ \Omega$ e $2000\ \Omega$. Dá-se evidência para o pico de tensão no capacitor série C_s à carga de $2000\ \Omega$ que chega a 5,115 kV e para o pico de corrente no indutor paralelo L_p , 2,977 A, contra o pico de corrente no indutor série L_s , 2,756 A, à carga de $2000\ \Omega$.

Tabela 7 - Valores de Simulação - Modo Fulg

R_o	100 Ω	500 Ω	2 k Ω
Fator de Crista (FC)	5,2	5,7	5,8
Corrente Média na Fonte (I_{cc})	0,229 A	0,204 A	0,245 A
Corrente Eficaz na Chave (I_{S1})	0,648 A	0,499 A	0,683 A
Corrente Eficaz no Indutor Série (I_{Ls})	0,920 A	0,708 A	0,968 A
Corrente de Pico no Indutor Série (I_{Lspk})	2,756 A	2,288 A	2,756 A
Corrente Eficaz no Indutor Paralelo (I_{Lp})	0,864 A	0,736 A	1,054 A
Corrente de Pico no Indutor Paralelo (I_{Lppk})	2,843 A	2,463 A	2,977 A
Tensão Eficaz no Capacitor Série (V_{Cs})	1,608 kV	1,269 kV	1,760 kV
Tensão de Pico no Capacitor Série (V_{Cspk})	4,897 kV	4,286 kV	5,115 kV
Tensão Eficaz no Capacitor Paralelo (V_{Cp})	0,367 kV	0,315 kV	0,454 kV
Tensão de Pico no Capacitor Paralelo (V_{Cpik})	1,248 kV	1,078 kV	1,412 kV
Tensão Eficaz no Capacitor de Saída (V_{Cf})	21,583 V	8,855 V	4,398 V
Tensão de Pico no Capacitor de Saída (V_{Cfpi})	140,328 V	58,154 V	22,068 V

Fonte: elaborada pelo autor.

Observa-se que em algumas situações o valor eficaz da corrente no indutor paralelo é maior do que o valor eficaz da corrente no indutor série ou de entrada do filtro; o fator de crista da tensão ou da corrente de um elemento não é igual ao que se busca ter na carga; em todos os modos de operação, para os valores de resistência de carga 100 Ω e 2000 Ω , a corrente de entrada do filtro é maior do que para a carga comum de cada modo de operação. As chaves auxiliares são especificadas pelos valores máximos de pico de corrente e de tensão de bloqueio, dessa forma, as chaves indicadas são as IXTX5N250 que suportam 2,5 kV de tensão de bloqueio e 5 A de corrente em condução. Uma vez que a tensão de bloqueio é superior à tensão suportada, as chaves deverão estar em série para que haja uma divisão de tensão.

5.3 CONCLUSÕES

O compensador projetado possui breve tempo de estabelecimento, principalmente para os modos de operação *Cut* e *Blend 50%*. Entretanto, conforme se deseja ter na carga um fator de crista elevado, maior se apresenta um *overshoot* e devido às capacitâncias dos circuitos de seguidores de pico, maior o tempo para o compensador atuar. Os níveis de tensão no capacitor série C_s são elevados, e necessita de atenção. As próximas etapas são, portanto, a implementação física do inversor, a aquisição e a análise dos dados experimentais e a comparação com as simulações realizadas.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, os principais resultados adquiridos com um protótipo desenvolvido são apresentados. O estágio inversor é composto por quatro transistores de efeito de campo de nitreto de gálio (GaN FET), uma vez que este tipo de transistor opera a elevadas frequências de comutação. O modelo escolhido foi o TPH3206PS da fabricante Transphorm cujas principais características estão organizadas na Tabela 8.

Tabela 8 - Principais Características do GaN FET TPH3206PS.

Tensão Dreno <i>Source</i> (V_{DS})	600 V
Corrente Dreno (I_D) Operando a 100 ° C	12 A
Resistência Dreno <i>Source</i> (R_{DSon}) em Condução Típica	150 mΩ
Capacitância de Entrada (C_{ISS})	760 pF
Tempo para Entrada em Condução Total (t_{on})	10,5 ns
Tempo para Bloqueio Total (t_{off})	13,7 ns
Tempo de Recuperação Reversa do Diodo Intrínseco (t_{rr})	17 ns

Fonte: Elaborado pelo autor.

O *driver* de ataque do GaN FET escolhido é o MAX5048C da fabricante Maxim Integrated; o qual possui tempo de subida total de 12 ns e descida total de 11 ns, alimentado com 14 V e com uma capacitância de carga igual a 1 nF. A tensão de ataque de *gate* dos GaN FET escolhida foi de 12 V. O acionamento dos transistores é isolado um do outro. O isolador digital Si8610 da fabricante Silicon Labs foi aplicado entre o microcontrolador e o driver de ataque. O microcontrolador usado para gerar os pulsos foi o TMS320F28335 da fabricante Texas Instruments, o qual possui 150 MHz de *clock* interno. Na Figura 81, apresenta-se a placa confeccionada para o sistema de ataque dos GaN FET.

Figura 81 - Circuito de *Driver*.

Fonte: elaborado pelo autor.

6.1 ADEQUAÇÕES DO PROJETO

Os testes iniciais foram feitos com acionamento das chaves à frequência de 1,5 MHz, 50 V de barramento e resistência de carga de 300 Ω . A necessidade de *snubber* para as chaves para mitigar oscilações de 30 MHz foi observada. Entretanto, devido aos elementos parasitas do circuito, capacitâncias e indutâncias, fica difícil de se analisar com clareza a forma de onda da corrente de entrada do tanque ressonante. Outro problema observado eram picos de corrente quando havia alternância de condução dos pares de chaves da ponte. Havia, também, elevados *spikes* de tensão nas chaves quando estas eram bloqueadas. Investigou-se, então, o comportamento do circuito operando na região abaixo de 1 MHz, ou seja, abaixo da frequência de ressonância. As formas de onda se mostraram mais fáceis de serem analisadas e os picos de corrente e os *spikes* eram menores. Portanto, o projeto foi adequado para uma frequência de chaveamento de 800 kHz, uma vez que deve-se operar o conversor com comutação suave ZVS conforme a natureza das chaves.

Utilizando a metodologia apresentada no Capítulo 4 e mantendo os valores de indutâncias série e paralela fixas, os novos parâmetros do filtro estão organizados na Tabela 9.

