

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CAMPUS PATO BRANCO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE MARCEL OLIVEIRA MACKERT

**CONVERSOR QUASE- RESSONANTE PARA SISTEMA
DE AQUECIMENTO POR INDUÇÃO DE UMA CARGA
FERROMAGNÉTICA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

FELIPE MARCEL OLIVEIRA MACKERT

CONVERSOR QUASE- RESSONANTE PARA SISTEMA DE AQUECIMENTO POR INDUÇÃO DE UMA CARGA FERROMAGNÉTICA

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - CO-ELT - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Diogo Vargas

PATO BRANCO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **CONVERTOR QUASE- RESONANTE PARA SISTEMA DE AQUECIMENTO POR INDUÇÃO DE UMA CARGA FERROMAGNÉTICA** do acadêmico **Felipe Marcel Oliveira Mackert** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora **Nº 215** de **2018**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. Diogo Vargas

Prof. Dr. Ricardo Bernardi

Prof. Dr. Jorge Roel Ortiz

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

*...Alguns, achando bárbaro o espetáculo prefeririam
(os delicados) morrer.*

Chegou um tempo em que não adianta morrer.

Chegou um tempo em que a vida é uma ordem.

Os ombros suportam o mundo - Carlos D. de
Andrade

RESUMO

MACKERT, Felipe. CONVERSOR QUASE-RESSONANTE PARA SISTEMA DE AQUECIMENTO POR INDUÇÃO DE UMA CARGA FERROMAGNÉTICA. 78 f. Trabalho de Conclusão de Curso - Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2018

O presente trabalho, aborda o desenvolvimento de um sistema de aquecimento por indução de uma carga ferromagnética específica. A partir da geometria e das propriedades intrínsecas do material, tais como a permeabilidade magnética e condutividade elétrica, foi definida a relação entre a frequência de operação e a penetração da onda da corrente induzida na carga. Um circuito quase-ressonante, comutado com estratégia ZVS, para aquecimento a indução de cargas ferromagnéticas de alta resistividade elétrica, alimentado por fonte CC pulsante, não controlada foi projetado e implementado, os resultados obtidos são apresentados e discutidos após as simulações.

UTFPR_{TEX}

Palavras-chave: Inversor Quase - Ressonante, Aquecimento Indutivo, ZVS, Eletrônica de Potência, Máquinas Elétricas, Chaveamento Ressonante.

ABSTRACT

MACKERT, Felipe. QUASI-RESONANT CONVERTER FOR INDUCTION HEATING SYSTEMS WITH FERROMAGNETIC LOADS . 78 f. Trabalho de Conclusão de Curso - Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2018.

This monography, work deals with the development of a heating system by induction of a specific ferromagnetic charge. From the geometry and the intrinsic properties of the material, such as magnetic permeability and electric conductivity of the load, the relationship between the frequency of operation and the heat generation in the load was defined. A quasi-resonant circuit, switched with ZVS strategy, for induction heating ferromagnetic charges of high electrical resistivity, powered by pulsed, uncontrolled DC source was designed using the software LTSPICE and implemented, the obtained results are presented and discussed after the simulations.

Keywords: Quasi-Resonant Inverter, Induction Heating, ZVS, Power Electronics, Electrical Machines, Resonant Switching.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Fluxograma do fenômeno de aquecimento indutivo	13
Figura 2:	Arranjo simplificado de um aquecedor por indução. Corrente na bobina e corrente induzida na extremidade da carga devido ao efeito pelicular.	14
Figura 3:	Diagrama de blocos de um sistema de aquecimento a indução. Formas de onda da tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada, tensão retificada (V_{cc}) e tensão (V_{out}) e corrente (I_{out}) em alta frequência, que alimentam a bobina.	15
Figura 4:	Inversor em ponte completa.	17
Figura 5:	Inversor em meia ponte.	17
Figura 6:	Inversor de chave única	18
Figura 7:	Vista interna das camadas de uma panela comercial desenvolvida para aquecimento indutivo	21
Figura 8:	Resistividade elétrica ρ de diferentes materiais	23
Figura 9:	Distribuição das correntes induzidas em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal (a) e distribuição de calor gerado em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal(b).	24
Figura 10:	Ilustração do conjunto bobina de trabalho, carga e isolante vitrocerâmico	27
Figura 11:	Equivalência entre o sistema de aquecimento indutivo e um transformador monofásico	28
Figura 12:	Circuito série equivalente de um transformador monofásico	28
Figura 13:	Circuito RLC	29
Figura 14:	Gráfico de magnitude de Bode de um sistema de segunda ordem	31
Figura 15:	<i>Hard-switching</i> - Corrente e tensão presentes na chave durante a comutação, geram picos de potência.	34

Figura 16:	Circuito equivalente em modo de carga(a). Sub-modos do modo de carga (b): corrente pelo diodo antiparalelo ($0 - t_0$) e corrente pela chave Q ($0 - t_0$) (b)	35
Figura 17:	Forma de onda da corrente na bobina de trabalho I_{leq} , da tensão na chave $V_{Q(off)}$ e da tensão de controle V_G	36
Figura 18:	Circuito equivalente em modo ressonante(a). Sub-modos do ressonante (b): bobina de trabalho carrega o capacitor ressonante ($t_1 - t_2$), capacitor ressonante carrega novamente a bobina de trabalho ($t_2 - t_4$).	38
Figura 19:	Características elétricas do IGBT FGA30N120FTD	41
Figura 20:	Circuito simulado no ambiente do <i>LTSpice</i>	42
Figura 21:	Simulação realizada no ambiente do <i>LTSpice</i>	44
Figura 22:	Circuito simulado no ambiente do <i>LTSpice</i>	46
Figura 23:	Circuito simulado no ambiente do <i>LTSpice</i>	47
Figura 24:	Circuito simulado no ambiente do <i>LTSpice</i>	48
Figura 25:	Forma de onda no barramento CC durante a variação da capacitância	51
Figura 26:	Forma de onda da corrente de entrada durante a variação da capacitância	52
Figura 27:	Forma de onda da potência de entrada durante a variação da capacitância	53
Figura 28:	FFT da corrente de entrada utilizando $C_F = 6,7\mu F$ e $L_F = 613\mu H$	55
Figura 29:	FFT da corrente de entrada utilizando $C_F = 6,7\mu F$ e $L_F = 613\mu H$	57
Figura 30:	Circuito completo simulado em ambiente <i>LTSpice</i>	58
Figura 31:	Tensão V_{CE} da chave (V_q) -	59
Figura 32:	Corrente de coletor da chave I_q	60
Figura 33:	Regulação de potência através da frequência	62
Figura 34:	Forma de onda da tensão na chave com 72,5% da potência em baixa frequência	65
Figura 35:	Forma de onda da tensão na chave com 72,5% da potência em baixa e alta frequência	66

Figura 36:	Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 72,5% da potência em baixa frequência	67
Figura 37:	Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 72,5% da potência em alta frequência	67
Figura 38:	Forma de onda da tensão no barramento CC com 72,5% da potência em baixa e alta frequência	68
Figura 39:	Forma de onda da tensão na chave com 35% da potência em baixa frequência	69
Figura 40:	Forma de onda da tensão na chave com 35% da potência em alta frequência	69
Figura 41:	Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 35% da potência em baixa frequência	70
Figura 42:	Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 35% da potência em alta frequência	71
Figura 43:	Forma de onda da tensão no barramento CC com 35% da potência em baixa frequência	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Características da carga	22
Tabela 2:	Características da carga	25
Tabela 3:	Requisitos da chave semicondutora	40
Tabela 4:	Condições de simulação	43
Tabela 5:	Requisitos de projeto do filtro LC	49
Tabela 6:	Capacitâncias utilizadas na simulação	50
Tabela 7:	Variação da tensão do barramento V_{LinkCC} durante o <i>sweep</i> da capacitância (C_f)	51
Tabela 8:	Variação da corrente de entrada I_{rede} durante o <i>sweep</i> da capacitância (C_f)	52
Tabela 9:	Variação das potência durante o <i>sweep</i> da capacitância (C_f)	54
Tabela 10:	Limite máximo da distorção harmônica da corrente de entrada	55
Tabela 11:	Controle de potência pela frequência de operação	58
Tabela 12:	Controle de potência pela frequência de operação	61
Tabela 13:	Componentes utilizados na implementação do protótipo	63

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DE UM CIRCUITO AQUECEDOR À INDUÇÃO	12
1.2	APLICAÇÕES E VANTAGENS DO AQUECIMENTO A INDUÇÃO	13
1.3	EFEITO JOULE, HISTERESE E EFEITO PELICULAR	13
1.4	TOPOLOGIAS DE CIRCUITOS PARA AQUECIMENTO A INDUÇÃO	15
1.4.1	Topologias de inversores para aquecimento por indução	16
1.5	OBJETIVO GERAL	18
1.6	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
1.7	ESTRUTURA DO TRABALHO	19
2	BOBINA DE TRABALHO	21
2.1	CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO	22
2.2	BOBINA DE TRABALHO	26
2.3	CIRCUITO EQUIVALENTE DA BOBINA DE TRABALHO	27
2.3.1	Ensaio para determinar a indutância equivalente da bobina com carga	29
2.3.2	Condutor para bobina de trabalho	32
3	INVERSOR QUASE-RESSONANTE	33
3.1	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	33
3.1.1	Estratégia ZVS	33
3.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO	34
3.2.1	Modo de carga	34
3.2.2	Modo ressonante	37
3.2.3	Estimativas de parâmetros críticos para simulação	40
4	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO	42
4.1	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO NO DOMÍNIO DO TEMPO	42
4.2	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR	46

4.2.1	Filtro de entrada	47
4.2.2	Simulações da influência do filtro de entrada no circuito ressonante	50
4.3	ANÁLISE DA POTÊNCIA	56
4.3.1	Controle de potência pela frequência	57
4.3.2	Regulação de potência	60
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	63
5.1	RESULTADOS OBTIDOS	64
5.1.1	Resultados para 72,5% da potência máxima de projeto	65
5.1.2	Resultados para 35% da potência máxima de projeto	68
6	CONCLUSÃO	72
6.1	TRABALHOS FUTUROS	73

1 INTRODUÇÃO

Há muitas maneiras para se aquecer materiais metálicos, incluindo o uso de aquecedores a indução, sistemas a gás, banhos de sal, aquecedores por infravermelho, elétricos, a combustíveis fósseis ou lenha. Cada método tem suas próprias vantagens e limitações. Não há um método universal que é considerado o melhor em todos os casos (RUDNEV *et al.*, 2017).

Ao longo dos anos, a compreensão dos princípios básicos do aquecimento por indução foi expandida, estendendo-se à modelagem computacional de aplicações e processos de aquecimento. O aquecimento por indução ocorre devido a campos eletromagnéticos que induzem correntes elétricas em partes condutivas. Essas partes aquecem devido à resistência do material à passagem de corrente elétrica (HAIMBAUGH, 2001).

1.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DE UM CIRCUITO AQUECEDOR À INDUÇÃO

Ao aplicar uma tensão alternada a uma bobina, correntes também alternadas circularão pelo circuito, essas correntes produzirão campos magnéticos alternados que circularão ao seu redor. A intensidade desses campos varia com a corrente, a geometria da bobina e com a distância em relação aos seus condutores. (RAPOPORT; PLESHIVTSEVA, 2006).

Esses campos magnéticos alternados ao penetrarem um material condutor (ou carga) induzirão correntes que circularão pelo material e o aquecerão. Devido ao fato da magnitude das correntes induzidas na carga diminuírem com o distância da superfície até o centro da peça, o aquecimento a indução possui uma vasta aplicação em tratamentos térmicos de metais (SEMIATIN, 1988).

A peça é aquecida por dois fenômenos: correntes induzidas e histerese magnética. Correntes induzidas opostas ao campo magnético aplicado à peça produzem a maior parte do calor gerado através do efeito Joule, materiais ferromagnéticos estão expostos também à histerese magnética, o atrito da movimentação dos domínios magnéticos do material, devido ao campo magnético alternado, causa perdas Joule (LUCIA *et al.*, 2014). A Figura 1 apresenta um fluxograma que retrata o fenômeno do

quecimento indutivo.

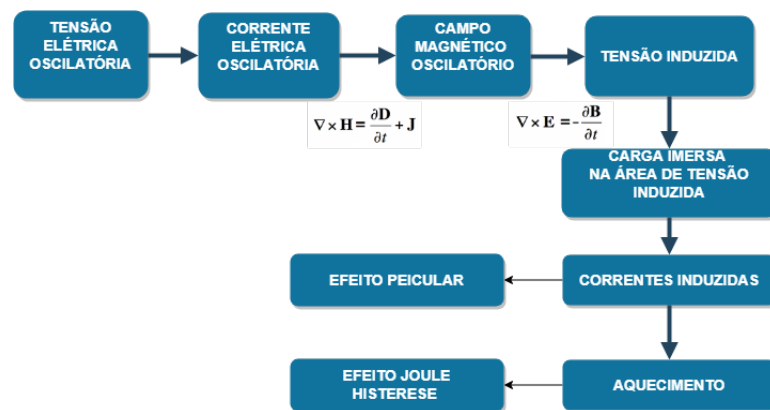


Figura 1: Fluxograma do fenômeno de aquecimento indutivo

Fonte: Autoria Própria

1.2 APLICAÇÕES E VANTAGENS DO AQUECIMENTO A INDUÇÃO

O aquecimento por indução tornou-se uma alternativa popular em relação a outras fontes de calor para aparelhos de cocção¹ devido a performance, eficiência, controle preciso da temperatura e segurança (AMRHEIN, 2015). Os processos térmicos por indução são amplamente aplicados na indústria devido à segurança dos operadores, limpeza e por ser um método de aquecimento sem contato torna-se muito mais eficiente (RUBAVATHY; MURUGESAN, 2016).

Aquecedores a indução são utilizados em áreas como a produção de circuitos eletrônicos encapsulados, tratamentos térmicos (têmperas), fundição e soldagem. O aquecimento a indução está presente em uma ampla variedade de produtos, desde torneiras até componentes aeroespaciais (WANG *et al.*, 2014).

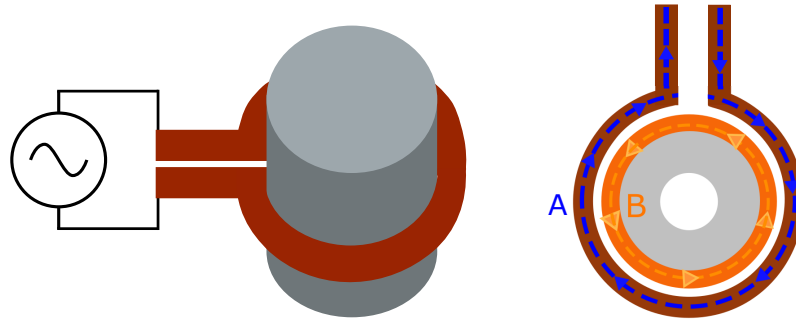
1.3 EFEITO JOULE, HISTERESE E EFEITO PELICULAR

Em um condutor que carrega corrente elétrica haverá constantemente energia elétrica sendo convertida em calor, a taxa com que essa transformação acontece é descrita pelo efeito Joule (NOTAROS, 2017). O efeito de histerese ocorre em materiais magnéticos, como aço, níquel, ferro entre outros. Quando tais materiais são aquecidas por indução os campos magnéticos gerados pela bobina levam os domínios magnéticos do material a oscilarem. Essa oscilação é chamada histerese, uma pequena porção de calor é gerado devido a fricção durante a oscilação dos domínios

¹Cocção é o processo de aplicação de calor, modificando os elementos, ato ou efeito de cozinhar; cozedura, cozimento (Michaelis, D. 2011).

magnéticos intrínsecos do metal. (HAIMBAUGH, 2001).

O efeito pelicular é o principal fenômeno que produz uma distribuição desigual das correntes induzidas na seção transversal de um condutor. A densidade de corrente em um condutor ou o fluxo magnético na seção transversal de um núcleo magnético decaem da superfície até o centro (LUPI *et al.*, 2015).



A: Corrente na Bobina de trabalho.

B: Corrente induzida na carga.

Figura 2: Arranjo simplificado de um aquecedor por indução. Corrente na bobina e corrente induzida na extremidade da carga devido ao efeito pelicular.

Fonte: Autoria Própria

A Figura 1 mostra um arranjo simplificado de um aquecedor por indução. Uma bobina foi conectada à uma fonte de tensão alternada, as correntes que circularão pela bobina denominadas (A) estão em sentido oposto ao das correntes parasitas (B) que são induzidas na carga. Essas correntes são as correntes causadoras do aquecimento, ao percorrerem o material da carga energia estará sendo convertida em calor através do efeito Joule.

As correntes induzidas não distribuem-se de maneira uniforme, há uma concentração das correntes induzidas na superfície da peça, denotada pela faixa alaranjada. Seu núcleo não é exposto aos efeitos das correntes induzidas, esse comportamento é devido ao efeito pelicular. A distância na qual as correntes penetram o material é denominada “profundidade de penetração da onda”. (RUDNEV *et al.*, 2017)

A profundidade da penetração de uma onda eletromagnética em um condutor δ é a distância da superfície até o centro do condutor no qual a onda eletromagnética penetrante é atenuada até $\frac{1}{e}$, ou aproximadamente 36,8% do valor inicial (da superfície), a densidade de potência nesse ponto é $\frac{1}{e^2}$, ou aproximadamente 14% da densidade superficial. Pode ser expressa como mostra a Equação 1 (NOTAROS, 2017),(SEMIATIN, 1988).

$$\delta = 5000 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \text{ (u.m)} \quad (1)$$

em que:

- δ é a profundidade de penetração da onda no sólido (em unidade métricas)
- ρ é a resistividade do material (apresentado na tabela da Figura 6);
- μ_r é a permeabilidade magnética relativa do material (para o aço não magnético $\mu_r = 1$);
- f é a frequência da corrente alternada.

Pode-se notar que as características intrínsecas da carga, assim como a frequência de operação são dados bastantes relevantes para o projeto de um sistema de aquecimento a indução, de fato são importantes parâmetros de projeto.

1.4 TOPOLOGIAS DE CIRCUITOS PARA AQUECIMENTO A INDUÇÃO

Um circuito para aquecimento a indução é um alterador de frequência que converte a potência de entrada, na frequência disponível para a frequência apropriada à aplicação do aquecedor. Também conhecidos como conversores, inversores ou osciladores, sendo na verdade uma combinação dos três (RUDNEV *et al.*, 2017). Um típico arranjo para aquecedores a indução é mostrado na Figura 3.

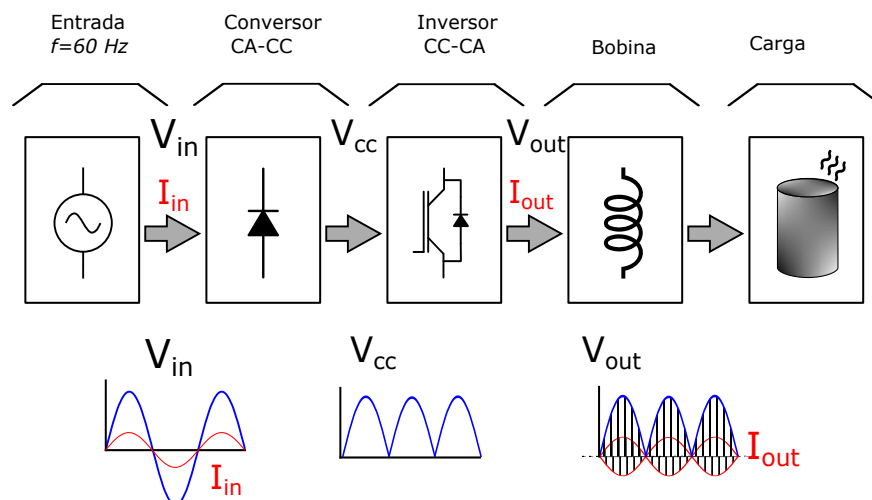


Figura 3: Diagrama de blocos de um sistema de aquecimento a indução. Formas de onda da tensão (V_{in}) e corrente (I_{in}) de entrada, tensão retificada (V_{cc}) e tensão (V_{out}) e corrente (I_{out}) em alta frequência, que alimentam a bobina.

Fonte: Autoria Própria

No circuito da Figura 3, todas as etapas de um circuito de aquecimento indutivo podem ser contempladas. O conversor CC-CA é alimentado pela rede elétrica

em 60 Hz , a tensão V_{in} representa o valor da tensão da rede, a corrente I_{in} representa a corrente de entrada do sistema. O estágio conversor CC-CA, retifica a senoide de entrada em uma forma de onda pulsante (120 Hz), representado pela tensão V_{cc} . A tensão fornecida pelo retificador alimenta o inversor (CC-CA), no bloco inversor CC-CA a tensão fornecida pelo conversor CA-CC é invertida em uma frequência controlada, a tensão e a corrente produzida pelo inversor CC-CA são representadas por V_{out} e I_{out} , essas grandezas alimentam a bobina de trabalho, que produzem os campos necessários à indução. As especificações para projeto do circuito são: (LLORENTE *et al.*, 2002).

1. tensão de entrada;
2. potência de saída;
3. frequência de chaveamento.

O estágio “conversor CA - CC” provém uma tensão CC variável. O estágio “inversor CC - CA” comuta a corrente ou tensão CC produzida no estágio anterior para produzir uma saída alternada (TOTTEN, 2006).

Pesquisas vem sendo desenvolvidas em inversores ressonantes em alta frequência capazes de suprir alta potência para o aquecimento a indução. Os inversores ressonantes oferecem reduções nas perdas durante o chaveamento por meio da técnica de comutação suave (KWON *et al.*, 1999).

Algumas topologias de inversores ressonantes comumente encontrados na literatura para aquecimento por indução são: ponte completa, a meia ponte e a topologia de chave única (LLORENTE *et al.*, 2002). Os inversores alimentados por tensão tem sido optados no lugar dos alimentados por corrente devido problemas durante aos transitórios iniciais, comutação natural das chaves e pela complexidade na manufatura do indutor necessário na fonte de corrente (NANDAKUMAR *et al.*, 1992).

1.4.1 TOPOLOGIAS DE INVERSORES PARA AQUECIMENTO POR INDUÇÃO

A topologia em ponte completa é bastante comum em inversores, é um inversor com 4 braços, cada uma contém uma chave, a saída é localizada no centro da ponte, é utilizada para aplicações de alta potência pois o inversor provém tensões positivas e negativas. A faixa de frequência de operação pode variar de 90 Hz até além de 1 MHz quando utilizado para aquecimento indutivo (TOTTEN, 2006). A Figura 3 traz o esquemático simplificado de um inversor em ponte completa.

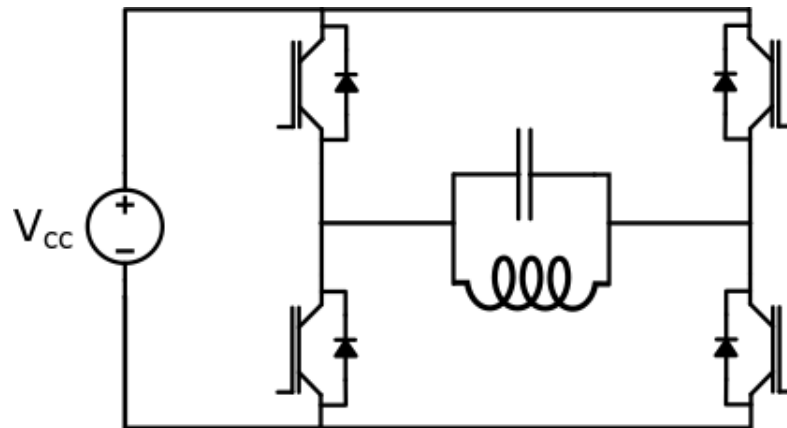


Figura 4: Inversor em ponte completa.

Fonte: Autoria Própria

Já a topologia em meia ponte mostrada na Figura 4 é amplamente utilizada em aplicações de baixo custo, faz o balanço entre complexidade e performance da ponte completa com a redução do número de chaves pela metade. Oferece redução na potência pois o inversor em meia ponte provem apenas tensões positivas ao circuito ressonante. A faixa de frequência também pode variar das centenas de Hz até MHz (BEATO *et al.*, 2006).

Em aplicações domésticas, devido a simplicidade e baixo custo, um inversor de chave única como o da Figura 5 é o selecionado. Também chamado de inversor quase-ressonante, esta configuração é utilizada para aplicações de potência reduzida (até $3 kW$). Quando ligada diretamente à rede possui picos de tensões de cerca de $1200 V$ ao trabalharem em torno dos $20 kHz$. Sua faixa de operação é menor devido à sua natureza quase-ressonante (YEON *et al.*, 2015).

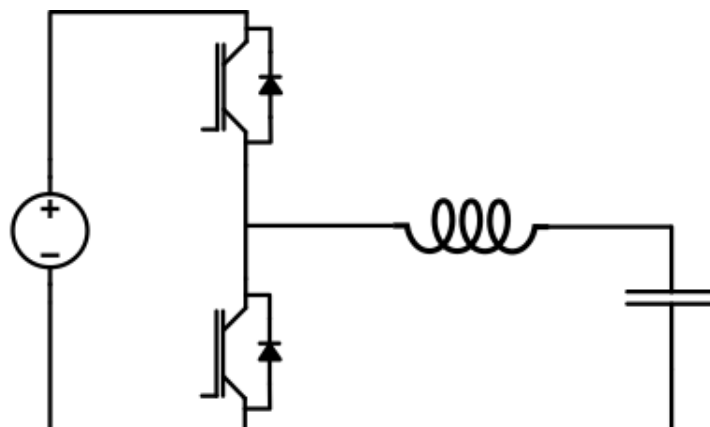


Figura 5: Inversor em meia ponte.

Fonte: Autoria Própria

A topologia em ponte completa (Figura 3) é a mais eficiente devido às baixas correntes nas chaves, sua implementação é complexa e dispendiosa. A topologia

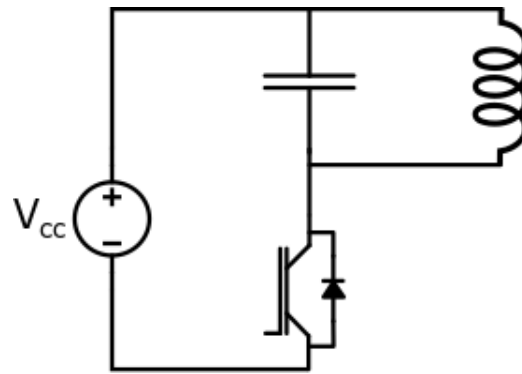


Figura 6: Inversor de chave única

Fonte: Autoria Própria

em meia ponte (Figura 4) oferece um balanço interessante entre complexidade e performance, seu custo é reduzido em relação à ponte completa. Já a topologia de chave única (Figura 5) é de simples implementação e baixo custo, o inversor precisa lidar com picos de tensões elevados, logo sua eficiência é reduzida (LLORENTE *et al.*, 2002).

O circuito de aquecimento a indução em aplicações domésticas, por exemplo em aparelhos de cocção, aquecedores de água, ou têmeperas caseiras, precisa atender certos itens básicos:

1. baixo custo (número reduzido de componentes)
2. alta eficiência;
3. regulação de potência;
4. operação estável para várias cargas.

Os inversores em ponte são inicialmente mencionados para tais aplicações, entretanto, tem-se problemas com os item 1 e 2. Já a topologia de chave única tem problemas com o item 4. (OMORI *et al.*, 1985). Nota-se portanto, que o inversor em chave única torna-se uma boa opção para aplicações caseiras com potências reduzidas, provendo facilidade na implementação e baixo custo.

1.5 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral desse trabalho é desenvolver um circuito quase-ressonante de chave única para aquecimento a indução de uma carga ferromagnética de alta resistividade elétrica com potência de entrada de cerca de 2 kW , conectado a tensão alternada com frequência de 60 Hz , através de uma fonte retificadora pulsante em

120 Hz não controlada. O circuito acima foi escolhido para análise devido a seu baixo custo, em comparação com outras topologias, como a ponte completa.

1.6 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos desse trabalho envolvem o estudo da eletrônica de potência do conversor quase-ressonante quando utilizado para a geração de campos eletromagnéticos com finalidade de aquecimento por indução de uma carga não ferromagnética aplicado à cocão doméstica.

1. Analisar e projetar a topologia do inversor quase-ressonante de chave única para aplicação em aquecimento a indução;
2. Analisar o circuito de conversão CA - CC;
3. Realizar simulações computacionais utilizando o *software* LTSpice;
4. Estudar topologias de circuitos para acionamento da chave do inversor;
5. Implementar o circuito proposto;
6. Comparar os resultados das simulações com as medições realizadas no circuito implementado ²;

1.7 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho será elaborado de forma a desenvolver partir de uma carga específica, um inversor quase-ressonante conectado diretamente à rede com potência de entrada de cerca de 2 kW para aquecimento indutivo de uma carga ferromagnética, os capítulos que compõem o texto são apresentados abaixo:

1. O Capítulo 2, aborda a modelagem matemática da bobina de operação. Uma vez definida a carga, será definida então, a frequência de operação do circuito e a geometria da bobina de trabalho.
2. O Capítulo 3, analisa o circuito inversor quase-ressonante de chave única, apresenta seus modos de operação e respectivas formas de onda teóricas. Contempla

²**Magnitudes da corrente e da potência de entrada e formas de onda da tensão nos pontos mais relevantes do circuito, tais como: tensão sobre a chave de potência, tensão sobre a bobina de trabalho, tensão de comando e tensão do barramento CC.**

o dimensionamento do capacitor ressonante e o levantamento dos parâmetros críticos do circuito, utilizados na seleção do modelo *spice* dos componentes utilizados na simulação computacional.

3. O Capítulo 4, apresenta as simulações computacionais utilizando o *software LTSpice*, contempla a topologia analisada no Capítulo 3 e os parâmetros levantados no Capítulo 2. Contempla o projeto e simulação da fonte CC pulsante não controlada que alimenta o inversor;
4. O Capítulo 5, apresenta os resultados que puderam ser obtidos durante a implementação prática do circuito;
5. O Capítulo 6 aponta as principais conclusões obtidas durante o desenvolvimento do trabalho com base nas discussões e nos resultados apresentados.

2 BOBINA DE TRABALHO

Para implementar qualquer processo de aquecimento por indução, é necessário considerar os requisitos térmicos desejados, tais considerações envolvem.

1. Tipo de aquecimento, por exemplo, fundição, aquecimento de massa (*mass heating*), aquecimento superficial, endurecimento, tratamento térmico, entre outros).
2. Material da carga, por exemplo, ferrosos, não-ferrosos, magnéticos ou não-magnéticos (aços austeníticos).
3. Temperatura final da carga.

A finalidade desse trabalho é o estudo do circuito quase-ressonante para aplicações domésticas, o circuito será destinado à cocção, sendo assim, a carga para o sistema é uma panela costumeiramente utilizada para fogões à indução. Uma panela para uso em um aquecedor indutivo doméstico é composta por pelo menos três camadas: (MCCOY; WILLIAM, 1976)

1. composta de aço magnético com finalidade de concatenar o campo produzido;
2. composta de alumínio ou cobre com a finalidade de promover melhor distribuição de calor;
3. composta de aço não magnético com finalidade de proteção contra oxidações

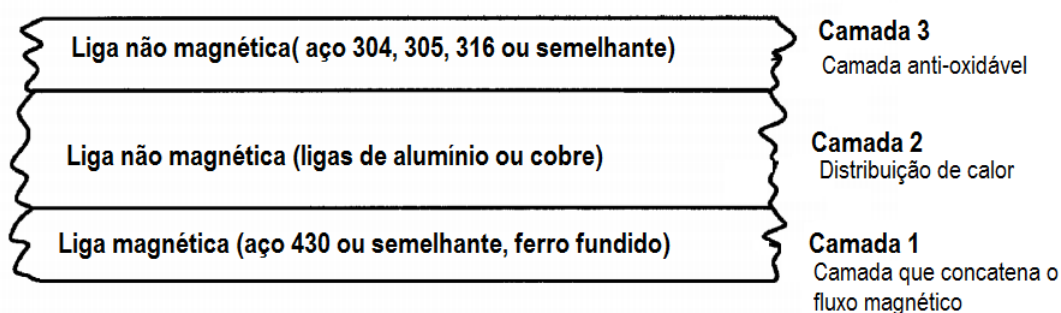


Figura 7: Vista interna das camadas de uma panela comercial desenvolvida para aquecimento indutivo

Fonte: Adaptado de (ENGLAND, 2009)

A Figura 7 exemplifica as camadas citadas acima.

A camada 1, composta de aço 430, ou semelhante é responsável pela concatenação do campo gerado pela bobina, possui espessuras típicas de 0.76 mm . A camada dois, composta de ligas de metais com alta condutividade térmica espraia e homogeniza o calor para o alimento. A camada três, composta de aço não magnético, como o 304 ou semelhante, garante a não oxidação da panela, com espessuras em torno de 0.8 mm (ENGLAND, 2009), (ULAM, 1987).

Os principais requisitos térmicos são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1: Características da carga

tipo de aquecimento	aquecimento (<i>mass heating</i>)
material da carga	liga de aço magnético
geometria	disco
dimensões	diâmetro $d = 16\text{ cm}$ altura (espessura do disco) $a = 0.076\text{ cm}$
temperatura máxima	300°C

Fonte: Autoria Própria

2.1 CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

A seleção da frequência de operação para o aquecimento indutivo é baseada solidamente nos cálculos da penetração da onda no sólido (SEMIATIN, 1988) (Equação 1). A partir da Tabela 1 pode-se concluir que a superfície a ser aquecida é um disco com $d = 16\text{ cm}$ e $a = 0.076\text{ cm}$ de aço magnético. A Figura 8 apresenta a resistividade elétrica para diversos materiais em diferentes temperaturas.

O aço inoxidável magnético (*Stainless Steel 410*) possui uma resistividade $\rho = 62,2\ \mu\Omega\text{ cm}$ e permeabilidade relativa $\mu_r = 100$. A permeabilidade relativa varia com a temperatura, aços magnéticos com densidades de potência para aplicações domésticas apresentam permeabilidades relativas μ_r típicas de $100 < \mu_r < 200$ (FUJITA *et al.*, 2009), (MORELAND, 1973), (CARRETERO *et al.*, 2007), (KWON *et al.*, 1999), (SEMIATIN, 1988). Além disso, o tipo do material magnético que compõem a camada à ser atingida pelo campo não causa alterações apreciáveis na capacidade térmica final da carga, tampouco para o inversor (SEMICONDUCTOR, 2014b).

Para barras cilíndricas a frequência mínima é a frequência na qual o diâmetro da peça é aproximadamente quatro vezes a penetração da onda, para chapas a

Material	Approximate electrical resistivity, $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ ($\mu\Omega \cdot \text{in.}$), at temperature, °C (°F), of:					
	20 (68)	95 (200)	205 (400)	315 (600)	540 (1000)	760 (1400)
Aluminum	2.8 (1.12)	6.9 (2.7)	10.4 (4.1)	...
Antimony	39.4 (15.5)
Beryllium	6.1 (2.47)	11.4 (4.5)	...
Brass(70Cu-30Zn)	6.3 (2.4)
Carbon	3353 (1320.0)	1828.8 (720.0)	...
Chromium	12.7 (5.0)
Copper	1.7 (0.68)	3.8 (1.5)	5.5 (2.15)	...
Gold	2.4 (0.95)
Iron	10.2 (4.0)	14.0 (5.5)	63.5 (25.0)	106.7 (42.0)
Lead	20.8 (8.2)	27.4 (10.8)	...	49.8 (19.6)
Magnesium	4.5 (1.76)
Manganese	185 (73.0)
Mercury	9.7 (3.8)
Molybdenum	5.3 (2.1)
Monel	44.2 (17.4)
Nichrome	108.0 (42.5)	114.3 (45.0)	...	114.3 (45.0)
Nickel	6.9 (2.7)	29.2 (11.5)	40.4 (15.9)	...
Platinum	9.9 (3.9)
Silver	1.59 (0.626)	6.7 (2.65)
Stainless steel, nonmagnetic	73.7 (29.0)	99.1 (39.0)
Stainless steel 410	62.2 (24.5)	101.6 (40.0)	...
Steel, low carbon	12.7 (5.0)	16.5 (6.5)	59.7 (23.5)	102 (40.0)

Figura 8: Resistividade elétrica ρ de diferentes materiais

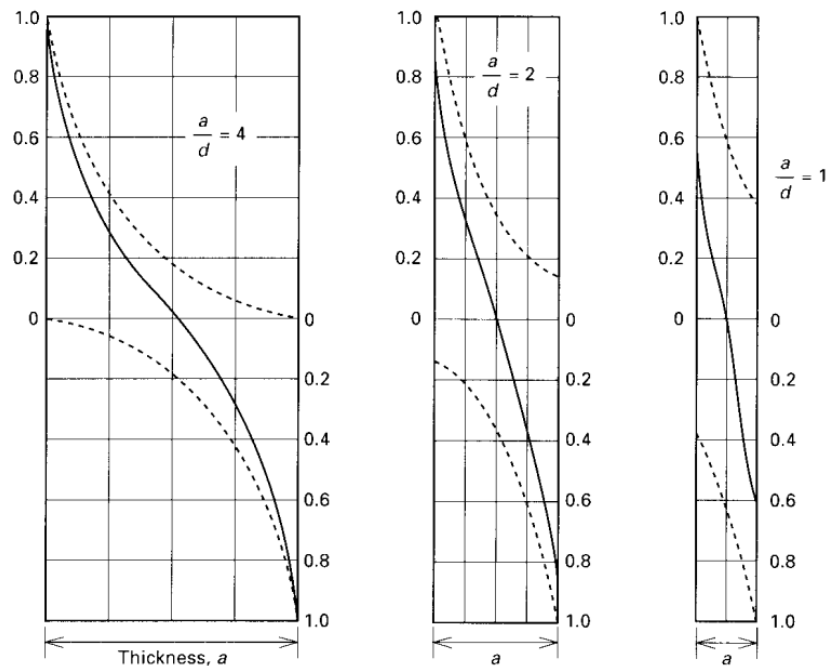
Fonte: Haimbaugh (2001)

frequência mínima é aquela na qual a espessura da peça é 2,25 vezes a penetração da onda (SEMIATIN, 1988),(HAIMBAUGH, 2001). A Figura 9a exemplifica a frequência mínima em termos da distribuição de correntes em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal e a Figura 9b mostra a distribuição de calor na peça devido ao efeito Joule.

A Figura 9a apresenta três exemplos de carga, com espessuras (a) diferentes e a mesma penetração da onda δ e suas respectivas distribuições de corrente. As linhas tracejadas mostram o decaimento exponencial da penetração da onda no sólido, em ambos os lados da carga. A linha não tracejada representa a somatória das contribuições de ambos os lados.

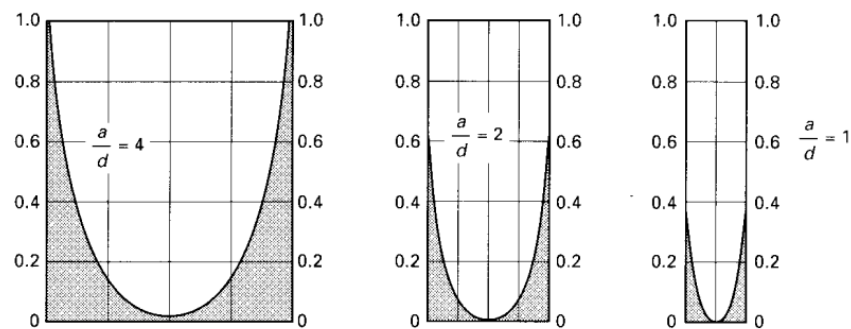
A profundidade da penetração da corrente induzida na peça, esse comportamento obedece à $\delta = 5000 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}$. A Figura 9b mostra as respectivas distribuições de calor para as três geometrias apresentadas na Figura 9a, essas curvas são obtidas elevando a equação da densidade de corrente induzida na carga ao quadrado. Sendo assim pode-se notar que quando a relação $\frac{a}{\delta} = 4$ a melhor distribuição de calor (para uma barra cilíndrica) ocorre (HAIMBAUGH, 2001).

Para simples geometrias a frequência mínima de operação é obtida isolando a frequência da Equação 1 e aplicando a condição da frequência mínima em



(a) Distribuição das correntes induzidas em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal

Fonte: Haimbaugh (2001)



(b) Distribuição de calor gerado em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal

Fonte: (HAIMBAUGH, 2001)

Figura 9: Distribuição das correntes induzidas em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal (a) e distribuição de calor gerado em uma barra cilíndrica envolta por bobina helicoidal(b).

função da geometria da peça:

- $\frac{a}{\delta} = 2.25$ - Para uma chapa
- $\frac{a}{\delta} = 4$ - Para um cilindro

Assim, a equação da frequência mínima de operação para aquecimento de uma chapa é apresentada na Equação 2 (SEMIATIN, 1988).:

$$f_{min} = 1,27 \cdot 10^8 \cdot \frac{\rho}{\mu_r a^2} Hz \quad (2)$$

Sendo a a espessura da carga.