Tabela 9 - Novos Parâmetros Calculados

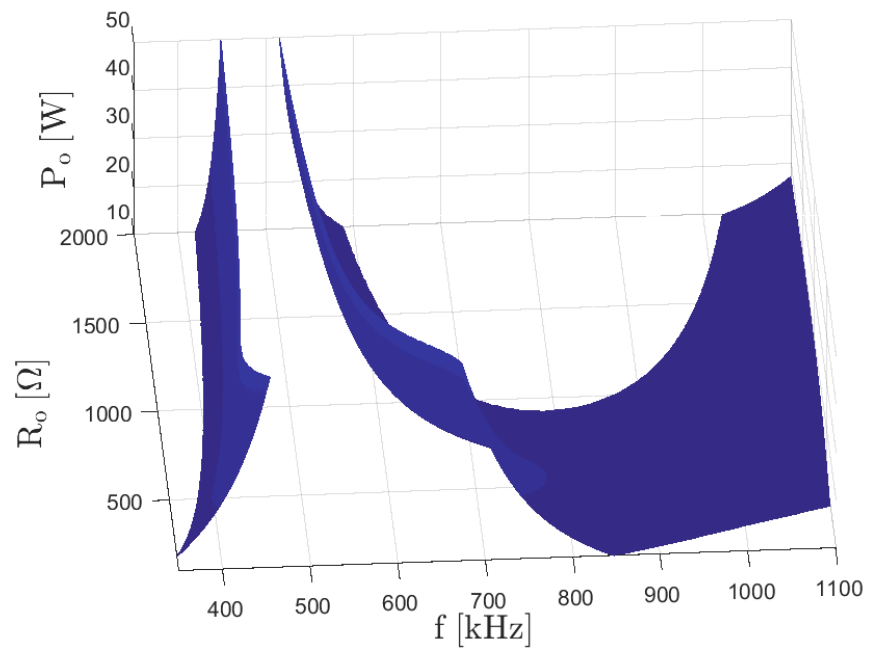
Capacitância Série C_s	454 pF $\rightarrow$ 410 pF
Frequência Ressonante Série f_s	555,793 kHz
Capacitância Paralela C_p	386 pF $\rightarrow$ 399 pF
Frequência Ressonante Paralela f_p	1,065 MHz
Relação entre Capacitâncias A_{lc}	0,867

Fonte: elaborada pelo autor.

A nova superfície de potência de saída é observada na Figura 82 e as curvas do ganho de tensão eficaz de saída pela tensão de barramento para 100 Ω , 315 Ω e 1950 Ω de resistência de

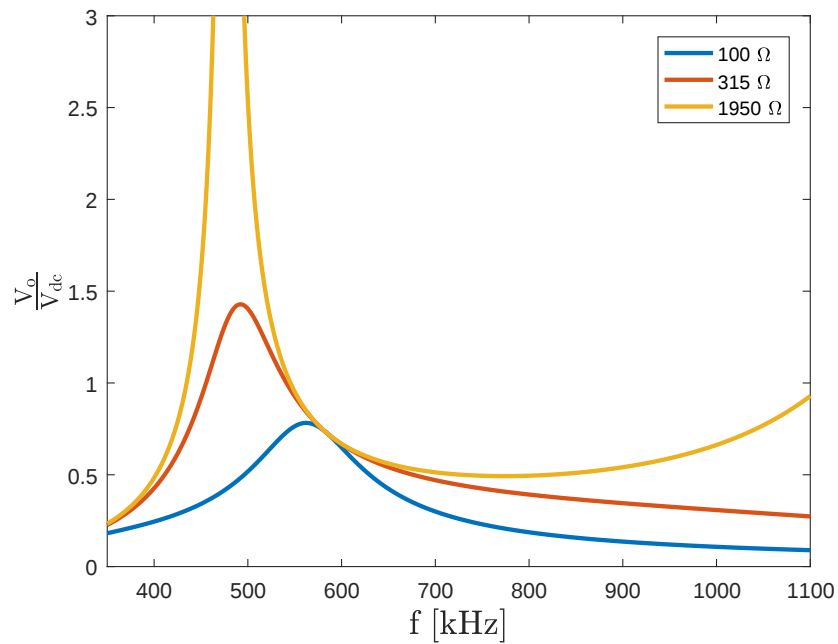
carga, na Figura 83. Assim, ficou determinado levantar a curva de ganho entre 550 kHz e 800 kHz.

Figura 82 - Nova Superfície de Potência.



Fonte: elaborado pelo autor.

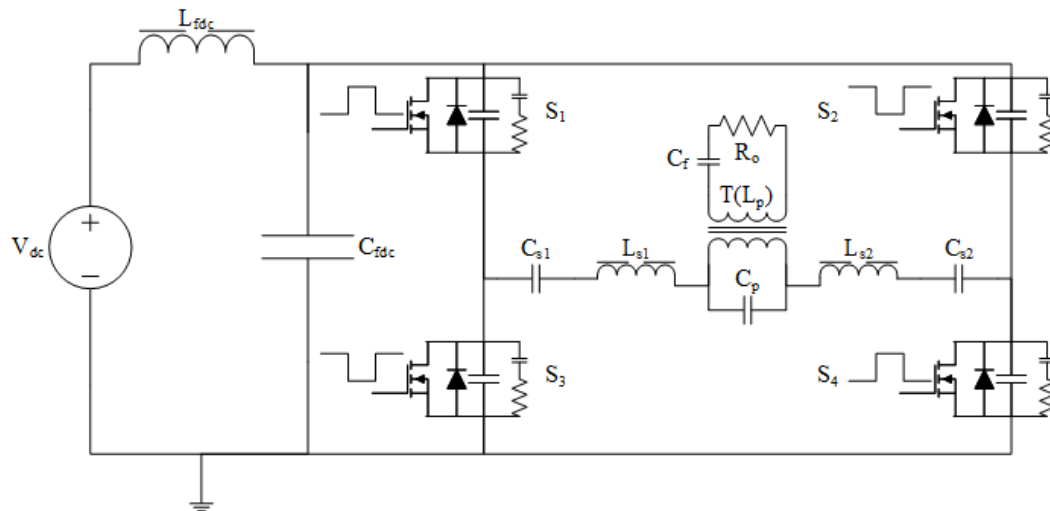
Figura 83 - Novas Curvas de Ganho.



Fonte: elaborado pelo autor.

Com as alterações no filtro feitas, foram identificados dois problemas: um pico de corrente no barramento e perda do pulso no *gate* em apenas um par de chaves: S_2 e S_3 . O primeiro problema foi investigado e observou-se que estava em fase com a rede de alimentação, próximo do cruzamento da tensão com 0 V. Para resolver esse efeito, adicionou-se um filtro LC à entrada da ponte. Uma proposta de solução do segundo problema foi a divisão dos elementos série ressonantes, isto é, haveria um par série conectado diretamente com cada braço da ponte. Logo, foi recalculado um indutor para a metade do valor de indutância série atual e o valor de capacitância série dobrado; portanto, $L_{s1} = 95 \mu\text{H}$, $L_{s1} = 105 \mu\text{H}$ e $C_{s1} = C_{s2} = 820 \text{ pF}$. Na Figura 84, ilustra-se o diagrama elétrico final do inversor.