A Tabela 2 reúne as informações da carga para cálculo da frequência mínima de operação. Utilizando a Equação 2 pode-se obter a frequência mínima da corrente alternada que gerará os campos magnéticos e induzirá correntes parasitas que gerarão o calor na carga. Assim:

$$f_{min} = 1,27 \cdot 10^8 \cdot \frac{\rho}{\mu_r a^2} = 1,27 \cdot 10^8 \cdot \frac{62,2 \mu}{100 \cdot 0,076^2} = 13676 Hz \quad (3)$$

Tabela 2: Características da carga

Propriedade da carga	Aço Inoxidável { <i>Stainless Steel</i> }
Resistividade ρ	$62,2 \mu\Omega \cdot cm$
Permeabilidade Relativa μ_r	$\mu_r = 100$
Diâmetro	$d = 16 cm$
Espessura	$a = 0,076 cm$

Fonte: Autoria Própria

Para aquecimento completo (*through heating*), uma frequência próxima da frequência mínima deve ser escolhida, assim a carga será inteiramente aquecida mais rapidamente (HAIMBAUGH, 2001). Aquecedores indutivos domésticos, usualmente implementados em fogões a indução requerem um baixo custo, alta eficiência e necessitam evitar ruídos sonoros, por isso sua frequência trabalho mínima foi setada em $20 kHz$ (LUCIA *et al.*, 2014), (MORELAND, 1973), (LEISTEN *et al.*, 1990), (MILLÁN *et al.*, 2010).

Ao substituir os parâmetros da carga e da frequência de operação na Equação 1, pode-se estimar a penetração da onda da corrente na camada de aço ferromagnético que compõe a carga. Caso a frequência mínima seja utilizada $f = 20 kHz$:

$$\delta = 5000 \cdot \sqrt{\frac{62,2 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 20000}} = 29,10^{-3} cm \quad (4)$$

A relação entre a espessura e a profundidade da penetração da onda é:

$$\frac{a}{\delta} = \frac{0,076 cm}{0,029 cm} = 2,62 \quad (5)$$

Como a frequência mínima é $f_{min} = 20 kHz$ a penetração da onda δ é inferior, a relação entre espessura e profundidade é 2,62, 16% maior que a frequência

indicada pela geometria e propriedades do material. (2, 25).

2.2 BOBINA DE TRABALHO

A bobina de trabalho é projetada de forma a atender as características de aquecimento de cada processo, a geometria da carga a ser atingida e a distribuição de calor desejada são solidamente consideradas (SARNAGO *et al.*, 2018). O projeto das bobinas para aquecimento indutivo é construído sobre longo histórico de dados empíricos desenvolvidos a partir das análises teóricas realizadas em geometrias simples, como espiras únicas ou solenoides (SEMIATIN, 1988).

No mercado de fogões indutivos domésticos, grandes áreas de aquecimento são preferíveis, áreas maiores são implementadas por meio de enrolamentos planares concêntricos (alimentados, inclusive, por mais de um inversor), os tradicionais possuem apenas um enrolamento planar. De fato o diâmetro externo de uma bobina para cocção é determinado pelo diâmetro máximo da carga que este sistema será submetido (MILLÁN *et al.*, 2010).

A bobina de trabalho para cocção é planar pois essa geometria aumenta a superfície do fluxo magnético que gerará o aquecimento. Os enrolamentos são multifilares em aplicações a partir das dezenas de *KHz*, o que minimiza o efeito pelicular (penetração da onda no sólido) e perdas Joule nos enrolamentos (SEMICONDUCTOR, 2012).

Entre a panela e a bobina existe um isolador térmico, compostos vitro-cerâmicos, por exemplo, que promovem isolamento térmico sem afetar o processo de indução (afinal trata-se de uma liga de material não condutivo e/ou permeável). Para distribuição otimizada de linhas de campo, e por conseqüente, de calor na carga, ferrites retangulares podem ser simetricamente distribuídos na parte inferior da bobina, contribuindo com a distribuição do calor na carga e na redução de fluxo disperso (MONTERDE *et al.*, 2000).

A eficiência do acoplamento entre a bobina e a carga é inversamente proporcional ao quadrado da distância entre ambos, assim a distância entre a bobina e a carga deve ser reduzida ao máximo. É desejado que a maior quantidade possível de linhas de campo produzidas pela bobina atinjam a panela, quanto mais denso o fluxo magnético na carga, maior será o calor gerado (SEMIATIN, 1988).

A bobina de trabalho será confeccionada com diâmetro externo $d_e = 16\text{cm}$, diâmetro interno $d_i = 2,5\text{cm}$, número de espiras $N = 17$, número de enrolamentos

$M = 1$. Entre a bobina de trabalho e a carga existirá um isolador térmico vitrocerâmico, para garantir que as altas temperaturas da carga não afetem o desempenho da bobina, e também para garantir que a carga esteja a uma altura constante da bobina de trabalho. A Figura 10 ilustra a configuração

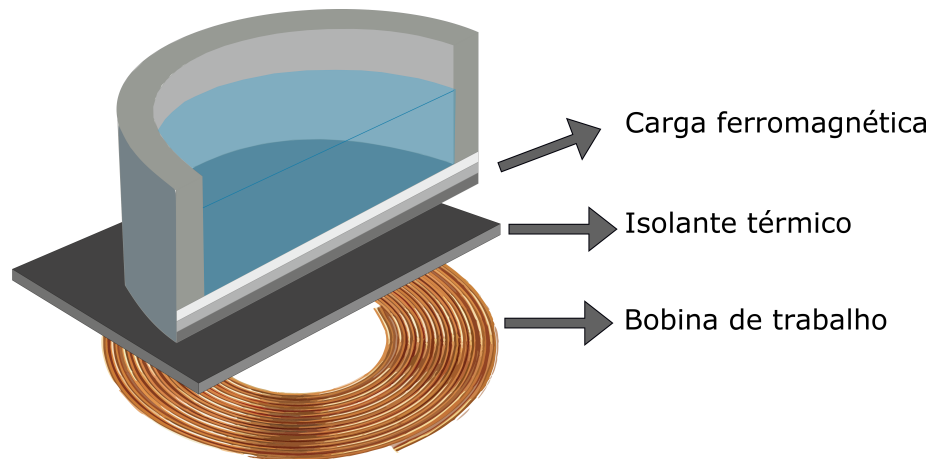


Figura 10: Ilustração do conjunto bobina de trabalho, carga e isolante vitrocerâmico

Fonte: Autoria própria

2.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DA BOBINA DE TRABALHO

A bobina de trabalho e a carga são modelados como um transformador monofásico com núcleo de ar, cujo enrolamento primário é composto pelos enrolamentos da bobina de trabalho e o enrolamento secundário é composto por uma única espira diretamente conectada à carga. O circuito equivalente de um transformador pode ser representado por uma associação série de uma indutância e uma resistência. Esses parâmetros dependem da geometria, resistividade elétrica, permeabilidade magnética e frequência de operação (KWON *et al.*, 1999),(BEATO *et al.*, 2006),(AMRHEIN, 2015).

A Figura 11 ilustra a analogia entre a bobina de trabalho e a carga com um transformador de núcleo de ar. Os enrolamentos primários representados pela bobina planar sendo percorridos pela corrente I_p e o enrolamento secundário conectado à carga, que é modelada como um resistor que é por onde circula a corrente induzida que causará o aquecimento Joule.

Na solução de problemas envolvendo transformadores o circuito equivalente do sistema é obtido e referido a um lado (primário ou secundário). O circuito equivalente do transformador desprezando o ramo de magnetização do núcleo é mostrado na Figura 12.

Sendo que:

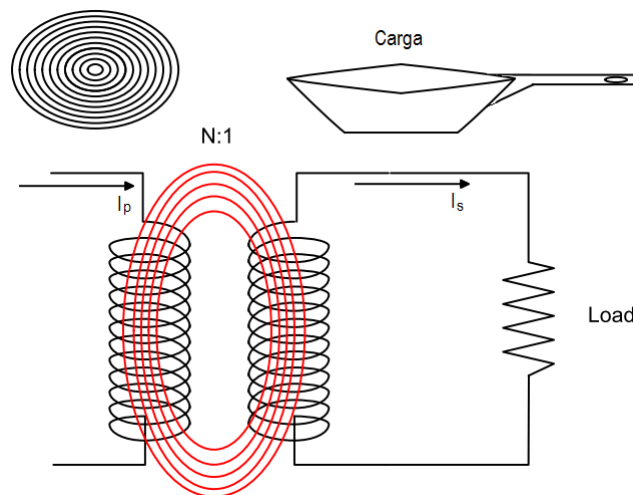


Figura 11: Equivalência entre o sistema de aquecimento indutivo e um transformador monofásico

Fonte: Haimbaugh (2001)

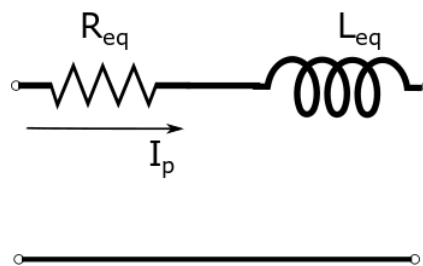


Figura 12: Circuito série equivalente de um transformador monofásico

Fonte: Autoria própria

- $a = \frac{N}{1} = N$
- $R_{eq} = R_p + a^2 \cdot R_{eqsec} = R_p + N^2 \cdot R_{eqsec}$.
- $L_{eq} = L_p + a^2 \cdot L_{eqsec} = L_p + N^2 \cdot L_{eqsec}$.

A constante a é a relação de transformação do transformador, a relação entre as espiras primárias (N_p) e a secundária (1). A resistência equivalente R_{eq} é a soma da resistência do enrolamento primário R_p (bobina de trabalho) com a resistência do secundário R_s (resistência da carga) referida ao primário ($N^2 \cdot R_{eqsec}$). Analogamente L_{eq} é a soma da indutância do enrolamento primário L_p , com indutância do secundário referida ao primário ($N^2 \cdot L_{eqsec}$).

Os parâmetros R_{eq} e L_{eq} podem ser medidos através de instrumento de medida de impedância, conectando-o nos terminais da bobina, de fato é possível verificar a alteração ocasionada pela carga nos parâmetros elétricos do sistema, ou seja, quanto a indutância e resistência equivalente da bobina são alteradas quando expos-

tas à variações de carga.

O valor R_{eq} pode ser obtido facilmente medindo-se a resistência equivalente nos terminais da bobina de trabalho. Entretanto a universidade não possui condições de realizar medidas precisas de indutância em bobinas para aplicações de potência elevada. Sendo assim, a próxima seção desse trabalho tratará da obtenção dos parâmetros da bobina usando ensaios práticos.

2.3.1 ENSAIO PARA DETERMINAR A INDUTÂNCIA EQUIVALENTE DA BOBINA COM CARGA

O comportamento de um circuito RLC é baseado na ideia de amortecimento oscilatório, que é a perda gradual da energia armazenada, evidenciada no contínuo decréscimo da amplitude da resposta. O amortecimento é devido a presença do elemento resistivo R (ALEXANDER *et al.*, 2009)

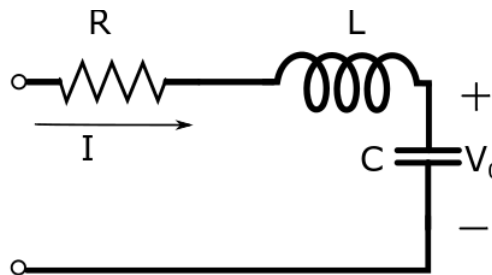


Figura 13: Circuito RLC

Fonte: Autoria própria

A equação diferencial que rege o comportamento do circuito da Figura 13 é dada por:

$$\frac{d^2i(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{L.C} i(t) = 0 \quad (6)$$

Ao aplicar a transformada de La Place na Equação 6:

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{L.C} = 0 \quad (7)$$

Que é a equação característica do circuito. As raízes da Equação 7 ditam o comportamento de V_o . A equação das raízes da equação é dada por:

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2.L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2.L}\right)^2 - \frac{1}{L.C}} \quad (8)$$

Ou de maneira compacta:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{a^2 - w_0^2} \quad (9)$$

Sendo que:

- $\alpha = \frac{R}{2.L}$ fator de amortecimento
- $w_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$ frequência natural (em rad/s)

A frequência natural amortecida (w_d) é obtida através da equação:

$$w_d = \sqrt{w_0^2 - \alpha^2} \quad (10)$$

$$\omega_d = \sqrt{\frac{1}{L.C} - \left(\frac{R}{2.L}\right)^2} \quad (11)$$

Na determinação da frequência de ressonância amortecida a partir da resposta da amplitude, o interesse é analisar a amplitude da tensão do capacitor V_o ao submeter o circuito a uma entrada:

$$R_{in}(t) = V_{in} \cdot \cos(\omega.t + \phi) \quad (12)$$

Em que V_{in} é um valor de tensão constante e ω é a frequência do sinal que será variado. A relação entre V_o e V_{in} pode ser expressa por:

$$V_o(\omega) = A(\omega) \cdot V_{in} \quad (13)$$

Sendo que $A(\omega)$ é o fator de ganho dependente da frequência. O valor máximo de $A(\omega)$ ocorrerá quando:(GARCIA, 2012)

$$\omega = \omega_d = \sqrt{\frac{1}{L.C} - \left(\frac{R}{2.L}\right)^2} \quad (14)$$

O gráfico mostrado na Figura 14, também conhecido por diagrama de Bode, é utilizado para caracterizar a dinâmica de sistemas, apresentando magnitude $|A(\omega)|$ do sinal da saída em um gráfico em função da frequência do sinal da entrada (ω).

Ao submeter o circuito da Figura 13 a uma tensão CC, com forma de onda quadrada e frequência ω , mede-se a tensão de pico do capacitor, incrementa-se um $\Delta\omega$, como mostrado na Figura 14, mede-se a nova tensão. Quando a variação do nível de tensão deixar de ser positiva (deixar de crescer), a partir do gráfico de Bode, pode-se afirmar que a frequência de ressonância foi ultrapassada, conseqüentemente um

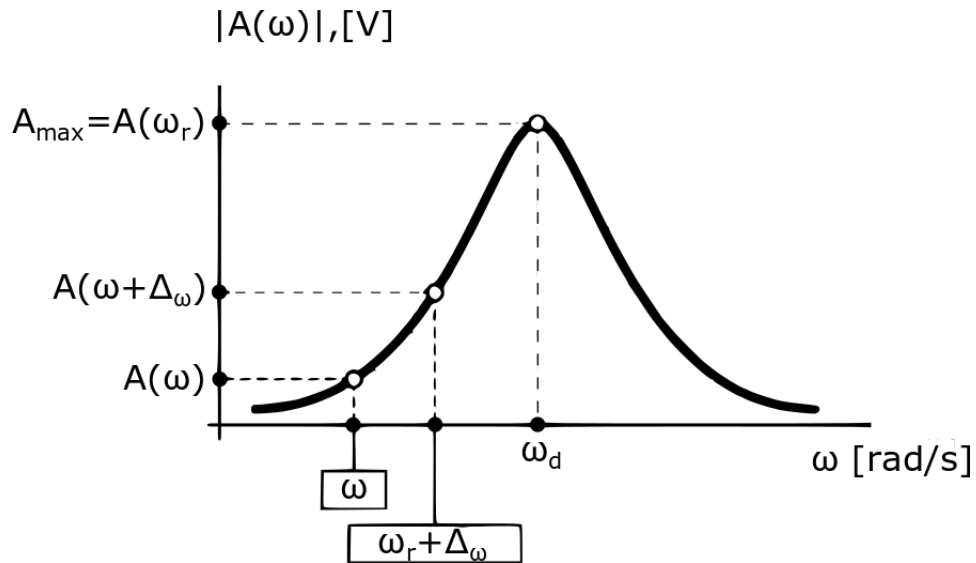


Figura 14: Gráfico de magnitude de Bode de um sistema de segunda ordem

Fonte: Adaptado de Garcia (2012)

incremento negativo em $\Delta\omega$ é aplicado, até que a inflexão seja novamente alcançada (até que a tensão deixe de crescer).

A resistência da bobina foi medida em seus terminais utilizando um mili-ohmímetro para máquinas elétricas. Seu valor é representado pelo elemento R_{eq} e representa a resistência dos enrolamentos juntamente com a resistência da carga vista pelo primário.

$$R = R_{eq} = 3,5 \Omega \quad (15)$$

Alterações na distância da carga e, relação a bobina afetam os valores obtidos de L_{eq} e R_{eq} . Esse trabalho considerará que os parâmetros do sistema sejam estáticos. O vitrocerâmico utilizado como isolante térmico entre a bobina e carga, garantirá uma altura fixa entre ambos. Considera-se também que carga será alocada no centro geométrico da bobina.

O valor do capacitor utilizado para realizar o ensaio foi de $C = 4,7 \mu F$. Ao submeter o circuito ao *sweep* de frequência, mede-se a tensão sobre o capacitor. O maior valor de ganho de tensão sobre o capacitor foi observado na frequência $f_d = 5,248 KHz$. A partir da Equação 11:

$$\omega_d = \sqrt{\frac{1}{L.C} - \left(\frac{R}{2.L}\right)^2} \quad (16)$$

Ao resolver para L , obtém-se um valor para a indutância da bobina de tra-

balho a partir da frequência de ressonância amortecida:

$$L = L_{eq} = 184 \mu H \quad (17)$$

2.3.2 CONDUTOR PARA BOBIN DE TRABALHO

A eficiência de conversores de potência depende grandemente da eficiência dos indutores utilizados, o controle sobre essas perdas em circuitos magnéticos é necessária para o aumento da eficiência geral de um sistema de potência. Fios *Litz* são comumente utilizados pois resultam em menor resistência a corrente alternada R_{AC} , afins correne alernadas tem a tendencia de concentrarem-se nas periferias do condutor, caso um fio sólido fosse utilizado, grande parte da corrente fluiria pelas extremidades do condutor, o que causaria maiores perdas, pois a resistência equivalente para esse caso é alta.

Caso seja utilizado um fio *Litz* a área da seção transversal do cabo é dividida em dezenas de áreas menores, de condutores isolados que compõem o fio, dessa maneira, as correntes são mais uniformemente distribuídas no condutor, oq ue promove menor resistência elétrica equivalente e, por consequente, menores perdas. Ou seja, os fios *Litz* apresentam menores perdas apenas se forem submetidos a frequências apropriadas. O cálculo do interalo de frequência é realizado utilizando a expressão da resistência elétrica AC de uma bobina (BARTOLI *et al.*, 1996)

3 INVERSOR QUASE-RESSONANTE

Grande parte dos inversores utilizados para aquecimento a indução são inversores de chaves únicas, um deles, é o inversor classe E quase-ressonante. Essa topologia é costumeiramente correlacionada a fogões indutivos domésticos. Seu modo de operação será explicado e os componentes que compõe o circuito poderão ser estimados (WARADZYN *et al.*, 2014).

3.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A topologia classe-E quase-ressonante é composta por uma única e bidirecional chave semicondutora de potência, a bobina de trabalho (modelada pela indutância L_{eq} em série com o resistor R_{eq}) e o capacitor ressonante C_r , selecionado para promover a frequência de ressonância necessária (SARNAGO *et al.*, 2018).

3.1.1 ESTRATÉGIA ZVS

Em circuitos chaveados de potência, as chaves interrompem elevadas correntes e na sequência são expostas a altas tensões, a Figura 15 apresenta as formas de onda da comutação *hard-switching*, o nome *hard-switching*, refere-se aos estresses que a chave necessita lidar a cada comutação. A Figura 15 é possível observar que caso exista tensão e corrente sobre a chave durante os períodos de *turn-on* e *turn-off* haverá picos de potência sobre a chave.

Para esse tipo de situação, circuitos *snubbers* são usualmente adicionados para reduzir a tensão sobre as chaves durante os transitórios e por consequente suas perdas térmicas. As perdas com chaveamento aumentam com a frequência de operação, o que limita a frequência de operação de inversores. Um acréscimo da frequência de operação permite reduzir gastos com capacitores e indutores.

Uma outra forma para expandir a frequência máxima de operação de um inversor são estratégias de comutação ressonantes. Conversores ressonantes incorporam circuitos oscilatórios que produzem formas de ondas em geral senoidais, de forma que as condições de zero de corrente ou zero tensão, possam ser criadas para chave de potência. Ao enviar um sinal de comando ao *gate* da chave em um momento de

zero de tensão ou corrente, a potência dissipada será zero (SEMICONDUCTOR, 2014b).

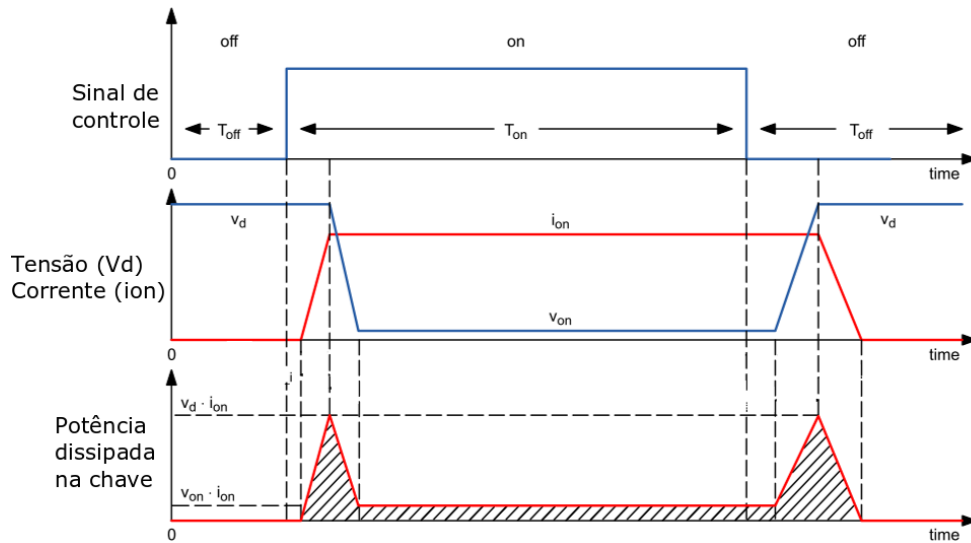


Figura 15: *Hard-switching* - Corrente e tensão presentes na chave durante a comutação, geram picos de potência.

Fonte: Adaptado de Semiconductor (2014b)

3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A operação do circuito é dividida em dois modos:

1. modo de carga (chave conduz)
2. modo ressonante (chave aberta)

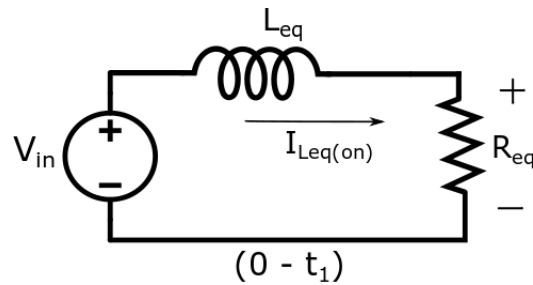
Ambos os modos de operação serão apresentados com seus respectivos circuitos equivalentes, as equações de cada modo poderão ser retiradas e visualizadas em um gráfico que contém as formas de onda teóricas mais importantes do conversor:

- a corrente na bobina I_{Leq} ;
- a tensão sobre chave semicondutora V_Q ;
- o sinal de controle da chave. V_{GE} ;

3.2.1 MODO DE CARGA

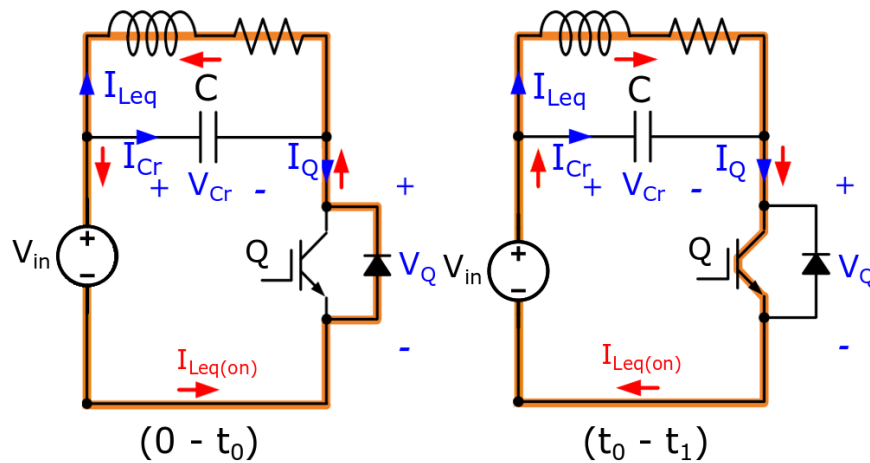
O circuito equivalente durante o modo de carga, período em que a chave está ativa é mostrado na Figura 16a. O sistema durante a fase de carga comporta-se

como um sistema de primeira ordem (SEMICONDUCTOR, 2014a). Durante o modo um a corrente flui através de L_{eq} , R_{eq} , V_{in} e da chave Q , a tensão da chave V_Q é zero.



(a) Circuito equivalente em modo de carga.

Fonte: Autoria própria



(b) Sub-modos do modo de carga

Fonte: (HAIMBAUGH, 2001)

Figura 16: Circuito equivalente em modo de carga(a). Sub-modos do modo de carga (b): corrente pelo diodo antiparalelo ($0 - t_0$) e corrente pela chave Q ($0 - t_0$) (b)

A figura 16b mostra o caminho da corrente ressonante durante os sub-modos do modo de carga. A corrente ressonante flui pelo diodo antiparalelo da chave de ($0 - t_0$), depois de t_0 a corrente se torna positiva e começa a fluir pela chave Q ($t_0 - t_1$). A equação das tensões é expressa por:

$$V_{in} - L_{eq} \cdot \frac{di_{Leq}(t)}{dt} - R_{eq} \cdot i_{eq} = 0 \quad (18)$$

A corrente no indutor é:(OH et al., 2017)

$$i_{Leq(on)}(t) = \frac{V_{in}}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot t}) \quad (19)$$

O valor máximo da corrente I_{Leqpk} também é estimado na literatura em ter-

mos do tempo em que a chave permanece ativa (t_{on}), da tensão de entrada (V_{in}) e da indutância da bobina (L_{eq}), a equação simplificada é expressa por: (SEMICONDUCTOR, 2014a)

$$I_{Leqpk(on)}(t) = t_{on} \cdot \frac{V_{in}}{L_{eq}} \quad (20)$$

Em que:

- $T_{on} = \frac{1}{2f} = \frac{1}{40000} = 25\mu s$ (considerando um *duty-cycle* = 50%)
- $V_{inpk} = 311$
- $L_{eq} = 184\mu H$

A frequência mínima $f_{min} = 20kHz$ provém o maior T_{on} , ou seja, T_{onmax} . Assim, pela equação 21:

$$I_{Leqpk(on)} = 42,3 A \quad (21)$$

Na Figura 17 pode-se observar o comportamento linear do crescimento da corrente definido pela indutância de trabalho e a carga, as equações do modo de carga descrevem o comportamento para $0 < t < t_1$.

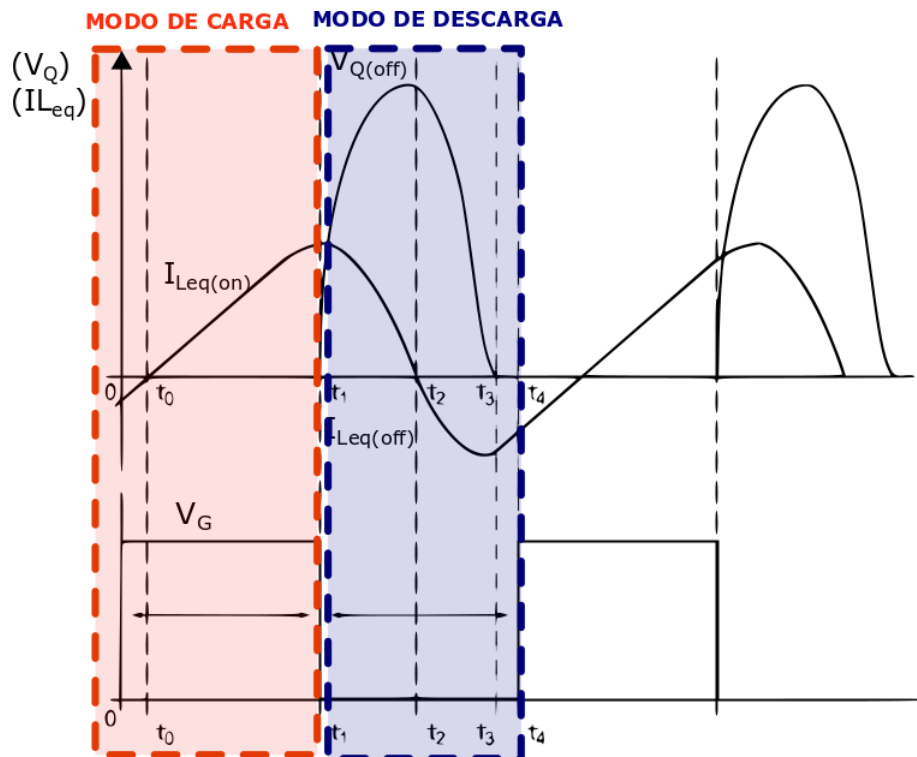


Figura 17: Forma de onda da corrente na bobina de trabalho I_{leq} , da tensão na chave $V_{Q(off)}$ e da tensão de controle V_G .

Fonte: Adaptado de Semiconductor (2014b)

O máximo valor que a corrente do sistema atinge depende da indutância da bobina de trabalho, do valor da tensão de entrada e do tempo que a chave permanece ativa. Se a chave tem um período de carga maior (seja por um *duty-cycle* maior, ou frequência de chaveamento menor), a corrente alcançará valores maiores.

3.2.2 MODO RESSONANTE

Em t_1 a chave é desativada enquanto a corrente é elevada, o que causa, uma sobreposição com a tensão ressonante, gerando perdas substanciais durante o *turn-off* (t_1 da Figura 17).

Após a abertura da chave, o circuito ressonante começa a oscilar, o modo ressonante pode ser dividido em 2 sub-modos, tensão na chave positiva e corrente na bobina positiva ($t_1 - t_2$) e tensão na chave positiva e corrente na bobina negativa ($t_2 - t_4$) (SEMICONDUCTOR, 2012).

A equação das tensões pode ser escrita por:

$$V_{in} - \frac{1}{C} \int_{i_{io}}^{i_{Leq(off)}} i_{Leq(off)}(t) dt + L_{eq} \frac{d(i_{Leq}(t) - i_{Leq}(0))}{dt} + R_{eq} \cdot i_{Leq}(t) = 0 \quad (22)$$

Ao aplicar a transformada de La Place na Equação 23:

$$\frac{V_{in}}{s} - \frac{1}{s \cdot C} i_{Leq(off)}(s) + L_{eq(off)}(s \cdot i_{Leq(off)}(s) - i_{Leq(off)}(0)) + R_{eq} \cdot i_{Leq(off)}(s) = 0 \quad (23)$$

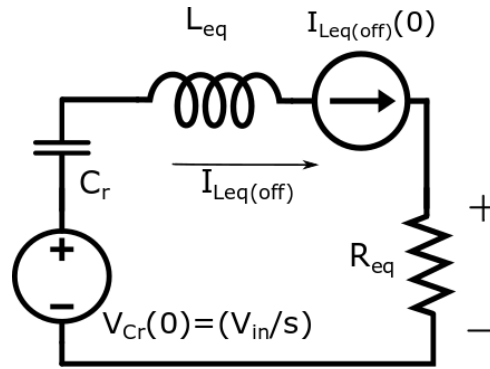
A corrente no circuito é definida por: (YEON *et al.*, 2015), (WARADZYN *et al.*, 2014)

$$i_{Leq(off)}(t) = e^{-\alpha \cdot t} \cdot A \cos(\omega \cdot t + \theta) \quad (24)$$

Em que:

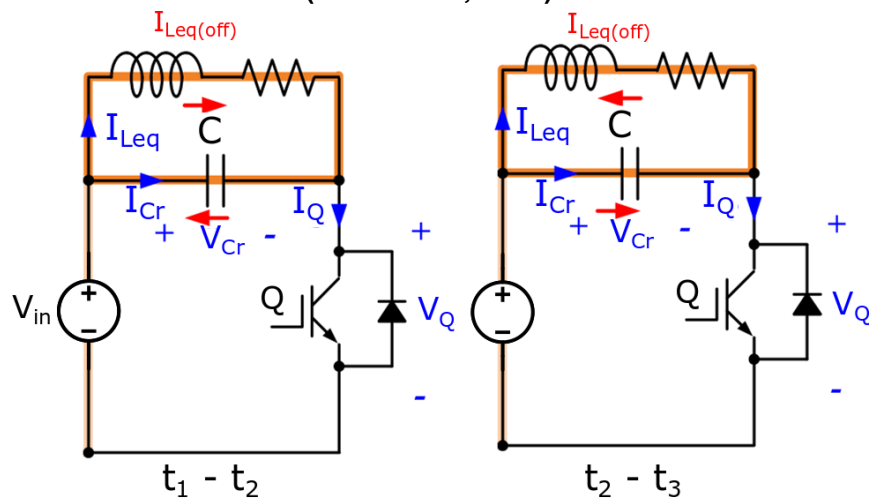
- $A = \sqrt{\left(\frac{V_{in}}{\omega \cdot L} - \left(\frac{\alpha \cdot I_{Leq}(0)}{\omega}\right)^2 + I_{Leq}(0)\right)^2}$
- $\alpha = \frac{R_{eq}}{2 \cdot L_{eq}}$
- $\omega_d = \sqrt{\frac{1}{L_{eq} \cdot C_r} - \left(\frac{R_{eq}}{2 \cdot L_{eq}}\right)^2}$
- $Q_{res} = \frac{\sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}}}{R_{eq}}$

A magnitude da tensão sobre o capacitor ressonante é determinada por sua corrente. A energia armazenada na bobina durante o modo de carga flui em forma



(a) Circuito equivalente em modo ressonante.

Fonte: (HAIMBAUGH, 2001)



(b) Sub-modos do modo ressonante

Fonte: (HAIMBAUGH, 2001)

Figura 18: Circuito equivalente em modo ressonante(a). Sub-modos do ressonante (b): bobina de trabalho carrega o capacitor ressonante ($t_1 - t_2$), capacitor ressonante carrega novamente a bobina de trabalho ($t_2 - t_4$).

de corrente através do capacitor durante o período ressonante (Figura 18a), assim a tensão $V_{Cr(off)}(t)$ pode ser obtida integrando-se a corrente da malha:

$$V_{C(off)}(t) = \frac{1}{C} \int_{T_{off}}^{T_{on}} i_{Leq(off)}(t) dt = \frac{A}{C} \cdot \frac{e^{-\frac{\alpha \cdot t}{2\omega}}}{\alpha + \omega} \quad (25)$$

Ao substituir o A na equação 31, fica evidente que $V_{C(off)}$ é função de $I_{Leq(off)}$, a corrente que flui pelo indutor.

$$V_{C(off)}(t) = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{in}}{\omega \cdot L_{eq}} - \left(\frac{\alpha \cdot I_{leq}(0)}{\omega}\right)^2 + I_{leq}(0)^2\right)}{C_r} \cdot \frac{e^{-\frac{\alpha \cdot t}{2\omega}}}{\alpha + \omega} \quad (26)$$

A tensão na chave pode ser representada como a soma da tensão de en-

trada e da tensão ressonante (OH *et al.*, 2017).

$$V_{Q(off)} = |\sqrt{2}.V_{in}.sin(\omega.t)| + |V_{Cr(off)}| \quad (27)$$

Para uma determinada condição de carga, ou seja, uma certa panela, pode-se aproximar o valor de pico da corrente e da tensão ressonante na chave Q em termos do tempo de carga (t_{on}), da tensão de entrada (V_{in}), da capacitância ressonante C_r e da indutância da bobina de trabalho (L_{eq}).

A tensão ressonante sobre a chave pode ser expressa por (SEMICONDUCTOR, 2012):

$$V_{Qres(off)} = \sqrt{\frac{2.E_{Leq}}{C_r}} \quad (28)$$

Em que:

- $V_{Q(off)}$ é a tensão ressonante sobre a chave (durante o *turn-off*);
- E_{Leq} é a energia armazenada em forma de campo magnético na bobina de trabalho durante o período de carga (durante o *turn-on*).

A energia magnética em um indutor pode-se ser descrita por:

$$E_{Leq} = \frac{1}{2}L_{eq}.I_{Leqpk(on)}(0)^2 \quad (29)$$

em que $I_{Leqpk(on)}(0) = 43,2A$, o valor de pico da corrente, carregada durante o modo de carga Mareva *et al.* (2014).

A Equação 27 que mostra a frequência amortecida de um circuito RLC, pode ser utilizada para a determinação da capacitância necessária para promover a ressonância na faixa de frequência desejada ($f > 20kHz$). Ao isolar a variável C da Equação 27, utilizando o valor de L_{eq} e R_{eq} obtidos anteriormente obtém-se:

$$C_{rmax} = \frac{4.L_{eq}}{4.(w_0.L_{eq})^2 + R^2} = \frac{4.184\mu}{4.(2\pi.20k.184\mu)^2 + 3,5^2} = 0,342\mu F \quad (30)$$

Que é a capacitância máxima necessária para oscilações acima de $20kHz$. Valores acima de $0,342\mu F$ trarão a frequência natural para valores inferiores a $20kHz$, valores inferiores a $0,342\mu F$ permitem operar em frequências mais elevadas.

O valor comercial de $0,3\mu F$ será utilizado para realização dos cálculos de tensão de pico máximas no semicondutor.

Assim, a tensão ressonante sobre a chave V_{Qres} pode ser expressa em

termos da energia magnética armazenada na bobina de trabalho: (SEMICONDUCTOR, 2014a)

$$V_{Q_{res(off)}} = \sqrt{\frac{L_{eq} \cdot I_{Leqpk(on)}(0)^2}{C_r}} = 1047V \quad (31)$$

Em que:

- $L_{eq} = 184\mu$
- $I_{Leqpk(on)}(0) = 42,3A$
- $C_r = 0,3\mu F$

3.2.3 ESTIMATIVAS DE PARÂMETROS CRÍTICOS PARA SIMULAÇÃO

Nas seções anteriores, o conversor foi analisado em seus diferentes modos de operação. As Equações 21 e 35 foram utilizadas para estimar a corrente na bobina e a tensão na chave. No inversor quase ressonante t_{on} é fixo para um determinado nível de potência e t_{off} é determinado pela oscilação natural do circuito ressonante. (SEMICONDUCTOR, 2014a)

A corrente de pico da bobina $I_{Leqpk(on)}$, como pode ser observado na Figura 17 é a maior corrente do sistema e acontece durante o período de carga. A corrente de carga da bobina é a mesma corrente que passa pela chave. Portanto, essa corrente será utilizada para especificar a corrente de pico repetitivo que a chave deve suportar.

A tensão $V_{Q_{res(off)}}$ é a tensão de pico sobre a chave semicondutora e será utilizada para especificar a queda de tensão que a chave semicondutora suportará.

Sendo assim a chave semicondutora possui os requisitos apresentados na Tabela 3:

Tabela 3: Requisitos da chave semicondutora

Requisitos para a chave semicondutora (Q)	
Queda de tensão ($V_{Q_{res(off)}}$)	1047 V
Corrente de pico ($I_{Leqpk(on)}$)	43,2 A
Frequência de operação	$f = 20 kHz$

Fonte: Autoria Própria

A chave escolhida é o IGBT FGA30N120FTD. As principais especificações do componente foram retiradas de seu *datasheet* e são apresentadas na Figura 19. A

corrente de coletor varia amplamente com a temperatura, quando a chave encontra-se a $100^{\circ}C$, o IGBT tem capacidade de conduzir uma corrente contínua de $30 A$, em temperatura ambiente $25^{\circ}C$, a chave tem o dobro da capacidade de condução ($60 A$), a corrente de pico repetitiva máxima tolerada pela chave é de $90 A$, e a duração do pico é determinada pela temperatura máxima da junção. A tensão máxima entre coletor e emissor é de $1200 V$, o IGBT também possui diodo antiparalelo intrínseco, com a mesma capacidade e velocidade de condução de corrente da chave.

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Description	Ratings	Unit
V_{CES}	Collector to Emitter Voltage	1200	V
V_{GES}	Gate to Emitter Voltage	± 25	V
I_C	Collector Current @ $T_C = 25^{\circ}C$	60	A
	Collector Current @ $T_C = 100^{\circ}C$	30	A
$I_{CM(1)}$	Pulsed Collector Current @ $T_C = 25^{\circ}C$	90	A
I_F	Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 100^{\circ}C$	30	A
P_D	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 25^{\circ}C$	339	W
	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 100^{\circ}C$	132	W
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^{\circ}C$
T_L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	$^{\circ}C$

Notes:

1: Repetitive rating: Pulse width limited by max. junction temperature

Figura 19: Características elétricas do IGBT FGA30N120FTD

Fonte: Yeon *et al.* (2012)

Os cálculos realizados possibilitam a extração de dados que permitem estimar a magnitude das correntes e tensões que a chave semicondutora deve suportar. Com esses dados é possível encontrar um modelo de chave comercial que se adeque aos esforços exigidos pelo circuito, a partir disso o modelo de simulação *spice* para a chave pode ser implementado, o que garante maior confiabilidade nos resultados obtidos nas simulações computacionais.