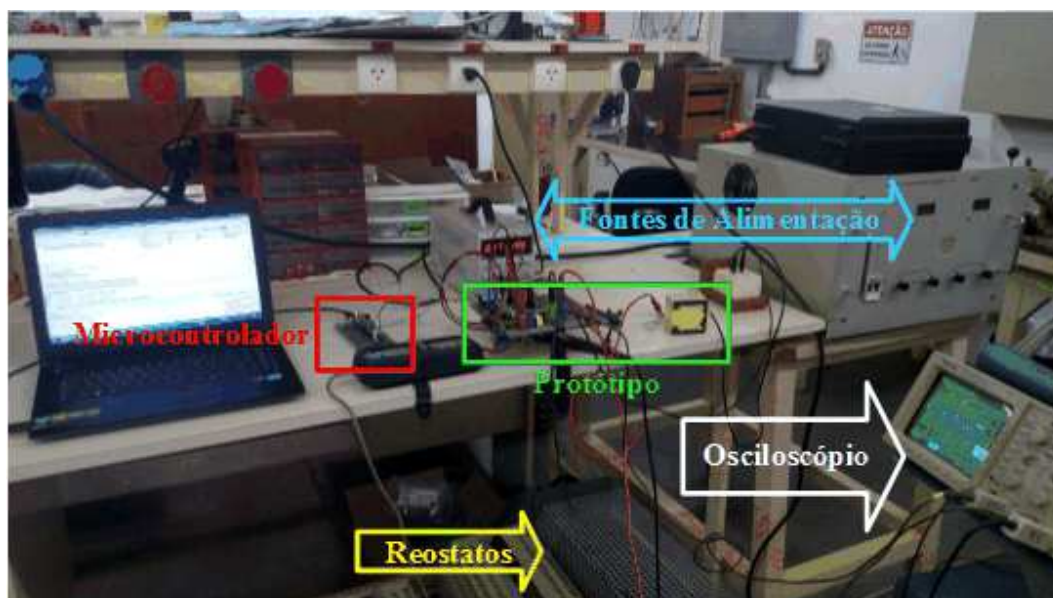
Figura 84 - Diagrama Elétrico Final do Inversor.



Fonte: elaborado pelo autor.

Entretanto, tal medida não teve efeito contra o problema em questão. Por fim, acabou-se verificando que a presença da ponteira de tensão causava uma interferência na ponteira de corrente ao tentar observar a corrente na chave S_4 por meio de um resistor de $1\ \Omega$. Assim, uma vez que os pulsos no *gate* das chaves não eram observados por ponteiras, nenhum comportamento anormal foi registrado na tensão de entrada do tanque ressonante. A montagem do protótipo com o microcontrolador, fontes de alimentação, reostatos para variação de carga e o osciloscópio para aquisição e análise das formas de onda de tensão e corrente são mostrados na Figura 85 e, na Figura 86, a placa mais aproximada, sendo possível observar as placas de *driver* e elementos magnéticos.

Figura 85 - Arranjo Experimental.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 86 - Microcontrolador e Placa do Protótipo.

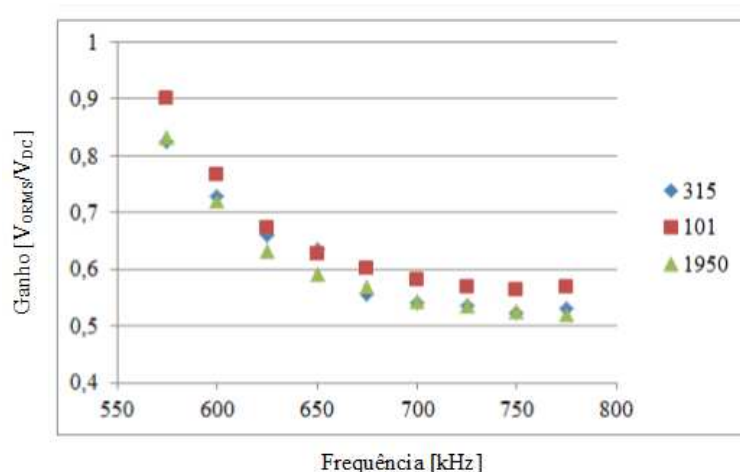


Fonte: elaborado pelo autor.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o inversor não apresentando mais problemas, levantou-se o ganho prático da tensão eficaz de saída pela tensão do barramento. Na Figura 87, apresentam-se os pontos averiguados para resistências de carga de 100 Ω , 315 Ω e 1950 Ω e tensão de barramento em 50 V.

Figura 87 - Pontos de Ganho do Inversor.

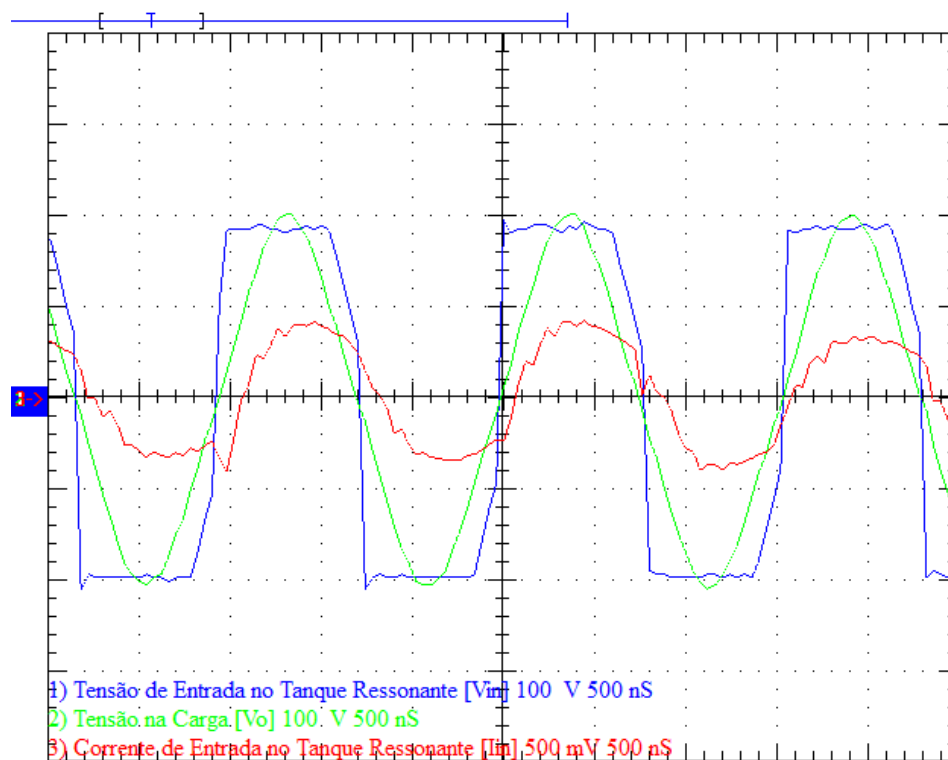


Fonte: elaborado pelo autor.

Neste levantamento, para frequências menores do que 575 kHz, o ganho era instável, de modo que o ganho aumentava continuamente; para frequências acima de 750 kHz, o ganho voltava a crescer e o inversor operava em comutação suave ZCS. Os pontos de ganho para as três cargas são muito próximas às mesmas frequências e têm as mesmas evoluções. O ganho prático comparado ao teórico, indica que o comportamento prático de todas as cargas se assemelha ao comportamento teórico da carga de resistência igual a 1950 Ω . Assim, concluiu-se que a impedância equivalente do circuito está muito baixa e a carga não possui influência no sistema.