4 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

No presente capítulo são apresentadas os resultados obtidos por meio da simulação computacional do inversor proposto. O *software* escolhido para realizar a simulação foi o LTSpice, da empresa Linear Technology, por se tratar de um programa gratuito e possuir a vantagem de se realizar simulações utilizando modelos *spice* dos componentes.

4.1 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO NO DOMÍNIO DO TEMPO

O circuito simulado é apresentado na Figura 20, a retificação em ponte completa diretamente conectada ao inversor através do barramento $V_{link\ CC}$. O inversor possui o indutor (L_{eq}), o resistor (R_{eq}) (que representam a bobina de trabalho e a carga, respectivamente), o capacitor ressonante (C_r), a chave de potência IGBT (Q) e seu diodo antiparalelo. A fonte V_G representa o circuito *driver* da chave de potência e aciona o IGBT com uma onda quadrada de 18 V de 20 kHz . A Tabela 4 reúne os principais dados sobre o circuito simulado.

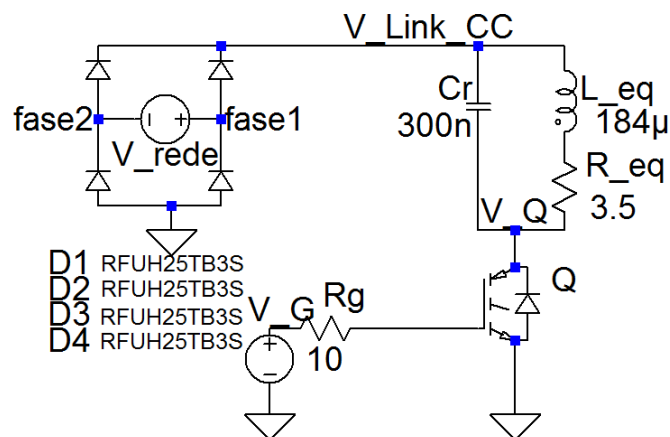


Figura 20: Circuito simulado no ambiente de *LTSpice*

Fonte: Autoria própria

A tensão na chave V_q , a corrente na bobina (I_{Leq}) e a tensão de controle são mostrada na Figura 21. A imagem superior apresenta a forma de onda em baixa frequência, a corrente na bobina I_{Leq} é apresentada na cor cinza, a tensão na cor

Tabela 4: Condições de simulação

Detalhes do circuito quase-ressonante	
Tensão de entrada	311 V_{pk}
Frequência mínima de chaveamento	20 kHz
<i>Duty-cycle</i>	50 %
Bobina de trabalho L_{eq}	184 μH
Resistência equivalente R_{eq}	3,5 Ω
Capacitor ressonante C_r (valor comercial)	0.3 μF
Diodos retificadores ($\times 4$)	RFUH25TB3S

Fonte: Autoria Própria

preta. O sinal de controle V_g é apresentado logo abaixo, em outra escala de tempo (alta frequência), seguido da forma da tensão e da corrente na chave (na mesma escala de frequência de V_g), no pior caso ($V_{in\ pk} = 311\ V$).

O circuito encontra-se em regime permanente. No primeiro momento da análise, a tensão de controle da chave (V_G) comanda seu fechamento, a corrente I_{Leq} possui crescimento aproximadamente linear, devido a indutância (L_{eq}) e da resistência (R_{eq}), como demonstrado matematicamente na seção anterior. A maior corrente presente na bobina e na chave, é durante o período de carga:

$$I_{Leq\ max} = 57,2\ A \quad (32)$$

Pelos cálculos realizados, o valor encontrado foi

$$I_{Leq\ max} = 43,2\ A \quad (33)$$

Muitas fatores podem influenciar na modelagem da bobina, e por consequente na determinação da corrente de pico matematicamente. A posição da panela sobre a bobina, a distância entre a carga e a bobina de trabalho e a frequência de operação são fatores que impactam grandemente na obtenção de parâmetros por ensaios práticos. Como valor de corrente na bobina obtida durante a simulação é maior que o valor calculado, será utilizado a corrente de maior valor:

$$I_{Leq\ max} = 57,2\ A \quad (34)$$

A condição de carga permanece até que a chave seja aberta, nesse instante, pode-se observar a tensão sobre V_Q ser acrescida. Momento em que a bobina descarrega a energia armazenada durante o período de carga no capacitor C_r . O ca-

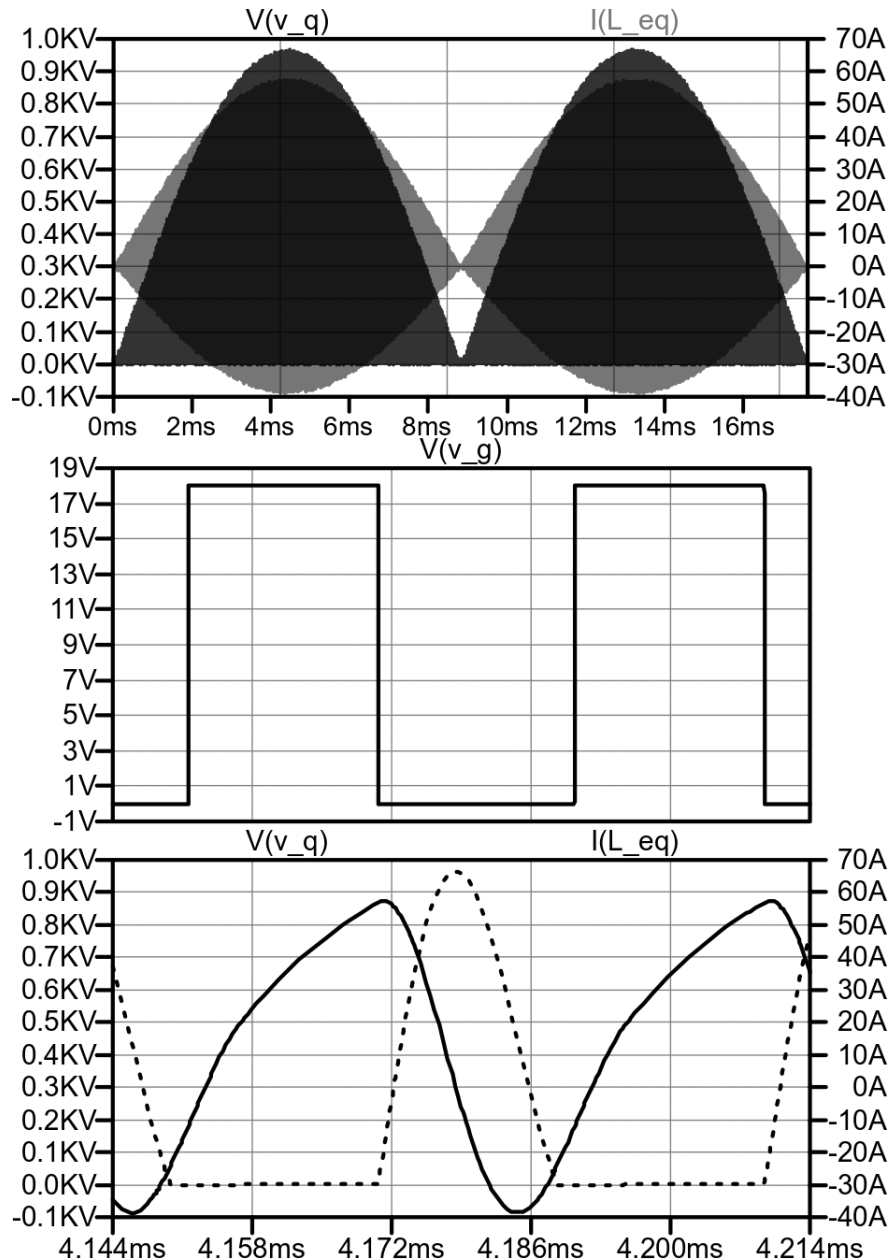


Figura 21: Simulação realizada no ambiente do LTSpice

Fonte: Autoria própria

pacitor atinge sua tensão máxima (enquanto a corrente na bobina passa por zero) e volta a decrescer ao fornecer energia à bobina, após a corrente atingir seu pico negativo a tensão sobre a bobina é maior que a tensão de V_{linkCC} , o que ativa o diodo em antiparalelo da chave.

A chave então, recebe o comando de fechamento e após o diodo encerrar sua condução, (quando a tensão sobre a bobina for menor que a tensão do barramento CC) a corrente assumirá a corrente, que passará a fluir pelo coletor da chave e não mais pelo diodo antiparalelo.

A tensão máxima que a chave deve suportar é:

$$V_{Q_{max}} = 988 V \quad (35)$$

O valor obtido pelos cálculos foi:

$$V_{Q_{max}} = 1047 V \quad (36)$$

A Figura 22 mostra a tensão sobre o circuito ressonante, a imagem superior apresenta a forma de onda em baixa frequência, a corrente na bobina I_{Leq} é apresentada na cor cinza, a tensão na cor preta. O sinal de controle V_g é apresentado logo abaixo, em outra escala de tempo (alta frequência), seguido da forma da tensão (tracejado) e da corrente na chave (traço contínuo), no pior caso ($V_{inpk} = 311 V$).

A tensão máxima sobre o capacitor ocorre quando a corrente na bobina passar por zero, tanto no momento de carga (*turn-on*), como no período de descarga (*turn-off*). A tensão de pico máxima que o capacitor ressonante deve suportar é:

$$V_{Cr_{max}} = 667 V \quad (37)$$

A Figura 23 apresenta a forma de onda da tensão (V_{rede}) e da corrente de entrada (I_{rede}). É possível perceber que a corrente que passa pela bobina de trabalho, é a mesma que passa pelos diodos. Essa situação coloca em risco o correto funcionamento da ponte retificadora, devido aos picos de tensão e corrente em alta frequência, que aumentam a temperatura do componente e reduz sua vida útil, além de inferir um baixo fator de potência e elevada distorção harmônica ao sistema.

A FFT do sinal da corrente de entrada I_{rede} é apresentada na Figura 24. A TDH (taxa de distorção harmônica) da corrente de entrada calculada até a 1000ª harmônica é $THD = 107,63\%$, o cálculo foi realizado até essa harmônica, pois a 1000ª da rede corresponde a $60 kHz$, o que engloba até a terceira harmônica do inversor quando acionado a $20 kHz$. O fator de potência do circuito é $0,68$.

Devido a esses fenômenos, o inversor é conectado à fonte através de um filtro, que atenua as altas frequências do chaveamento e corrige o fator de potência do sistema.

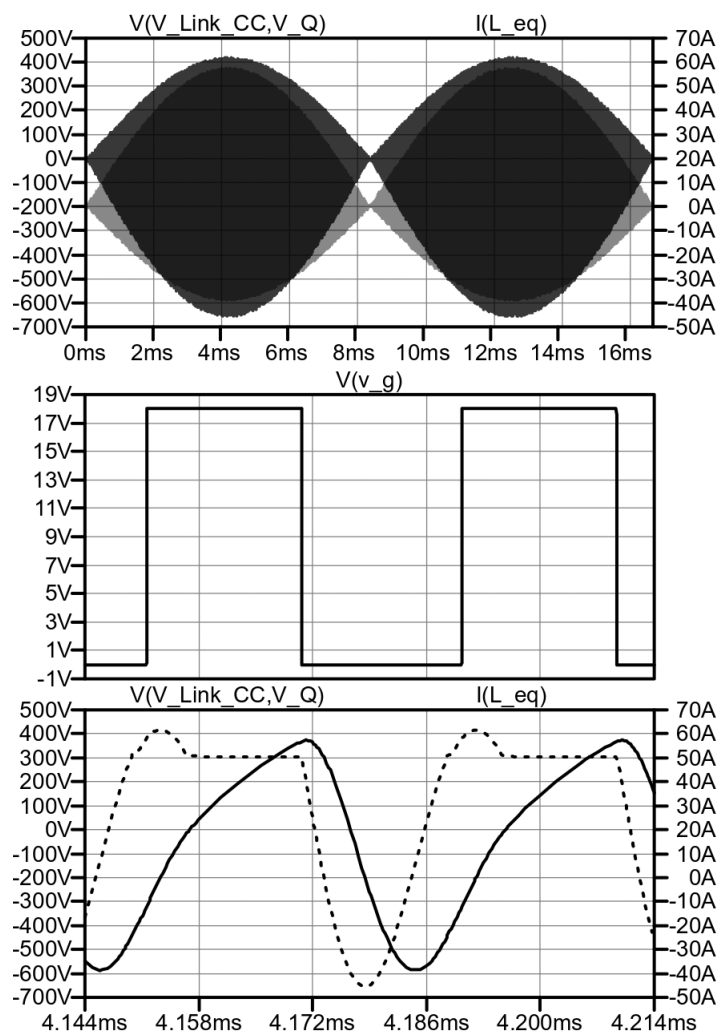


Figura 22: Circuito simulado no ambiente do LTSpice

Fonte: Autoria própria

4.2 FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR

Inversores utilizados para o aquecimento a indução podem ser alimentados por fontes de tensão ou corrente. A indutância equivalente da bobina com carga sofre alterações com a temperatura e frequência de operação, para manter as mesmas condições de operação do circuito a frequência de chaveamento necessita ser constantemente ajustada (RODA; REVANKAR, 1978).

Inversores alimentados por corrente possuem comutação forçada *hard-switching*, tem problemas nos transitórios iniciais e limitações no tempo em que a chave pode permanecer aberta. Portanto, a faixa de variação de frequência de operação e *duty-cycle* do inversor se torna mais restrita quando comparado aos inversores alimentados por tensão. Além disso um alto valor de indutância é necessário para conectar a ponte retificadora ao inversor (KNAPP, 1966).

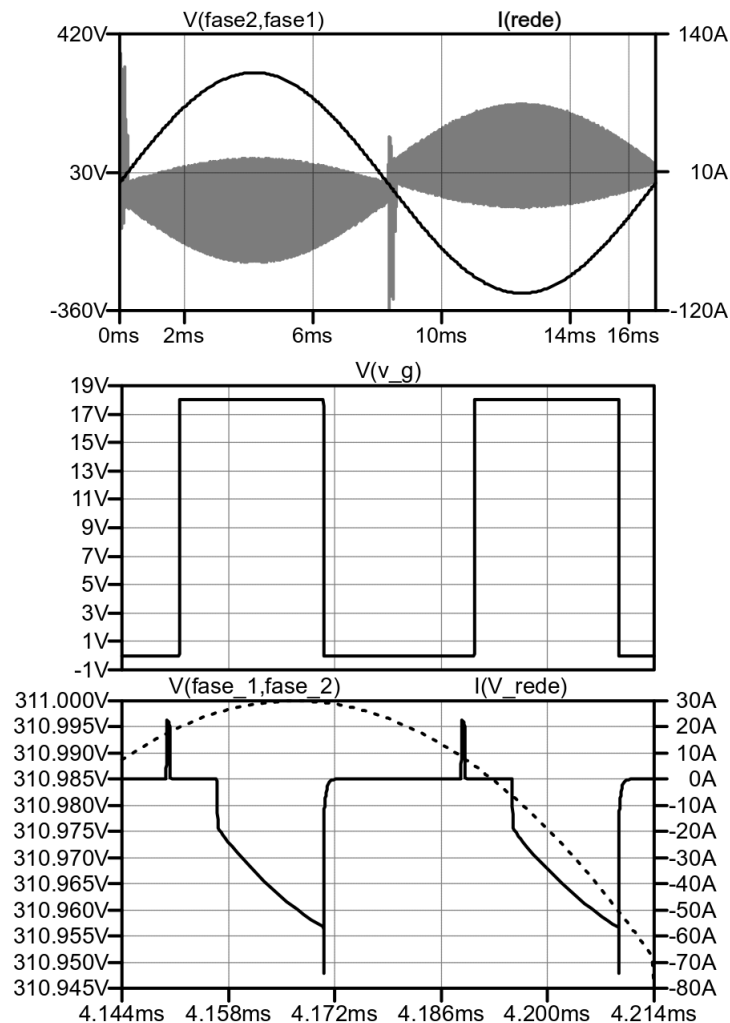


Figura 23: Circuito simulado no ambiente do LTSpice

Fonte: Autoria própria

Inversores alimentados por fonte de tensão podem apresentar problemas nos transitórios iniciais, entretanto permitem ser utilizados para frequências mais elevadas e possuem a possibilidade de comutação natural (ZVS e/ou ZCS). Não existe um limite teórico inferior de frequência de operação do inversor nessa topologia (RODA; REVANKAR, 1978). Entretanto para o projeto de um aquecedor a indução doméstico, frequências de operação audíveis devem ser evitadas.

A fonte de tensão V_{in} será implementada utilizando retificação em ponte completa não controlada conectada à rede de 220 V. O barramento terá tensão de pico de 311, pulsante em 120 Hz

4.2.1 FILTRO DE ENTRADA

Filtros de entrada de uma fonte chaveada ou inversor tem como principal objetivo impedir que interferências eletromagnéticas, geradas pelo inversor, atinjam a

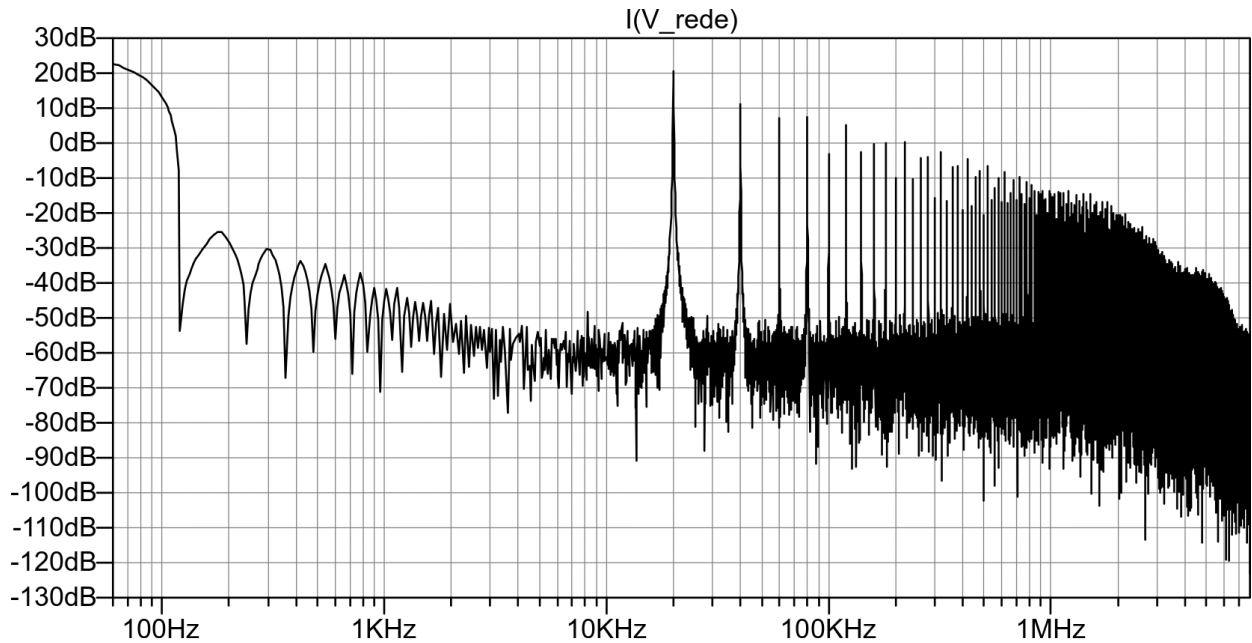


Figura 24: Circuito simulado no ambiente do LTSpice

Fonte: Autoria própria

rede de entrada e afetem outros equipamentos. A solução utilizando o filtro LC passivo oferece o melhor compromisso entre tamanho, custo, e desempenho (SCLOCCHI, 2002).