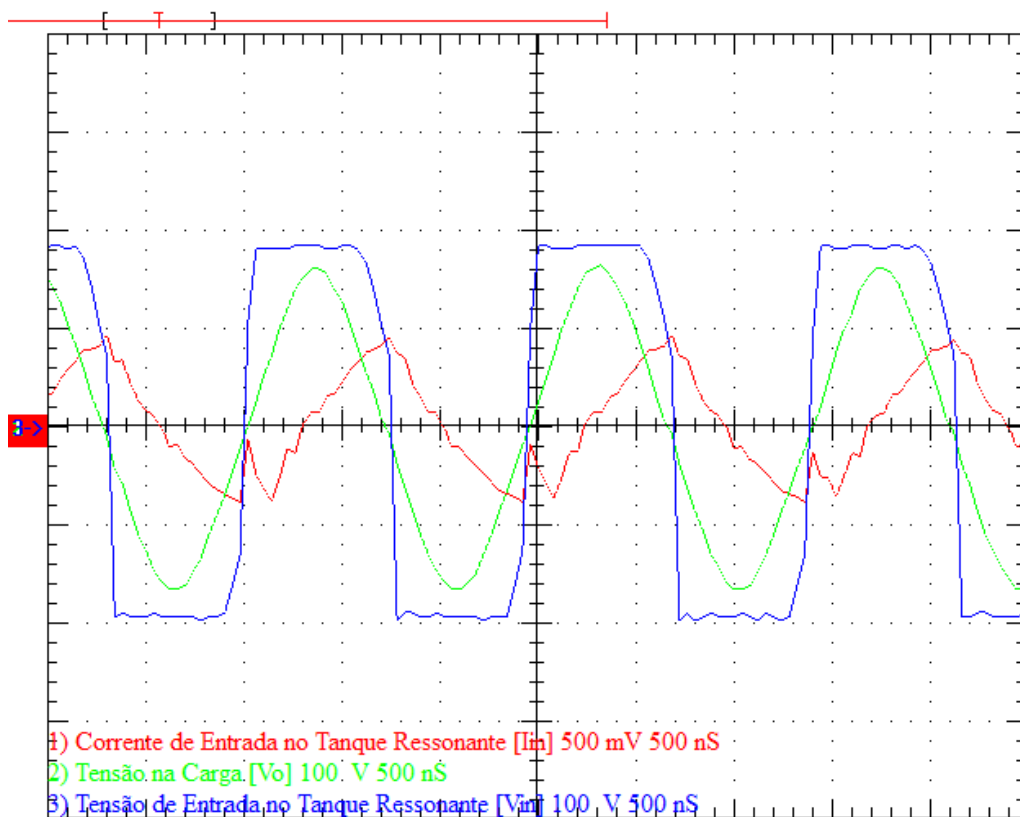
Com os pontos de ganho levantados, o passo seguinte foi elevar a tensão no barramento para 200 V para uma carga fixa de 300 Ω com frequência de chaveamento de 650 kHz, uma vez que, nesta frequência, era previsto 50 W na carga. Na Figura 88, apresentam-se as formas de onda da tensão de entrada (azul) do tanque ressonante, a corrente de entrada (vermelho) do tanque e a tensão na carga (verde). Uma vez que a corrente analisada está atrasada em relação à tensão de entrada, caracteriza-se o comportamento de carga indutiva e valida-se a comutação ZVS.

Figura 88 - Resultados Adquiridos - $V_{DC} = 200\text{ V}$; $f_{sw} = 650\text{ kHz}$; $R_o = 300\Omega$.



Fonte: elaborado pelo autor.

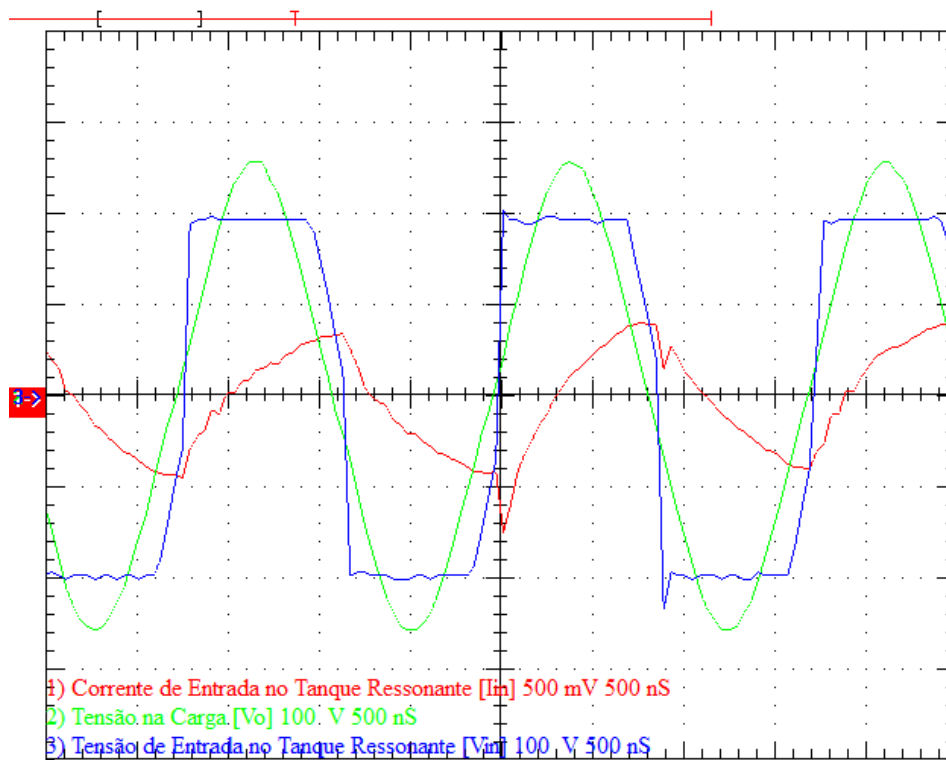
Na Figura 89, analisam-se as formas de onda de tensão (azul) e corrente de entrada (vermelho) do tanque ressonante e da tensão na carga (verde) sob as mesmas condições da Figura anterior, contudo com frequência de chaveamento de 700 kHz. Observa-se que uma vez que a tensão sobre a carga diminuiu e que a forma de onda da corrente de entrada alterou-se, uma vez que a impedância equivalente do sistema muda ao variar a frequência e o ponto de operação também está mais distante da frequência de ressonância.

Figura 89 - Resultados Adquiridos - $V_{DC} = 200\text{ V}$; $f_{sw} = 700\text{ kHz}$; $R_o = 300\Omega$.

Fonte: elaborado pelo autor.