Duas considerações ao selecionar componentes para um filtro são: a frequência de corte e o fator de qualidade. A frequência de corte do filtro LC é:

$$f_c = \frac{\omega_f}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f \cdot C_f}} \text{ Hz} \quad (38)$$

Em que:

- f_c é a frequência de corte do filtro. $\omega_f = 2\pi \cdot f_c$
- L_f é a indutância do filtro
- C_f é a capacitância do filtro

O fator de qualidade do filtro é dado por:

$$Q_f = R_{in} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad (39)$$

R_{in} é a resistência do conversor vista pela fonte no pior caso, ou seja para o maior pico de corrente de entrada. Esse resistor será estimado como a relação entre o

valor de pico da tensão da rede e a corrente de pico drenada pelo conversor:(KIRSTEN *et al.*, 2011)

$$R_{in} = \frac{V_{inpk}}{I_{inpk}} = 5,45\Omega \quad (40)$$

Em que:

- I_{inpk} é a corrente máxima na bobina 57A
- V_{inpk} é o valor de pico da tensão da rede 311 V.

Os requisitos de projeto do filtro LC que conecta a ponte de retificação que possui uma frequência de $f_{in} = 120 Hz$, ao inversor quase-ressonante que possui uma frequência mínima de $f_{min} = 20 kHz$ estão apresentados na Tabela 5:

Tabela 5: Requisitos de projeto do filtro LC

Requisitos de projeto	
Frequência de corte (f_c)	2 kHz
Fator de Qualidade (Q_f)	0.707
Resistor equivalente (R_{eq})	5,45Ω

Fonte: Autoria Própria

Assim, L_f e C_f podem ser obtidos pela aproximação de Butterworth através das Equações 44 e 45 (SCHAUMANN *et al.*, 2009).

$$L_f = \frac{R_{eq} \cdot \sqrt{2}}{\omega_f} \quad (41)$$

$$C_f = \frac{1}{\omega_f \cdot R_{eq} \cdot \sqrt{2}} \quad (42)$$

(SCHAUMANN *et al.*, 2009)

A frequência de corte foi escolhida considerando que o filtro deva cortar 1 década abaixo da frequência de chaveamento e pelo menos uma década acima da frequência de entrada (BISOGNO, 2001).

Ao aplicar os requisitos de projeto às Equações 43 e 44, obtém-se o valor dos componentes necessários

$$L_f = 613\mu H \quad (43)$$

$$C_f = 11\mu F \quad (44)$$

4.2.2 SIMULAÇÕES DA INFLUÊNCIA DO FILTRO DE ENTRADA NO CIRCUITO RESSONANTE

A fim de analisar a influência do filtro de entrada no circuito ressonante, simulações com variações em torno do valor do capacitor C_F foram realizadas. A Tabela 9 traz os valores dos capacitores utilizados nas simulações.

Tabela 6: Capacitâncias utilizadas na simulação

Capacitores (C_F) utilizados na simulação
$6\mu F$
$11\mu F$
$16\mu F$
$21\mu F$

Fonte: Autoria Própria

As variáveis analisadas nas simulações são:

1. tensão no barramento CC (V_{LinkCC});
2. magnitudes da corrente de entrada (I_{rede});
3. fator de potência da corrente de entrada (I_{rede});
4. taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (I_{rede});
5. potência de entrada;
6. potência de saída;
7. rendimento.

Na Figura 25, pode-se observar os efeitos da variação da capacitância C_F na tensão do barramento (V_{LinkCC}). Quanto menor a capacitância C_F , maiores são os picos de tensão e *ripples* no barramento CC.

A Tabela 8 apresenta os valores obtidos durante a simulação, o *ripple* do barramento utilizando o capacitor de filtro calculado ($C_f = 11\mu F$) é de 38,8 V.

Quando o capacitor varia de $6\mu F$ até $21\mu F$, pode-se notar a variação no *ripple* do barramento CC V_{LinkCC} , de 74,2 V (para o capacitor de $6\mu F$) até 20 V (para o capacitor de $21\mu F$). Como o objetivo do filtro LC não é manter um baixo *ripple* de tensão, e sim impedir que as altas frequências do chaveamento cheguem à rede, as

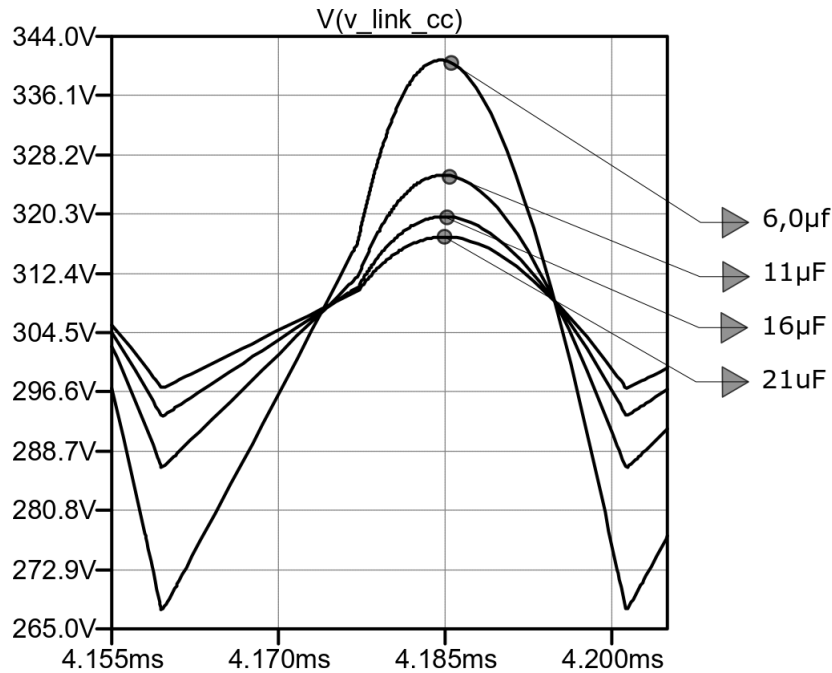


Figura 25: Forma de onda no barramento CC durante a variação da capacitância

Fonte: Autoria própria

variações do afundamento da tensão do barramento CC, não impactam no funcionamento do circuito.

Tabela 7: Variação da tensão do barramento $V_{Link\ CC}$ durante o *sweep* da capacitância (C_f)

Capacitor (C)	V_{pk} (V)	$V_{Link\ CC}$		
		V_{RMS} (V)	V_{medio} (V)	Ripple (V)
$6\ \mu F$	340,3	217,9	195,3	72,4
$11\ \mu F$	325,6	217,5	195,4	38,8
$16\ \mu F$	320	217,5	195,6	26
$21\ \mu F$	317	217,6	195,8	20

Fonte: Autoria Própria

A Figura 26, apresenta as alterações na corrente de entrada (I_{rede}) ao submeter o circuito às diferentes capacitâncias de filtro C_f , apresentadas na Tabela 8. A Figura 26 é composta da forma de onda da corrente em baixa frequência, aproximada em dois pontos críticos: os transitórios iniciais e os valores de pico.

Ao analisar o ciclo inicial da onda da corrente de entrada em 60Hz da Figura 26, pode-se observar que, quanto maior o valor de C_f , maiores as amplitudes e as durações dos transitórios iniciais e menores os valores de pico. Esse fenômeno impacta na TDH do sistema, como mostrado na Tabela 9.

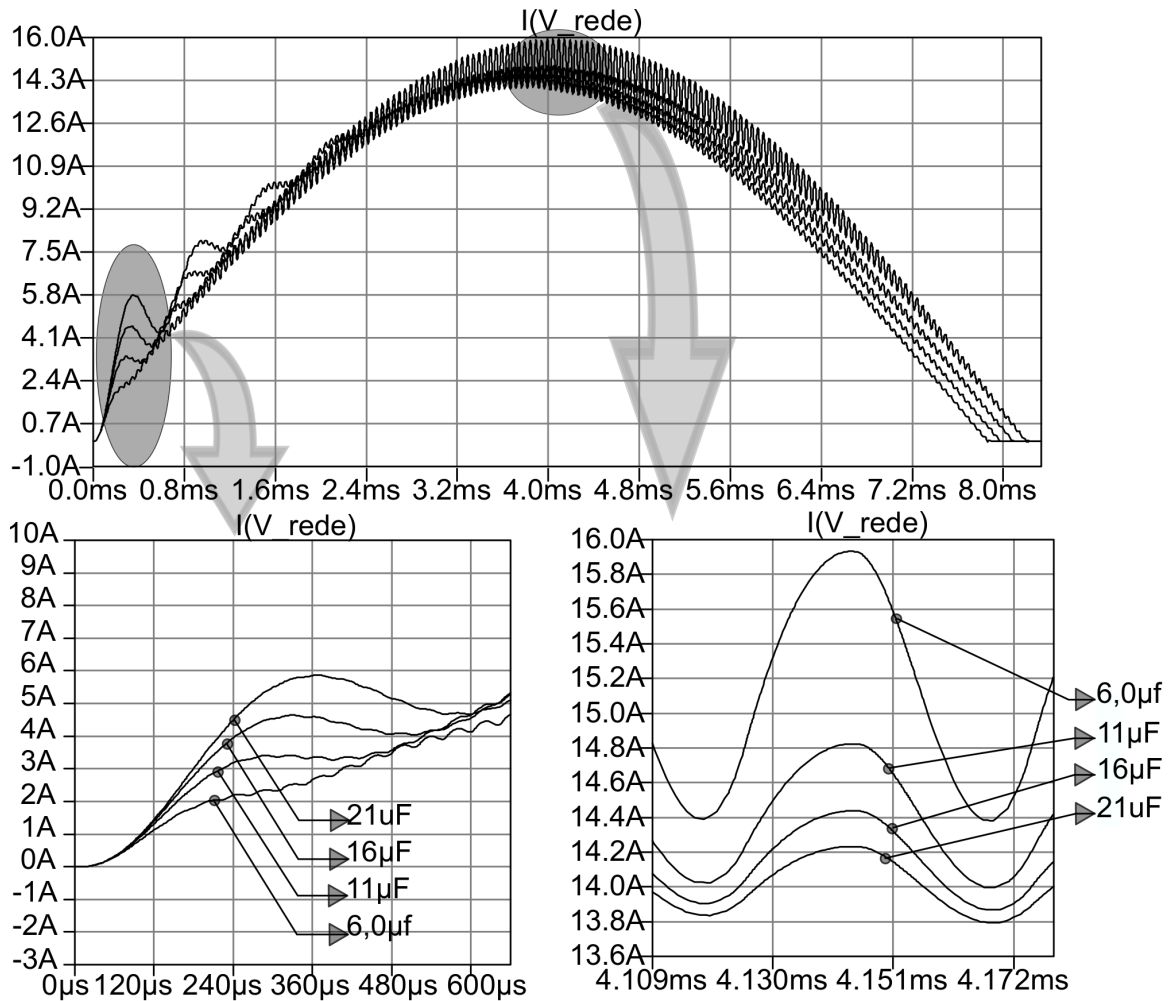


Figura 26: Forma de onda da corrente de entrada durante a variação da capacitância

Fonte: Autoria própria

Tabela 8: Variação da corrente de entrada I_{rede} durante o sweep da capacitância (C_f)

Capacitor (C_f)	I_{inpk} (A)	I_{inRMS} (A)	Ripple (A)	Fator de potência	TDH
$6\mu F$	15,84	10,643	1,46	0,998	3,71
$11\mu F$	14,82	10,133	0,81	0,995	3,15
$16\mu F$	14,43	9,993	0,53	0,991	4,14
$21\mu F$	14,22	9,991	0,42	0,985	6,32

Fonte: Autoria Própria

A Tabela 9, apresenta os valores obtidos para a corrente de entrada (I_{rede}) durante o sweep do capacitor (C_F). O ripple da corrente de entrada I_{rede} assume valores que vão de 1,46 A (para o capacitor de $6\mu F$) até 0,42 A (para o capacitor de $21\mu F$), entretanto seu valor RMS total sofre uma alteração de $\Delta I_{redeRMS} = 0,652 A$.

Conforme o capacitor de barramento aumenta, as oscilações iniciais tornam-

se mais severas, e forma de onda da corrente de entrada, mais distorcida, o que aumenta a TDH do sistema e reduz seu fator de potência. A TDH da corrente de entrada para o capacitor de $11\mu F$ é mais reduzida $TDH = 3,15\%$.

As potências do circuito foram analisadas ao realizar pequenas excursões em torno do filtro de entrada. A Figura 27 apresenta a forma de onda da potência média de entrada em baixa frequência, aproximada em seus valores de pico, ao ser submetida ao *sweep* de capacitores de filtro (C_f). A Tabela 9 indica os valores das potências do circuito obtidos durante a simulação.

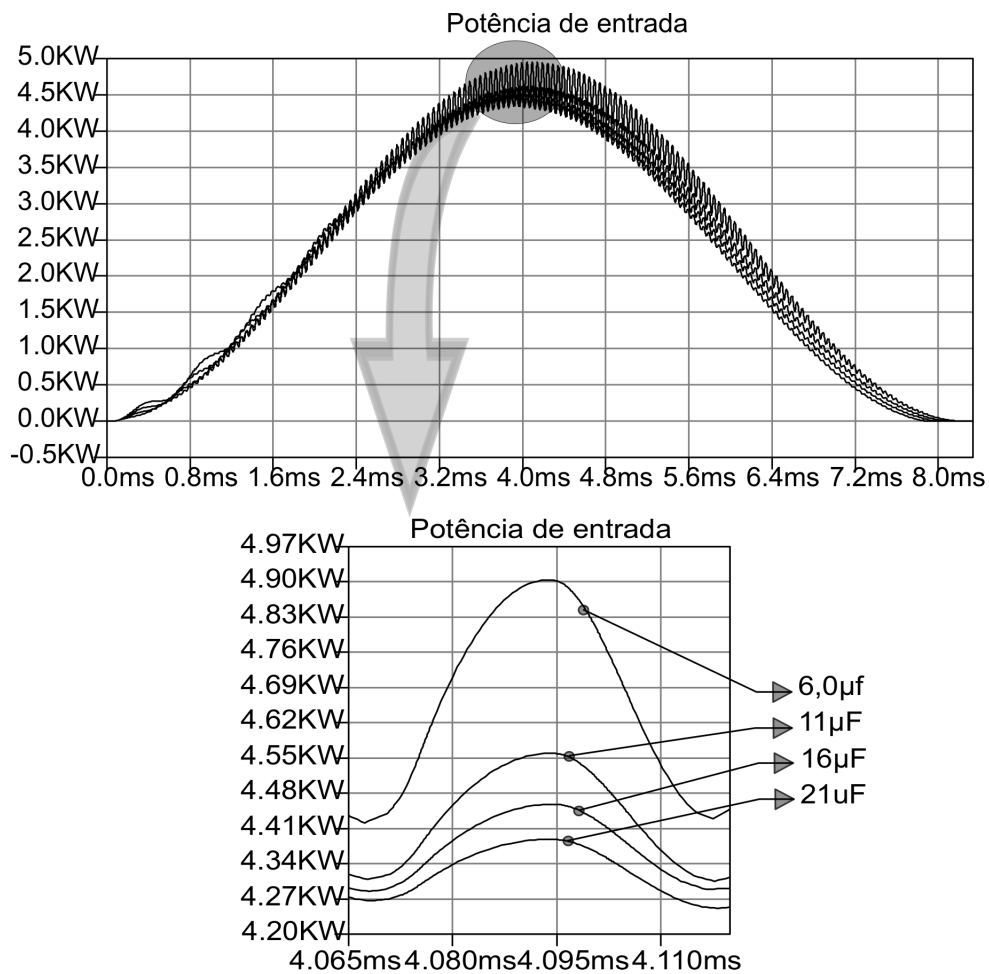


Figura 27: Forma de onda da potência de entrada durante a variação da capacitância

Fonte: Autoria própria

A potência de entrada *RMS*, obtida através do produto:

$$P_{in\ RMS} = I_{rede\ RMS} \cdot V_{rede\ RMS} \quad (45)$$

sofre redução de $149\ W$ do capacitor de $6\mu F$ para o capacitor de $21\mu F$, a potência

Tabela 9: Variação das potência durante o sweep da capacitância (C_f)

(C_f)	$P_{inpk} (kW)$	$P_{inRMS} (kW)$	$P_{inmedio} (kW)$	$P_{outmedio} (kW)$	Rendimento (η)
$6 \mu F$	5,27	2,341	2,337	2,252	0,963
$11 \mu F$	4,98	2,229	2,219	2,139	0,963
$16 \mu F$	4,91	2,198	2,179	2,097	0,962
$21 \mu F$	4,86	2,192	2,159	2,079	0,963

Fonte: Autoria Própria

média de entrada, obtida através de

$$P_{media} = \frac{1}{T} \int_T I_{rede}(t) \cdot V_{rede}(t) dt \quad (46)$$

sofre uma alteração de (178 W), e a potência média de saída apresenta redução de (173 W). O rendimento teórico do sistema:

$$\eta = \frac{P_{saida media}}{P_{entrada media}} \quad (47)$$

não é grandemente afetado pela variação de (C_f), seu valor médio é 0,963.

As simulações computacionais mostram que a faixa mais adequada para capacitores de entrada, para essa aplicação, é a faixa de $6 \mu F$ até $11 \mu F$, visto que o afundamento de tensão no barramento CC $\Delta V_{Link CC} = 72 V$, o *ripple* da corrente de entrada $\Delta I_{rede} = 1,46 A$, a taxa de distorção harmônica $TDH = 3,71$ e o fator de potência $FP = 0,998$ do sistema mostram-se satisfatórios.

O valor de C_f utilizado para realizar as simulações será o valor comercial de $6,7 \mu F$ e o indutor $L_f = 613 \mu H$. A Figura 28, mostra a FFT do sinal da corrente de entrada (I_{rede}).

Em comparação com a FFT mostrada na Figura 24, pode-se notar expressiva redução nas amplitudes da frequência de chaveamento $20k Hz$, e suas respectivas harmônicas pares $40k Hz$, $60k Hz$, $80k Hz$, etc. A taxa de distorção harmônica da corrente da rede ao utilizar o capacitor de $6,7 \mu F$ é de $TDH = 3,435010\%$, calculada utilizando até a 1000ª harmônica da rede, uma redução de 104,20% em comparação ao sistema sem filtro (Figura 24). O fator de potência total do circuito é 0,998.

Cargas não lineares, drenam correntes não seno-senoidais (compostos por mais de uma senoide), conseqüentemente produzem distorção harmônica na frequência fundamental da rede $60 Hz$. A distorção harmônica pode ser descrita como quantidade de frequências presentes em uma determinada frequência fundamental, o termo para

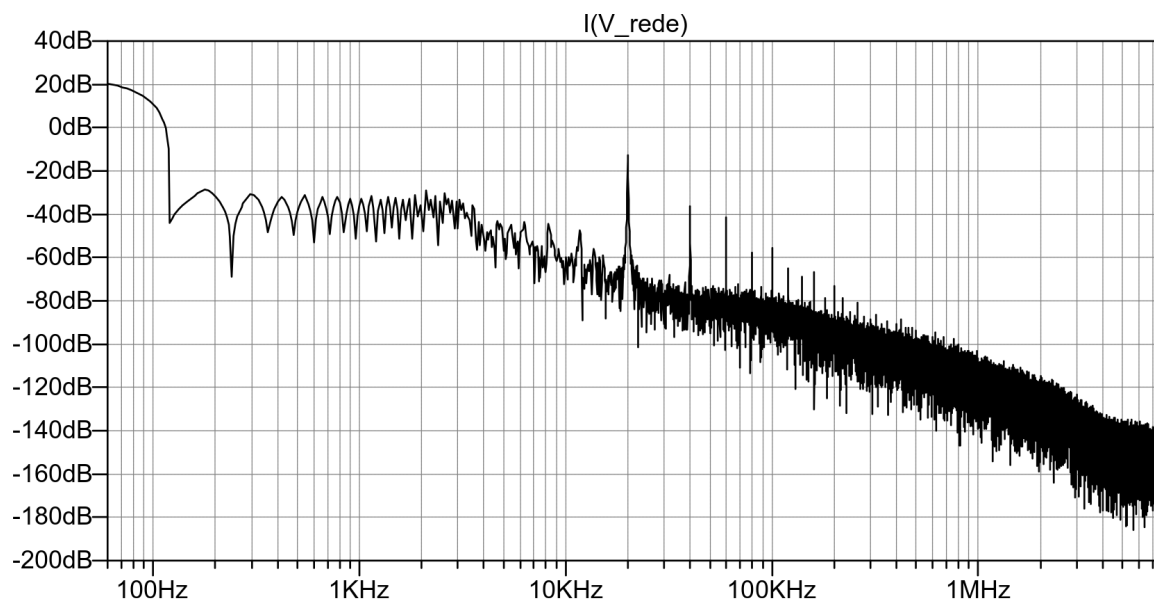


Figura 28: FFT da corrente de entrada utilizando $C_F = 6,7\mu F$ e $L_F = 613\mu H$.

Fonte: Autoria própria

se calcular essa poluição espectral é a TDH (FAROOQ *et al.*, 2013).

Na Tabela 10 são apresentados os limites máximos permitidos para distorção harmônica da corrente de um aparelho doméstico de acordo com a IEC 61000-3-2, juntamente com os valores de distorção apresentados pelo circuito. Os valores apresentados pelo circuito foram retirados da tabela apresentada na Figura 29.

Tabela 10: Limite máximo da distorção harmônica da corrente de entrada

Harmônicas ímpares	Limite máximo da distorção da corrente (A)	Distorção da corrente apresentada pelo circuito (A)
3°	2,3	0,036
5°	1,14	0,032
7°	0,77	0,02696
9°	0,4	0,02628
11°	0,33	0,02557
13°	0,27	0,02515
15° até a 39°	$0,15 \frac{15}{n}$ 0,15 até a 0,057	0,0229 até a 0,0298
Harmônicas pares		
2°	1.08	0,00415
4°	0.43	0,00250
6°	0.3	0,00163
8° até a 40°	$0,23 \frac{8}{n}$ 0,23 até a 0,046	0,0046 até a 0,00658

Fonte: Abidin (2006)

Na Figura 29 têm-se parte do *log* do cálculo da THD do sistema realizado no ambiente LTSpice, a figura apresenta a magnitude da componente de Fourier para cada harmônica (em *dB* e normalizada) e sua respectiva fase (em graus e normalizada). Os valores apresentados na Tabela 10 foram obtidos pela conversão dos dados apresentados na coluna "*Normalized Component*", que apresenta a distorção da corrente em cada harmônica como uma porcentagem da magnitude da frequência fundamental (60 Hz).

A partir da Figura 28, a magnitude da componente fundamental (60 Hz) é:

$$Magnitude_{60\text{ Hz}} = 20,43\text{ dB} \quad (48)$$

através da equação:

$$dB = 20 \log(Amp) \quad (49)$$

Têm-se que a magnitude em amperes, da componente fundamental (60 Hz) é

$$Magnitude_{60\text{ Hz}} = 10,51\text{ A} \quad (50)$$

O produto da magnitude da fundamental $Magnitude_{60\text{ Hz}} = 10,51\text{ A}$ com as componentes normalizadas, fornecidas pela coluna "*Normalized Component*" fornecem os valores em Amperes para cada harmônica. Por exemplo a terceira harmônica (180 Hz), possui uma componente normalizada de 0,00393, a magnitude em amperes dessa harmônica é obtida por:

$$Magnitude_{180\text{ Hz}} = 10,51 \cdot 0,00393 = 0,036\text{ A} \quad (51)$$

Que é o valor indicado na Tabela 10 para a harmônica de número 3.

Pode-se observar que a distorção harmônica do inversor encontra-se abaixo da especificada pela IEC 61000-3-2, sendo assim o circuito possui condições de ser implementado.

4.3 ANÁLISE DA POTÊNCIA

O circuito de potência completo pode ser visualizado na figura 30. A Tabela 11 reúne os componentes utilizados na simulação do circuito da Figura 30.

A tensão na chave (V_Q) e a corrente sobre a bobina (I_{Leq}), são apresentados na Figura 31, juntamente com a tensão de controle do IGBT V_{GE} . A frequência de chaveamento é de 20 kHz e o *duty-cycle* é 50%. Sob essas circunstâncias, a corrente

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	6.000e+01	1.487e+01	1.000e+00	-177.15°	0.00°
2	1.200e+02	5.875e-03	3.951e-04	-94.91°	82.24°
3	1.800e+02	5.046e-02	3.393e-03	49.93°	227.08°
4	2.400e+02	3.541e-03	2.381e-04	-98.56°	78.58°
5	3.000e+02	4.495e-02	3.023e-03	48.61°	225.76°
6	3.600e+02	2.305e-03	1.550e-04	-134.92°	42.23°
7	4.200e+02	3.858e-02	2.595e-03	67.23°	244.38°
8	4.800e+02	6.441e-03	4.332e-04	-110.61°	66.54°
9	5.400e+02	3.721e-02	2.503e-03	73.17°	250.32°
10	6.000e+02	4.847e-03	3.260e-04	-90.21°	86.93°
11	6.600e+02	3.642e-02	2.449e-03	68.10°	245.24°
12	7.200e+02	2.784e-03	1.872e-04	-58.75°	118.40°
13	7.800e+02	3.569e-02	2.400e-03	80.52°	257.67°
14	8.400e+02	6.716e-03	4.517e-04	-119.35°	57.79°
15	9.000e+02	3.259e-02	2.191e-03	74.36°	251.50°
16	9.600e+02	4.783e-03	3.217e-04	-104.97°	72.18°
17	1.020e+03	3.463e-02	2.329e-03	83.83°	260.98°
18	1.080e+03	4.432e-03	2.981e-04	-122.43°	54.72°
19	1.140e+03	3.526e-02	2.371e-03	82.23°	259.38°
20	1.200e+03	4.722e-03	3.175e-04	-122.39°	54.76°
21	1.260e+03	2.998e-02	2.016e-03	81.81°	258.96°
22	1.320e+03	6.185e-03	4.159e-04	-101.58°	75.56°
23	1.380e+03	3.337e-02	2.244e-03	87.66°	264.81°
24	1.440e+03	4.435e-03	2.982e-04	-113.49°	63.66°
25	1.500e+03	3.529e-02	2.374e-03	84.74°	261.88°
26	1.560e+03	4.640e-03	3.120e-04	-145.31°	31.83°
27	1.620e+03	3.089e-02	2.077e-03	87.02°	264.17°
28	1.680e+03	8.651e-03	5.818e-04	-102.73°	74.42°
29	1.740e+03	3.394e-02	2.283e-03	81.53°	258.68°
30	1.800e+03	8.819e-03	5.931e-04	-155.11°	22.04°
31	1.860e+03	3.176e-02	2.136e-03	87.28°	264.43°
32	1.920e+03	5.547e-03	3.731e-04	-117.66°	59.48°
33	1.980e+03	3.254e-02	2.188e-03	81.89°	259.04°
34	2.040e+03	7.932e-03	5.335e-04	-131.40°	45.75°
35	2.100e+03	3.468e-02	2.332e-03	77.92°	255.07°
36	2.160e+03	8.711e-03	5.858e-04	-154.45°	22.70°
37	2.220e+03	3.851e-02	2.590e-03	81.60°	258.74°
38	2.280e+03	8.342e-03	5.610e-04	-139.56°	37.59°
39	2.340e+03	3.816e-02	2.566e-03	71.08°	248.23°
40	2.400e+03	9.106e-03	6.124e-04	-150.37°	26.78°

Figura 29: FFT da corrente de entrada utilizando $C_F = 6,7\mu F$ e $L_F = 613\mu H$.

Fonte: Autoria própria

máxima na bobina é $I_{Leqpk} = 57,7 A$, a tensão máxima da chave é $V_{Qpk} = 1076 V$.

4.3.1 CONTROLE DE POTÊNCIA PELA FREQUÊNCIA

Durante o período de *turn-off* da chave, ocorre a oscilação do circuito ressonante. Devido a essa oscilação, a tensão na chave é acrescida e atinge seu valor máximo ($V_Q = 1076 V$), nesse momento a corrente na bobina é zero. A partir desse instante a corrente na bobina torna-se negativa e a tensão na chave decai até zero,

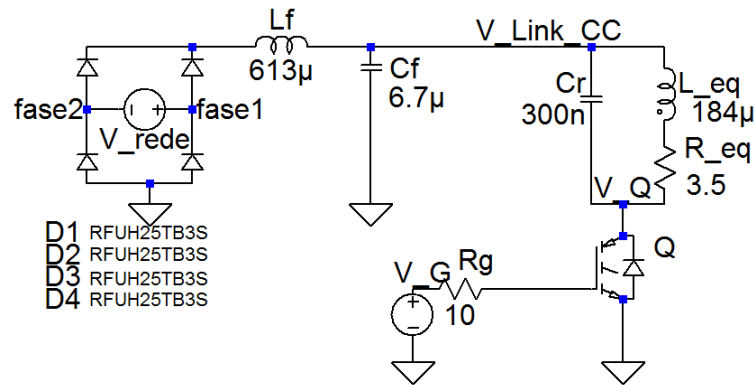


Figura 30: Circuito completo simulado em ambiente LTSpice

Fonte: Autoria própria

Tabela 11: Controle de potência pela frequência de operação

Componentes utilizados na simulação:	Característica do componente
Chave IGBT (Q)	FGA30120FTD (<i>spice – model</i>)
capacitor ressonante C_r	$0,3 \mu F$
bobina de trabalho com carga $L_{eq} + R_{eq}$	$184 \mu H + 3,5$
capacitor filtro C_f	$C_f = 6,7 \mu F$
indutor filtro L_F	$L_F = 613 \mu H$
diodos retificadores D_1, D_2, D_3, D_4	RFUH25TB3S (<i>spice – model</i>)

Fonte: Autoria Própria

um intervalo $\Delta t = 4,0 \mu s$ se passa até que a chave receba seu comando de *turn-on*.

Pode-se notar na Figura 31 que, o tempo que o circuito leva para oscilar é inferior ao tempo de *turno-ff* da chave que é $t_{off} = (25 \mu s)$. Ou seja, o circuito possui um tempo de *turn-off* mínimo de $t_{off\ min} = 21 \mu s$, que é o tempo mínimo que o circuito necessita para completar sua oscilação e permitir que o inversor opere em ZVS.

Valores de *turn-off* menores do que $t_{off\ min}$ impossibilitarão o circuito de operar na área ZVS, pois o circuito ressonante, não terá tempo de completar seu semiciclo positivo até atingir zero. Sendo assim o circuito tem as seguintes limitações temporais:

$$21 \mu s < t_{off} < 25 \mu s \quad (52)$$

O *turn-off* da chave, precisa ser maior que $21 \mu s$, para garantir ZVS e menor do que $25 \mu s$, para garantir que o sistema opere fora das frequências audíveis.

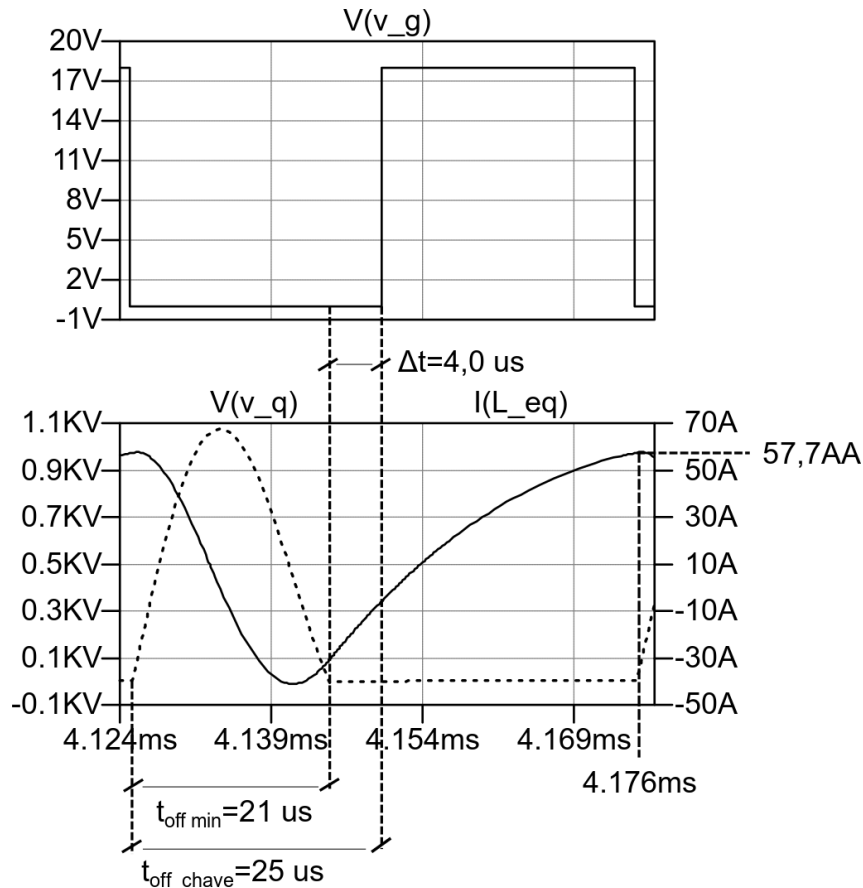


Figura 31: Tensão V_{CE} da chave (V_q) -

Fonte: Autoria própria

No método do controle de potência através, da frequência, o *duty-cycle* é mantido fixo em 50%, e a frequência de acionamento da chave é modificada. Na Figura 31 o tempo de *turn-off* mínimo necessário pelo circuito para que o sistema opere em ZVS é $t_{off\ min} = 21\ \mu s$. Se $t_{off} = t_{on} = 21\ \mu s$, a máxima frequência de operação é $f_{max} = 24\ kHz$.

A Figura 32a apresenta a forma de onda da tensão de controle da chave (V_g), na imagem superior, da tensão V_{ce} (V_q) (tracejado) e da sua corrente de coletor I_{xQ} (traço contínuo), na imagem inferior.

Existem dois transitórios destacados na imagem, denominados: (1) e (2). A Figura 32b aproxima o gráfico apresentado na Figura 32a na região dos transitórios, a Figura 32c apresenta a tensão no barramento CC e a tensão sobre a bobina no instante dos transitórios (1) e (2).

O transitório (1), está relacionado com o momento de início de condução do diodo antiparalelo da chave. Quando a tensão sobre a bobina, ultrapassa a tensão no barramento cc $c(1)$, o diodo em antiparalelo é polarizado e passa a conduzir corrente, $a(1), b(1)$. O sinal de controle da chave (V_g) deve ser emitido durante esse período.

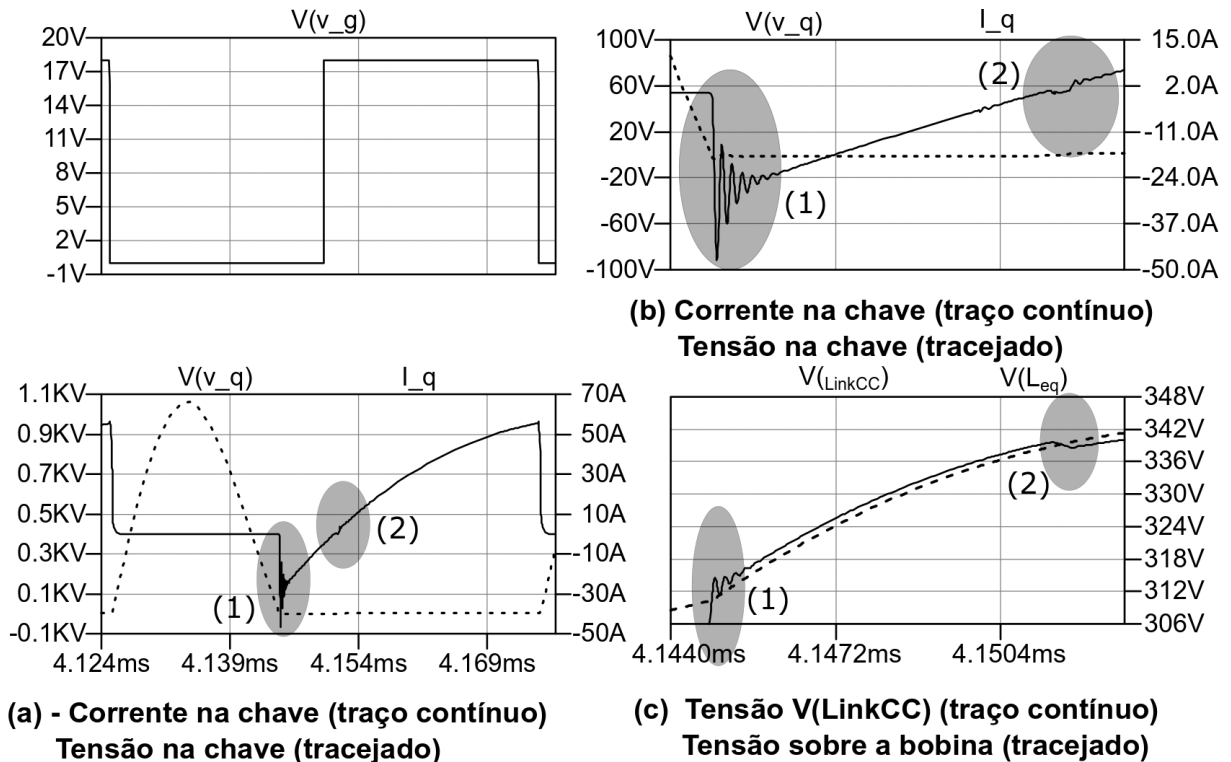


Figura 32: Corrente de coletor da chave I_q

Fonte: Autoria própria

O transitório (2), está relacionado com a passagem da corrente do diodo pelo zero. A corrente só deixará de fluir pelo diodo e passará a fluir pelo coletor $b(2)$, quando a tensão sobre a bobina voltar a ser inferior à tensão do barramento CC $c(2)$.

O circuito possui então, uma faixa de *frequências* possíveis, para operação dentro da área ZVS que possibilita um sistema de controle de potência.

$$20 \text{ kHz} < f < 24 \text{ kHz} \quad (53)$$

4.3.2 REGULAÇÃO DE POTÊNCIA

A Tabela 12 apresenta as variações das potências (de saída e entrada) e do rendimento do circuito ao submetê-lo a uma faixa de frequências que varia dos 18 kHz até os 27 kHz . A área colorida em azul apresenta a área de atuação do inversor, frequências inferiores a 20 kHz produzem ruídos audíveis, frequências inferiores a 18 kHz e superiores a 24 kHz retiram o circuito da área de comutação no zero de tensão (ZVS) e o colocam na área de comutação forçada ou *hard-switching*.

Para o conversor ressonante, comutações na área de *hard-switching* devem ser evitadas a fim de minimizar os estresses na chave de potência, o que pode ser observado pela queda do rendimento do circuito quando é acionado na área de *hard-*

switching.

Tabela 12: Controle de potência pela frequência de operação

Frequência ($k Hz$)	Potência média de saída ($k W$)	Potência média de entrada ($k W$)	Rendimento	Área de comutação
18	2,787	2,973	0,937	<i>Hard-switching</i>
19	2,494	2,618	0,95	ZVS
20	2,216	2,299	0,964	ZVS
21	1,935	2,020	0,958	ZVS
22	1,69	1,78	0,95	ZVS
23	1,49	1,55	0,961	ZVS
24	1,30	1,353	0,96	ZVS
25	1,146	1,21	0,947	<i>Hard-switching</i>
26	1,031	1,137	0,91	<i>Hard-switching</i>
27	0,946	1,120	0,845	<i>Hard-switching</i>

Fonte: Autoria Própria

Ao variar a frequência de chaveamento de $20 kHz$ até $24 kHz$ (área colorida da tabela), a potência média de entrada é reduzida em $960 W$, a potência média da saída é reduzida em $930 W$ e o rendimento mantém-se aproximadamente constante em $0,958$.

Quando a frequência de chaveamento vai além de $24 kHz$, o circuito mais uma vez é retirado da área ZVS e o rendimento decai abruptamente. O gráfico da Figura 33, apresenta a regulação da potência com a frequência e o respectivo rendimento de cada ponto de operação.

Ao regular a potência de saída através da frequência, o rendimento do circuito mantém-se aproximadamente constante desde que os limites de frequência do conversor ($20 kHz$ até $24 kHz$) sejam respeitados.