Uma vez que os ganhos de tensão observados para a carga de $100\ \Omega$ são maiores do que o necessário para se fornecer 50 W , não se fez qualquer ensaio para esta carga sob tensão de barramento igual a 200 V . Quanto à resistência de carga máxima, a frequência de comutação foi ajustada para 575 kHz . Na Figura 90, apresentam-se as formas de onda da tensão (azul) e corrente de entrada (vermelho) do tanque e da tensão na carga (verde). Foi observado uma saturação na tensão de saída em 176 V eficaz. Muito provavelmente, o transformador estava saturando uma vez que estava a uma temperatura muito elevada em comparação aos outros elementos magnéticos.

Figura 90 - Resultados Adquiridos - $V_{DC} = 200\text{ V}$; $f_{sw} = 575\text{ kHz}$; $R_o = 1950\Omega$.



Fonte: elaborado pelo autor.

Esses resultados referem-se ao modo de operação *Cut*. Devido a outros problemas encontrados posteriormente, a implementação dos modos de operações restantes ficou prejudicada e, portanto, é sugerida como trabalho futuro.

6.3 CONCLUSÕES

Os problemas encontrados no ponto de operação inicial forçaram uma alteração na frequência de operação do inversor, mas que, de todo modo, este ainda trabalhasse acima de 300 kHz e tivesse comutação suave do tipo ZVS. A conservação dos valores das indutâncias alterou os valores das capacitâncias e indutâncias série e paralelo que estariam conforme os requisitos à nova frequência de operação. Os elementos parasitas presentes na placa influenciam demasiadamente na operação do inversor, assim como as ponteiras de medição também o fazem.

O inversor conseguiu oferecer 50 W para 300 Ω , que é a carga de maior interesse, cumprindo sua principal meta operando com controle em malha aberta, apesar de todas as alterações feitas durante a sua implementação prática. Para oferecer uma potência menor para esta carga e conseguir atender a resistência mínima de carga, a atual configuração está limitada pela pequena variação do ganho a uma faixa estreita de frequência. Uma solução para isso seria ter o controle da tensão de barramento, caso esta seja fornecida por uma outra fonte chaveada. Outra solução seria implementar, concomitantemente ao controle por frequência, um controle por *phase-shift* o qual proporciona uma alteração na forma de onda da tensão de entrada do tanque ressonante e, por consequência, em seu valor eficaz. Para oferecer uma potência maior à resistência máxima de carga, além do controle da tensão do barramento, a substituição do transformador por dois indutores acoplados pode vir a eliminar a saturação verificada.

7 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

A eletrocirurgia se apresenta como alternativa viável em substituição ao método convencional. As vantagens que esta apresenta são significativas para ser escolhida como o método cirúrgico a ser realizado. Para o cirurgião, uma rápida operação com pouquíssimo sangramento é fundamental; para o paciente, menor tempo de recuperação é crucial.

A busca por novos modelos de geradores eletrocirúrgicos que sejam capazes de oferecer melhor resposta para um menor tempo, variados modos de operação e níveis de potência, aumentando a eficiência e diminuindo o peso e volume deve estar ativa continuamente.

Com relação à implementação, a placa do protótipo possui elementos parasitas que são influenciam fortemente no comportamento dos filtros ressonantes, principalmente a elevadas frequências, o que prejudica completamente o funcionamento do inversor.

Uma vez que o projeto sofreu alterações do que era inicialmente proposto para solucionar os mais diversos problemas encontrados durante a implementação prática e ainda assim conseguiu prover a potência máxima para a carga declarada, isto é, a carga de maior interesse, 300 Ω , consideram-se satisfatórios os resultados obtidos, embora não tenha entregue a potência máxima para 1950 Ω e não possua ganho baixo suficiente para atender 100 Ω .

Como proposta de trabalho futuro, a implementação dos outros modos de operação previstos do gerador eletrocirúrgico e do sistema de controle.

Ainda, o desenvolvimento de um conversor CA-CC para regular a tensão de barramento e que tenha seu controle ligado diretamente ao nível de potência desejada na saída; e que também ofereça uma correção de fator de potência, de modo que substitua a fonte de alimentação utilizada neste trabalho.

O projeto de um controle por *phase-shift* que atue junto com o controle por frequência variável, de modo que o projeto atual consiga atender a todas as cargas e fornecer a estas o valor de potência desejado pelo operador, mantendo a metodologia de controle simplificado – Simplified Power Control Scheme.

O desenvolvimento de um novo inversor para que atue na frequência final de trabalho, 800 kHz, com os valores dos elementos ressonantes calculados pela metodologia apresentada, segue como proposta final.

REFERÊNCIAS

- ÁLVAREZ, J. M. A. *Inversores resonantes de alta frecuencia*. Gijón: Universidad de Oviedo, 1999.
- CANESIN, C. A. *Fontes chaveadas*. Ilha Solteira: FEIS-UNESP, 1992.
- CASTRO, A. C. R. *Estudo de funcionalidade e segurança em unidades eletrocirúrgicas de alta frequência*. 1997. 131 p. Dissertação (Mestrado) — Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1997.
- COVIDIEN. *Principles of electrosurgery*. Bolder: [s.n.], 2008. Disponível em: <http://www.asit.org/assets/documents/Principals_in_electrosurgery.pdf>. Acesso em: 14 Mai. 2017.
- DORKMAI, P.; KULVITIT, Y.; TANSATIT, T. A simplified power control scheme for resonant inverter with purely resistive load. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS*, 7., 2007. Bangkok: IEEE, 2007. p. 488–493. ISSN 2164-5256.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. 2. ed. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- FAES, T. J. C.; VANDER MEIJ, H. A.; DE MUNCK, J. C.; HEETHAAR, R. M. The electric resistivity of human tissues (100 hz – 10 mhz): a meta-analysis of review studies. *Physiological measurement*, IOP Publishing, New York, v. 20, n. 4, p. R1, 1999.
- FRIEDRICH, D. A.; ERICKSON, R. W.; GILBERT, J. A new system architecture improves output power regulation in electrosurgical generators. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE OF THE IEEE ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY*, 33., 2011. Boston: IEEE, 2011. p. 6870–6873. ISSN 1094-687X.
- JENSEN, S.; MAKSIMOVIC, D. Fast tracking electrosurgical generator using two-rail multiphase buck converter with gan switches. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 32, n. 1, p. 634–641, Jan 2017. ISSN 0885-8993.
- KAZIMIERCZUK, M. K.; CZARKOWSKI, D. *Resonant power converters*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- LACOURSE, J. R.; MILLER, W. T.; VOGT, M.; SELIKOWITZ, S. M. Effect of high-frequency current on nerve and muscle tissue. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, New York, BME-32, n. 1, p. 82–86, Jan 1985. ISSN 0018-9294.
- LACOURSE, J. R.; ROTHWELL, A. D.; SELIKOWITZ, S. M. Development of electrosurgery. i: a historical perspective. In: *NORTHEAST BIOENGINEERING CONFERENCE*, 19., 1993.

Newark: IEEE, 1993. p. 35–36.

LESIONES producidas por la electricidad. **Saludalia**, 2017. Disponível em: <<https://www.saludalia.com/urgencias/lesiones-producidas-por-la-electricidad>>. Acesso em: 14 Mai. 2017.

MASSARWEH, N. N.; COSGRIFF, N.; SLAKEY, D. P. Electrosurgery: history, principles and current and future uses. *Journal of the American College of Surgeons*, Elsevier, New York, v. 202, n. 3, p. 520–530, 2006.

MCCAULEY, G. Understanding electrosurgery. *Bovie Med Corp*, New York, v. 4, p. 4–15, 2010.

MCLYMAN, W. T. *Transformer and inductor design handbook*. 3. ed. Portland: Marcel Dekker, 2004. 508 p.

MONTEIRO, E. C. *Confiabilidade metrológica de unidades eletrocirúrgicas de alta frequência*. 2005. 128 p. Tese (Doutorado) — Pontífice Universidade Católica do Rio de Janeiro, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2005.

OUTEIRO, M. T.; BUJA, G.; CZARKOWSKI, D. Resonant power converters: an overview with multiple elements in the resonant tank network. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 10, n. 2, p. 21–45, June 2016. ISSN 1932-4529.

PINHEIRO, J. R.; BARBI, I. The three-level zvs pwm converter – a new concept in high voltage dc-to-dc conversion. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, INSTRUMENTATION AND AUTOMATION, 18., 1992*. San Diego: IEEE, 1992. p. 173–178.

SÁNCHEZ-TRUJILLO, A. B.; MARTÍNEZ-MÉNDEZ, R.; PORTILLO-RODRÍGUEZ, O.; VÁZQUEZ-GUZMAN, G. Prototype of a plasma generator for electrosurgery. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS - CIEP, 13., 2016*. Guanajuato: IEEE, 2016. p. 188–191.

SCHNEIDER JUNIOR, B. *Estudo teórico-prático de parâmetros técnicos e fisiológicos utilizados em eletrocirurgia, visando a otimização do desenvolvimento e performance de um bisturi eletrônico*. 2004. 242 p. Tese (Doutorado) — Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2004.

SCHNEIDER JUNIOR, B.; ABATTI, P. J. Desenvolvimento de um equipamento eletrocirúrgico com saída não chaveada. *Revista Brasileira de Engenharia Biomédica*, Rio de Janeiro, v. 21, n. 1, p. 15–24, 2005.

TAN, X.; RUAN, X. Equivalence relations of resonant tanks: a new perspective for selection and design of resonant converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v. 63, n. 4, p. 2111–2123, April 2016. ISSN 0278-0046.

YE, Z. M.; JAIN, P. K.; SEN, P. C. Performance comparison of inverter structures for high frequency ac distributed power supply system. In: *CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY - IECON, 30., 2004*. Busan: IEEE, 2004. v. 1, p. 755–760.

YIN, Y.; ZANE, R.; GLASER, J.; ERICKSON, R. W. Small-signal analysis of frequency-controlled electronic ballasts. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, New York, v. 50, n. 8, p. 1103–1110, Aug 2003. ISSN 1057-7122.

APÊNDICE A - PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Neste Capítulo, apresentam-se os cálculos dos elementos magnéticos presentes no inversor os quais foram projetados baseando-se em Canesin (1992) e McLyman (2004).

A.1 INDUTOR SÉRIE

A área da seção do núcleo é dada pela equação (145)

$$A_e = \frac{L_s I_{L_s pk}}{N B_{mx}} \quad [m^2] \quad (145)$$

Onde,

N é o número de espiras;

B_{mx} é a densidade máxima de fluxo [Wb/m^2 ou T].

A área da janela do núcleo pode ser calculada pela equação (146)

$$A_w = \frac{N I_{L_s}}{K_u J} \quad [m^2] \quad (146)$$

Onde,

K_u é o fator de utilização da área da janela;

J é a densidade de corrente no condutor [A/m^2].

O fator de utilização é o produto de quatro fatores:

$$K_u = K_1 K_2 K_3 K_4 \quad (147)$$

Onde,

K_1 é a razão entre a seção total e a seção com apenas cobre do condutor mais apropriado à frequência de chaveamento;

K_2 é o fator de acomodação dos enrolamentos no núcleo;

K_3 é o fator de janela efetiva;

K_4 é o fator de isolamento;

O núcleo para o indutor série é escolhido conforme a equação do produto entre as equações (145) e (146).

$$A_p = \frac{L_s I_{L_{spk}} I_{L_s} 10^4}{K_u B_{mx} J} \quad [\text{cm}^4] \quad (148)$$

Onde, J é a densidade de corrente $[\text{A}/\text{cm}^2]$.

O número de espiras é encontrado ao isolar N na equação (145):

$$N = \frac{L_s I_{pk} 10^4}{B_{mx} A_e} \quad (149)$$

Onde, A_e é a área da seção do núcleo $[\text{cm}^2]$.

O entreferro para é calculado por:

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A_e 10^{-2}}{L_s} - \frac{MPL}{\mu_r} \quad [\text{cm}] \quad (150)$$

Onde,

μ_0 é a permeabilidade magnética do ar ($4 \pi 10^{-7} \text{ H/m}$);

MPL é o percurso magnético do núcleo $[\text{cm}]$;

μ_r é a permeabilidade relativa do material.

Com a introdução de um entreferro, um fluxo de espraçamento surge afetando no valor real da indutância e o seu fator é calculado por:

$$F_f = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln \left(\frac{2l_n}{l_g} \right) \quad (151)$$

Onde, l_n é o comprimento da perna central do núcleo ou da janela $[\text{cm}]$.

Considerando o fator do fluxo de espraçamento, o número de espiras é recalculado por:

$$N_n = \sqrt{\frac{L_s 10^2}{\mu_0 A_e} \left(\frac{l_g}{F_f} + \frac{MPL}{\mu_r} \right)} \quad (152)$$

E a nova densidade de fluxo máxima é:

$$B_{mxn} = \frac{L_s I_{Lspk} 10^4}{N_n A_e} \quad [T] \quad (153)$$

O condutor que suporta a corrente eficaz máxima deve possuir área de seção de cobre igual a:

$$S_c = \frac{I_{Ls}}{J} \quad [cm^2] \quad (154)$$

Devido ao fenômeno do efeito pelicular, ou efeito *skin*, o qual reduz a penetração da corrente no condutor conforme aumenta-se a frequência, o condutor é composto por vários outros menores, conhecido por fio *Litz*. O raio de penetração é calculado por:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw}}} \quad [cm] \quad (155)$$

A seção do condutor é:

$$S_{sk} = \pi \delta^2 \quad [cm^2] \quad (156)$$

Escolhe-se um condutor que possui área de seção de cobre menor do que a calculada.

Assim o número de condutores menores que compõem o fio *Litz* deve ser:

$$n = \frac{S_c}{S_{skc}} \quad (157)$$

Onde, S_{skc} é a área da seção do condutor menor $[cm^2]$.

Por fim, a possibilidade de projeto é dada por:

$$\frac{N_n n S_{skc}}{K_u A_w} < 1 \quad (158)$$

Onde,

A_w é a área da janela do núcleo $[cm^2]$.

Uma vez que a frequência de comutação está baseada em 1,5 MHz, o material escolhido para o núcleo é o PC200, também conhecido por N59 da TDK o qual é indicado para operar na faixa entre 0,7 MHz e 4 MHz. O indutor série é projetado para o ponto de operação de maior produto entre corrente de pico e corrente eficaz, assim, os valores de contorno do projeto estão organizados na Tabela 10:

Tabela 10 - Valores de Contorno do Projeto do Indutor Série

Indutância Série (L_s)	200,9721 μH
Densidade Máxima de Fluxo Magnético (B_{mx})	0,350 T
Densidade de Corrente (J)	400 A/cm ²
Permeabilidade Magnética Relativa do Material (μ_r)	900
Corrente de Pico no Indutor Série ($I_{L_{\text{spk}}}$)	2,756 A
Corrente Eficaz no Indutor Série (I_{L_s})	0,968 A
Fator de Acomodação dos Enrolamentos no Núcleo (K_2)	0,61
Fator de Janela Efetiva (K_3)	0,55
Fator de Isolação (K_4)	0,75

Fonte: elaborada pelo autor.

Uma vez que a frequência máxima de comutação é 1,65 MHz, segundo a equação (155), o raio de penetração da corrente no condutor é:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{1,65 \cdot 10^6}} = 0,5839 \cdot 10^{-2} \quad [\text{cm}] \quad (159)$$

Assim, conforme a equação (156) o condutor deve possuir área de seção de cobre menor do que:

$$S_{\text{sk}} = \pi (0,5839 \cdot 10^{-2})^2 = 1,071 \cdot 10^{-4} \quad [\text{cm}^2] \quad (160)$$

Portanto, utilizar-se-á o condutor de tamanho AWG #37 cujas características estão agrupadas na Tabela 11.

Tabela 11 - Características do Condutor Empregado no Indutor

Área da Seção de Cobre (S_{skc})	$1,026 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$
Área da Seção Total do Condutor (S_{skt})	$1,538 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$

Fonte: elaborada pelo autor.

O fator de utilização da janela, K_u , é calculado conforme a equação (147):

$$K_u = \frac{1,026 \cdot 10^{-4}}{1,538 \cdot 10^{-4}} 0,610,550,75 = 0,168 \quad (161)$$

Logo, utilizando-se a equação (148) para determinar o tamanho do núcleo, tem-se:

$$A_p = \frac{200,9721 \cdot 10^{-6} 2,7560,986 \cdot 10^4}{0,1680,35400} = 0,2279 \quad [\text{cm}^4] \quad (162)$$

O núcleo escolhido é o RM 8 cujas características relevantes estão organizadas na Tabela 12:

Tabela 12 - Características do Núcleo do Indutor

Produto Entre as Áreas (A_p)	0,262 cm ⁴
Área da Seção da Perna Central (A_e)	0,574 cm ²
Área da Janela (A_w)	0,456 cm ²
Percurso Magnético Médio (MPL)	0,487 cm

Fonte: elaborada pelo autor.

O número de espiras do indutor é dado segundo a equação (149):

$$N = \frac{200,9721 \cdot 10^{-6} 2,765 \cdot 10^4}{0,350,574} = 27,56 \rightarrow 28 \quad (163)$$

O comprimento de entreferro encontra-se pela equação (150):

$$l_g = \frac{28^2 4 \pi 10^{-7} 0,574 \cdot 10^{-2}}{200,9721 \cdot 10^{-6}} - \frac{4,87}{900} = 0,02273 \rightarrow 227,3 \quad [\mu\text{m}] \quad (164)$$

O fator de espraçamento é conforme a equação (151):

$$F_f = 1 + \frac{0,02273}{\sqrt{0,574}} \ln \left(\frac{21,08}{0,02273} \right) = 1,1366 \quad (165)$$

A nova quantidade de espiras é calculada pela equação (152):

$$N_n = \sqrt{\frac{200,9721 \cdot 10^{-6} 10^2}{4 \pi 10^{-7} 0,574} \left(\frac{0,02273}{1,1366} + \frac{4,87}{900} \right)} = 26,68 \rightarrow 27 \quad (166)$$

A nova densidade máxima de fluxo magnético é de acordo com a equação (153):

$$B_{\text{mxn}} = \frac{200,9721 \cdot 10^{-6} \cdot 2,756 \cdot 10^4}{270,574} = 0,357 \quad [\text{T}] \quad (167)$$

A área da seção de cobre do condutor que suporta o valor da corrente eficaz é calculado pela equação (154):

$$S_c = \frac{1,054}{400} = 0,002635 \rightarrow 26,35 \cdot 10^{-4} \quad [\text{cm}^2] \quad (168)$$

Como já foi escolhido o condutor que comporá o fio *Litz*, AWG #37, a quantidade de condutores é:

$$n = \frac{26,35 \cdot 10^{-4}}{1,026 \cdot 10^{-4}} = 25,68 \rightarrow 26 \quad (169)$$

Por fim, a possibilidade de projeto é dada pela equação (158):

$$\frac{27 \cdot 26 \cdot 1,026 \cdot 10^{-4}}{0,1680,456} = 0,939 < 1 \quad (170)$$

Portanto, o indutor pode ser implementado. Na Tabela 13, estão reunidas as informações calculados sobre o projeto do indutor.

Tabela 13 - Projeto do Indutor Série

Material	PC200 (N59) – TDK
Núcleo	RM 8
Quantidade de Espiras	27
Comprimento do entreferro (l_g)	$227,3 \mu\text{m}$
Condutor <i>Litz</i>	AWG#37
Quantidade de Condutores para o <i>Litz</i>	26

Fonte: elaborada pelo autor.

Após a construção do indutor, a indutância mensurada foi de $230 \mu\text{H}$, frequência de medição: 100 kHz.

A.2 TRANSFORMADOR

A indutância paralela que compõe o tanque ressonante será a indutância do enrolamento primário do transformador. A área da janela deve comportar os enrolamentos do primário e secundário:

$$A_{wt} = N_p \frac{I_p}{K_u J} + N_s \frac{I_s}{K_u J} \quad [m^2] \quad (171)$$

Onde,

N_p é a quantidade de espiras do primário;

I_p é a corrente eficaz no primário [A];

K_u é o fator de utilização da janela;

J é a densidade de corrente no condutor [A/m^2].

O fator de utilização é o produto de quatro fatores:

$$K_u = K_1 K_2 K_3 K_4 \quad (172)$$

Onde,

K_1 é a razão entre a seção total e a seção com apenas cobre do condutor mais apropriado à frequência de chaveamento;

K_2 é o fator de acomodação dos enrolamentos no núcleo;

K_3 é o fator de janela efetiva;

K_4 é o fator de isolamento;

A quantidade de espiras no primário e no secundário pode ser calculada por ($N_s = N_p$):

$$N_p = \frac{V_{pmx}}{B_{mx} A_{et} \omega} \quad (173)$$

Onde,

V_{pmx} é a tensão de máxima (pico) sobre o primário [V];

B_{mx} é a densidade de fluxo magnético no núcleo [T];

A_{et} é a área da seção da perna central do núcleo [m^2];

ω é a frequência angular de operação [rad/s].

Substituindo a equação (173) em (171) e trabalhando um pouco, tem-se o produto entre as áreas da janela e da seção do núcleo:

$$A_{pt} = \frac{(V_{pmx} I_p) + (V_{smx} I_s)}{K_u B_{mx} J \omega} \quad [m^4] \quad (174)$$

Portanto:

$$A_{pt} = \frac{(V_{C_{pk}} I_p + V_{C_{pk}} I_s) 10^4}{K_u B_{mx} J 2 \pi f_{swmn}} \quad [cm^4] \quad (175)$$

Onde, J é a densidade de corrente no condutor $[A/cm^2]$.

O número de espiras do enrolamento primário e secundário é calculado da mesma maneira que para o indutor série:

$$N = \frac{L_p I_{L_{pkmx}} 10^4}{B_{mx} A_{et}} \quad (176)$$

Onde, A_{et} é a área da seção da perna central do núcleo $[cm^2]$.

As seções dos condutores no primário e no secundário também são calculadas conforme indutor série:

$$S_{cp} = \frac{I_{L_{pkmx}}}{J} \quad [cm^2] \quad (177)$$

$$S_{cs} = \frac{I_{smx}}{J} \quad [cm^2] \quad (178)$$

Já considerando o efeito *skin*, o número de condutores que compõem o fio *Litz* são calculados da mesma forma que a equação (157) e, assim, a possibilidade de projeto é calculada por:

$$\frac{N n_p S_{skpt} + N n_s S_{skpt}}{K_u A_w} < 1 \quad (179)$$

Onde,

n_p é o número de condutores do fio *Litz* no primário;

n_s é o número de condutores do fio *Litz* no secundário.

O transformador é calculado para o ponto de operação que apresenta o máximo produto entre $V_{C_{pk}}$ e I_{L_p} e também para o valor de densidade máxima de fluxo recalculado do indutor; todos os outros parâmetros se mantêm; o material será o mesmo que o utilizado no indutor, PC200 da TDK. Logo, os dados de projeto do transformador estão organizados na Tabela 14

Tabela 14 - Valores de Contorno do Projeto do Transformador

Indutância Paralela (L_p)	62,1992 μ H
Densidade Máxima de Fluxo Magnético (B_{mx})	0,357 T
Densidade de Corrente (J)	400 A/cm ²
Frequência Mínima de Chaveamento (f_{swmn})	1,1 MHz
Permeabilidade Magnética Relativa do Material (μ_r)	900
Corrente Eficaz no Primário (I_{L_p})	1,153 A
Corrente de Pico Máximo no Primário ($I_{L_{pkmx}}$)	3,011 A
Corrente Eficaz no Secundário (I_s)	0,203 A
Corrente Eficaz Máxima no Secundário (I_{smx})	0,707 A
Tensão de Pico nos Enrolamentos ($V_{C_{pk}}$)	1,918 kV
Fator de Acomodação dos Enrolamentos no Núcleo (K_2)	0,61
Fator de Janela Efetiva (K_3)	0,55
Fator de Isolação (K_4)	0,75

Fonte: elaborada pelo autor.

Uma vez que o transformador também opera na mesma faixa de frequência que o indutor, a máxima frequência será 1,65 MHz e seguindo os mesmos passos de cálculos do indutor, utilizar-se-á o condutor de tamanho AWG #37 para compor o fio *Litz*. As informações sobre as áreas do condutor estão reunidas na Tabela 15.

Tabela 15 - Características do Condutor Empregado no Transformador

Área da Seção de Cobre (S_{skc})	1,026 10^{-4} cm ²
Área da Seção Total do Condutor (S_{skt})	1,538 10^{-4} cm ²

Fonte: elaborada pelo autor.

Logo, o fator de utilização da janela também possui o mesmo valor:

$$K_u = \frac{1,026 \cdot 10^{-4}}{1,538 \cdot 10^{-4}} 0,61 0,55 0,75 = 0,168 \quad (180)$$

Assim, conforme a equação (175), o produto entre as áreas da seção da perna central do núcleo e da janela é:

$$A_p = \frac{(1,918 \cdot 10^3 \cdot 1,153 + 1,918 \cdot 10^3 \cdot 0,203) \cdot 10^4}{0,1680,3574002 \pi 1,1 \cdot 10^6} = 0,1568 \quad [\text{cm}^4] \quad (181)$$

O núcleo escolhido para o transformador também é o RM 8 e algumas informações estão organizadas na Tabela 16:

Tabela 16 - Características do Núcleo do Transformador

Produto Entre as Áreas (A_p)	0,262 cm ⁴
Área da Seção da Perna Central (A_e)	0,574 cm ²
Área da Janela (A_w)	0,456 cm ²
Percorso Magnético Médio (MPL)	0,487 cm

Fonte: elaborada pelo autor.

O número de espiras é calculado pela equação (176):

$$N = \frac{62,1992 \cdot 10^{-6} \cdot 3,011 \cdot 10^4}{0,3570,574} = 9,13 \rightarrow 9 \quad (182)$$

As seções dos condutores são calculadas conforme as equações (177) e (178):

$$S_{cp} = \frac{1,153}{400} = 0,002882 \rightarrow 28,82 \cdot 10^{-4} \quad [\text{cm}^2] \quad (183)$$

$$S_{cs} = \frac{0,707}{400} = 0,001768 \rightarrow 17,68 \cdot 10^{-4} \quad [\text{cm}^2] \quad (184)$$

A quantidade de condutores para formar o fio *Litz* é calculada pela equação (157):

$$n_p = \frac{28,82 \cdot 10^{-4}}{1,071 \cdot 10^{-4}} = 28,09 \rightarrow 28 \quad (185)$$

$$n_s = \frac{17,68 \cdot 10^{-4}}{1,071 \cdot 10^{-4}} = 17,23 \rightarrow 17 \quad (186)$$

A possibilidade de projeto é obtida pela equação (179):

$$\frac{9281,026 \cdot 10^{-4} + 9171,026 \cdot 10^{-4}}{0,1680,456} = 0,785 < 1 \quad (187)$$

Portanto, o transformador pode ser implementado. Na Tabela 17, estão as informações calculadas sobre o transformador.

Tabela 17 - Projeto do Transformador

Material	PC200 (N59) – TDK
Núcleo	RM 8
Quantidade de Espiras do Primário e Secundário	9
Condutor <i>Litz</i>	AWG#37
Quantidade de Condutores para o <i>Litz</i> Primário	28
Quantidade de Condutores para o <i>Litz</i> Secundário	17

Fonte: elaborada pelo autor.

Após a construção do transformador, a indutância de magnetização foi mensurada em 56 μH e a dispersão 0,8 μH , frequência de medição: 100 kHz.