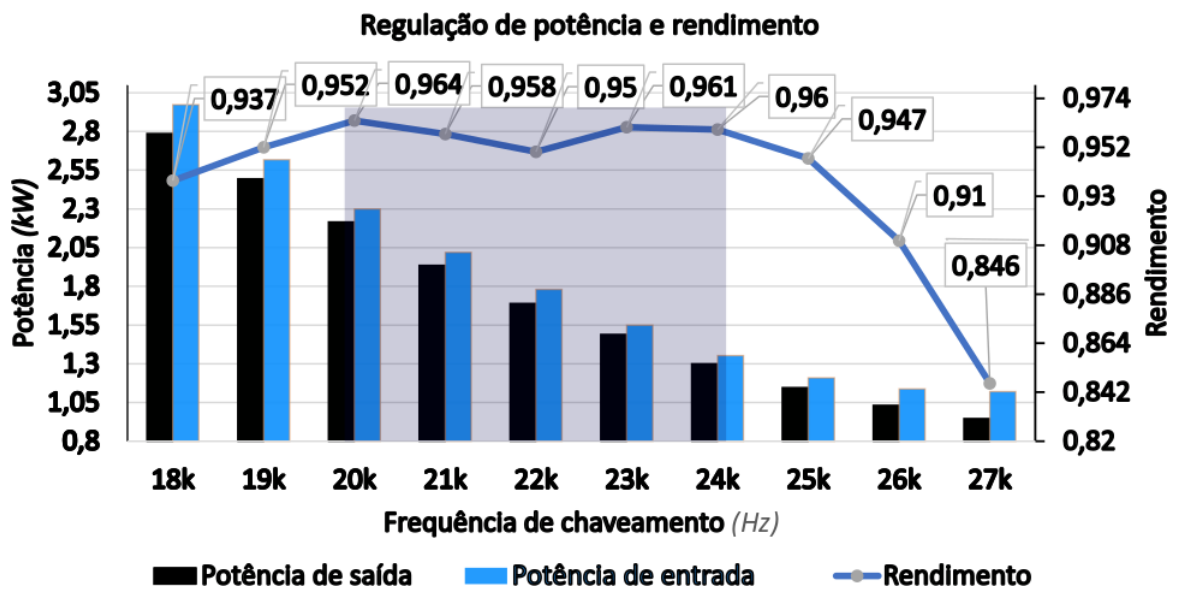


Figura 33: Regulação de potência através da frequência

Fonte: Autoria própria

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para verificar a validade do inversor proposto, foram realizados experimentos com um protótipo com potência de entrada de 1500 W (75% da potência máxima de projeto) e 700 W (35% da potência máxima de projeto). A variação da potência foi realizada ao variar-se a tensão de entrada utilizando um Variac.

Esses dois valores de potência foram escolhidos por se tratarem respectivamente da potência máxima que o Variac disponível na universidade pode fornecer, e da potência de entrada do protótipo ao ser conectado a uma rede de 127 V através do Variac. A Tabela 13 apresenta os componentes utilizados no protótipo.

Tabela 13: Componentes utilizados na implementação do protótipo

componentes utilizados na implementação prática	característica do componente
chave IGBT (Q)	FGA30120FTD
capacitor ressonante C_r	$0,287\ \mu\text{F}$
bobina de trabalho com carga $L_{eq} + R_{eq}$	$184\ \mu\text{H} + 3,5$
capacitor filtro C_f	$C_f = 6,62\ \mu\text{F}$
indutor filtro L_F	$L_F = 602,5\ \mu\text{H}$
ponte retificadora (D_1, D_2, D_3, D_4)	GBJ2010
resistor shunt	$,1\ \Omega$
dissipador de calor	
circuito driver da chave IGBT	FOD3180
resistor de gate R_g	$15\ \Omega$
Cooler	15 W
diodo para descarga de V_{ge}	1N4148
microcontrolador	STM32f072RBT6

Fonte: Autoria Própria

A chave IGBT FGA30N120FTD da empresa FAIRCHILD, possui uma corrente de coletor no pior caso (100°) de no valor de 30 A com picos repetitivos de até 90 A (25°), a duração do pico de corrente máximo depende da temperatura máxima da junção. Como a temperatura na chave é um parâmetro crítico do projeto, um termopar foi alocado junto a chave, sua temperatura foi monitorada durante todo o processo para assegurar a conformidade de operação do circuito. De fato, sistemas comerciais possuem, pelo menos, uma malha de controle para as temperaturas na chave de

potência e uma malha de controle para a temperatura na bobina de trabalho. Usualmente implementada com transdutores de temperatura, fornecem sinais de tensão proporcionais à temperatura da chave e/ou da bobina, comparados, analógica ou digitalmente, ao ultrapassarem uma referência específica, interrompem o sinal PWM de controle da chave.

O capacitor ressonante utilizado é fabricado pela empresa BM em MKP (*metallized polypropylene capacitors*), possuem construção não indutiva, o que permite sua utilização em frequências superiores, analogamente a empresa KEMET possui as linhas R73 e R75, dedicadas à utilização em aquecedores indutivos de média e alta frequência (*acimade30 kHz*). O capacitor utilizado possui valor nominal de $0,287\mu F$, e tensão máxima de $1000V$. O capacitor de filtro da empresa BM, também em MKP, possui valor nominal de $6,62\mu F$ e tensão máxima de $400V$.

A bobina de trabalho, foi confeccionada utilizando o cabo 8 AWG, multifilar isolado, o que melhora a distribuição de correntes no condutor devido ao efeito *skin*, bobinada com 17 espira. O indutor filtro, possui fio AWG 14 sólido, 56 voltas, núcleo toroidal ferrítico, seu valor nominal é de $602,5\mu H$.

Para a retificação não controlada da onda de entrada foi utilizada a ponte retificador encapsulada da empresa GBJ, a ponte possui capacidade nominal de corrente de $20A$ e tensão máxima suportada de $1000V$.

Resisores *shunt* foram implementados para medição da corrente de entrada, corrente na bobina de trabalho e corrente no coletor da chave de potência. Os resisores possuem resistência nominal de $0,01\Omega$ e potência de $5W$. Para realizar o acionamento da chave de potência o circuito *driver* opto-isolado FOD3180 da empresa FAIRCHILD foi escolhido, o driver pode fornecer picos de corrente maiores de $2A$, o que garante um baixo *rise-time*, conseqüentemente melhora o rendimento do sistema. Para geração do PWM de controle da chave o microcontrolador STM32f072RBT6 da empresa STM foi utilizado.

5.1 RESULTADOS OBTIDOS

As formas de onda obtidas durante a simulação serão apresentadas nessa seção, devido ao fato de não haver instrumentos para realização de medidas de corrente, serão apresentadas e discutidas apenas as formas de onda de tensão obtidas para os dois níveis de funcionamento:

1. 72,5% da potência máxima;

2. 35% da potência máxima.

5.1.1 RESULTADOS PARA 72,5% DA POTÊNCIA MÁXIMA DE PROJETO

A potência de entrada do circuito com 72,5% da potência é de 1450W, a corrente de entrada é de 7,5 A e a tensão de entrada é 193 V. A forma de onda apresentada na Figura 34, apresenta a tensão na chave em baixa frequência, na escala de $\frac{200\text{ V}}{\text{div}}$, o valor de pico da tensão é de 848 V, a forma de onda em baixa frequência possui deformações durante seu tempo de subida e tempo de descida, assim como uma forma achatada no momento do pico. A Figura 34, traz a ampliação da escala de tempo da Figura 34.

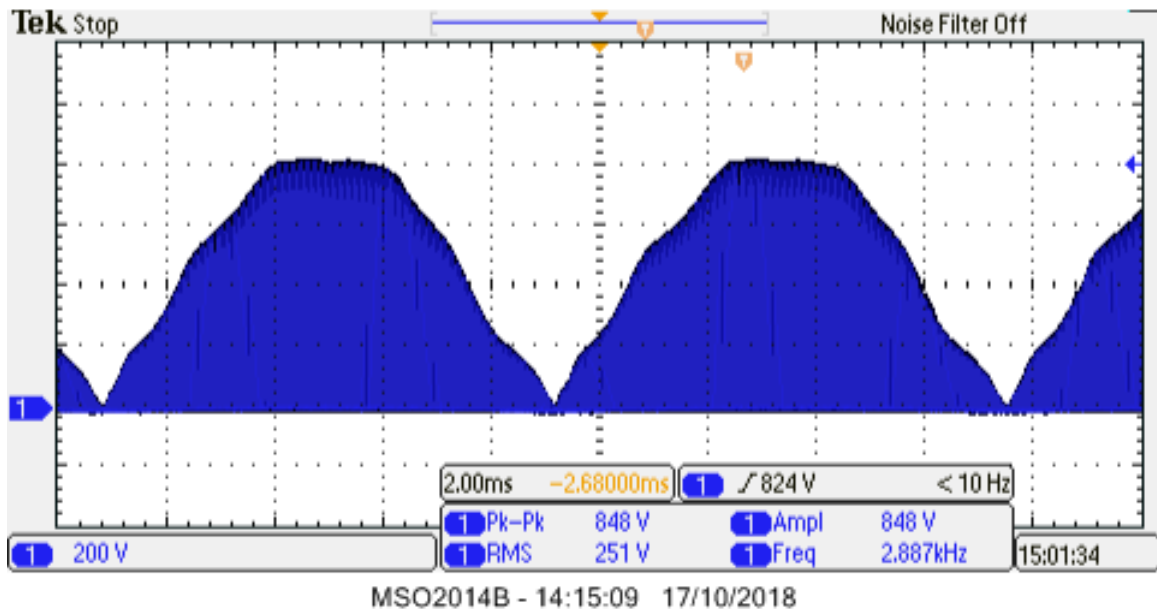


Figura 34: Forma de onda da tensão na chave com 72,5% da potência em baixa frequência

Fonte: Autoria própria

Na Figura 35 pode-se notar a forma de onda da tensão V_{ce} e da tensão V_{ge} da chave em alta frequência (Canal 1). A chave IGBT recebe seu sinal de controle durante o período de tensão zero, nesse instante a corrente já flui pelo diodo antiparalelo da chave, quando a corrente que passa pelo diodo se tornar zero, o fluxo de corrente deixará de fluir pelo diodo e passará a fluir pela chave.

De maneira análoga, a Figura 36 traz a imagem em baixa frequência da tensão sobre o circuito ressonante (ou sobre a bobina de trabalho). A escala é de na escala de $\frac{200\text{ V}}{\text{div}}$, o valor máximo da tensão é de 864 V, esse valor é atingido durante o

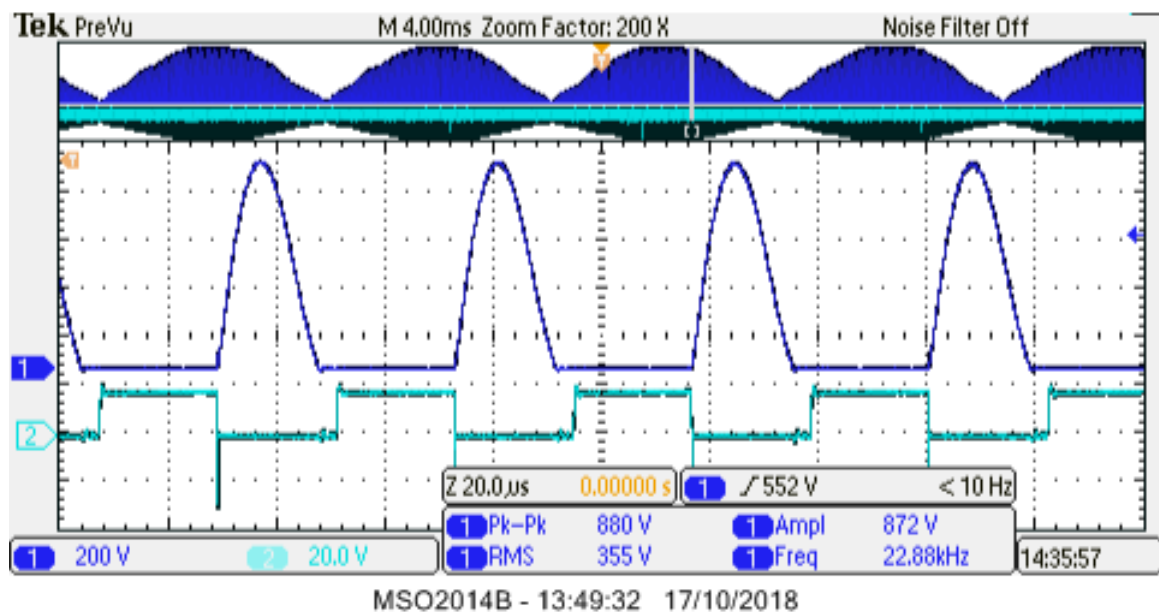


Figura 35: Forma de onda da tensão na chave com 72,5% da potência em baixa e alta frequência

Fonte: Autoria própria

turn-off da chave, no momento em que e seu valor pico a pico é 904 V, a corrente na bobina é zero, após esse instante, o capacitor começará a devolver energia à bobina, sua tensão começa a diminuir e a corrente na bobina volta a ser acrescida, durante o período em que a corrente é negativa, seu fluxo atravessa o diodo da chave, a partir da condução do diodo, o circuito encontra-se em modo de carga.

A forma de onda da tensão na bobina de trabalho (Canal 1), apresentada na Figura 37 possui $\frac{200\text{ V}}{\text{div}}$, embora forma de onda da bobina se assemelhe a uma onda seno-senoidal possui uma deformação em seu semiciclo negativo, essa deformação deve-se ao período de carga do conversor. O conversor quase-ressonante, possui um circuito equivalente de carga e um circuito equivalente de descarga, a ressonância dá-se em termos do circuito equivalente de descarga, ou seja, o semiciclo inferior da onda é devido ao *turn-on* do circuito e o semiciclo superior é devido ao *turn-off* do circuito.

A Figura 38 apresenta a forma de onda da tensão do barramento CC (Canal 1), a parcela superior da Figura apresenta a forma de onda em baixa frequência e a parcela inferior apresenta a forma de onda em alta frequência, acompanhada do sinal PWM da chave (Canal 2). O afundamento de tensão do barramento durante o *turn-on* do circuito é de 80 V.

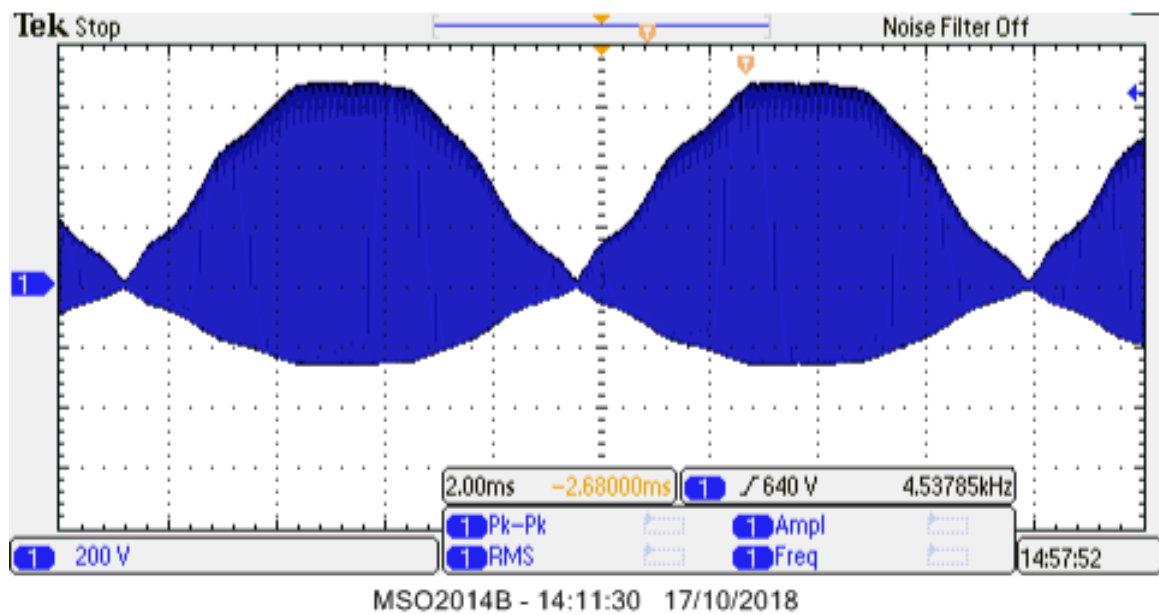


Figura 36: Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 72,5% da potência em baixa frequência

Fonte: Autoria própria

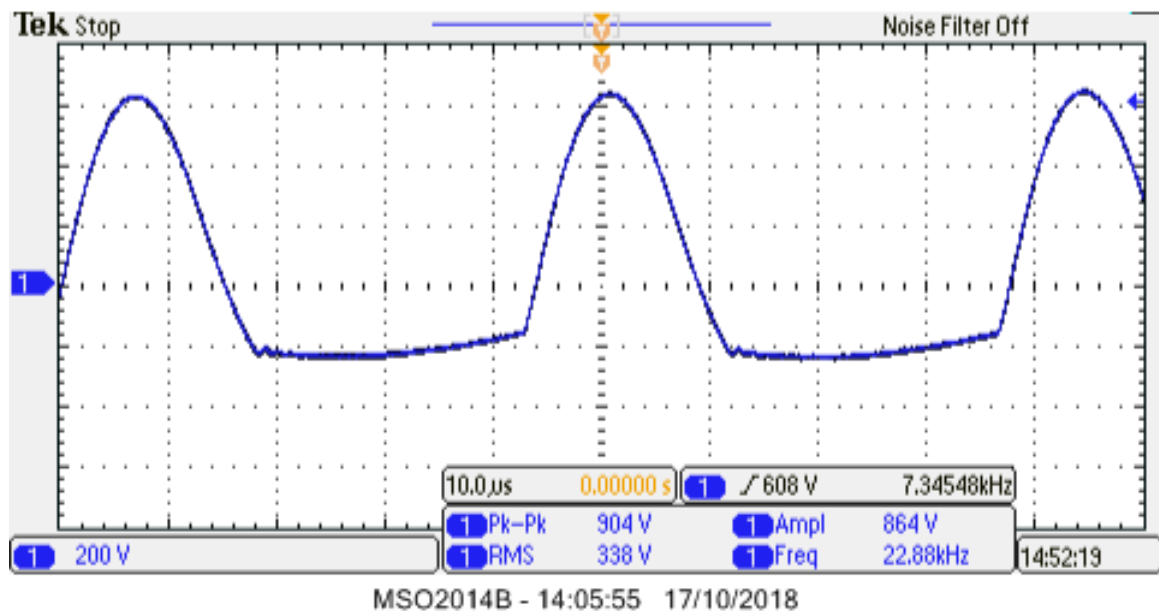


Figura 37: Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 72,5% da potência em alta frequência

Fonte: Autoria própria

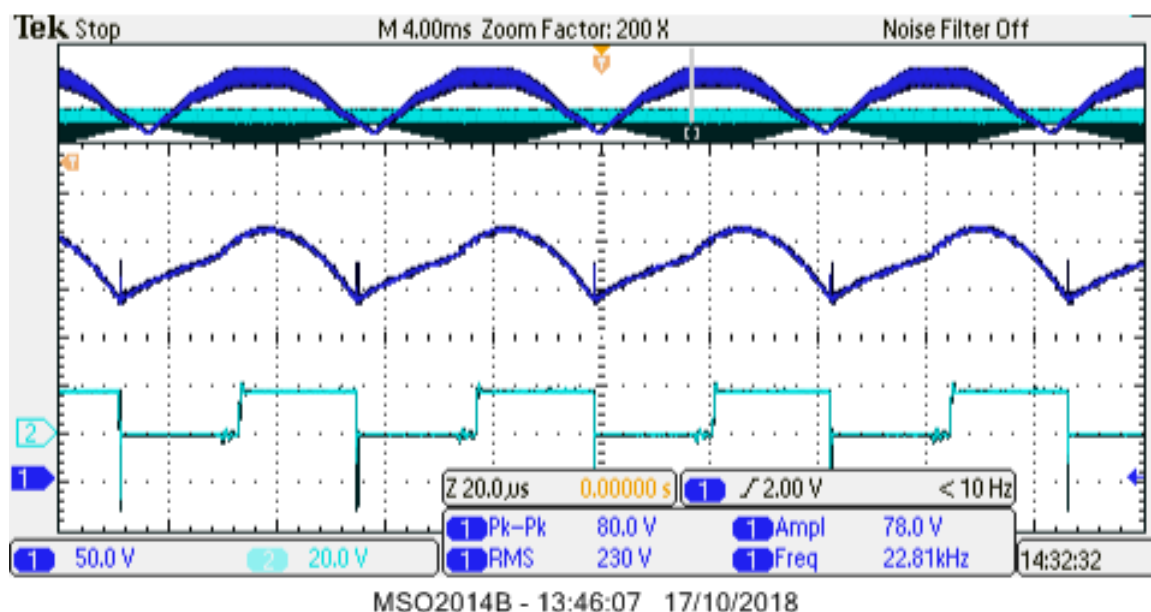


Figura 38: Forma de onda da tensão no barramento CC com 72,5% da potência em baixa e alta frequência

Fonte: Autoria própria

5.1.2 RESULTADOS PARA 35% DA POTÊNCIA MÁXIMA DE PROJETO

As formas de onda obtidas durante os testes com o protótipo do circuito em 35% da potência máxima são apresentadas em baixa e alta frequência. A potência de entrada do circuito ao ser conectado à tensão de 127 V é de 700 W, a corrente de entrada, é de 5,92 A.

Na Figura 39 a tensão V_{ce} do IGBT (canal 1), é apresentada em baixa frequência, com escala de $\frac{200}{div}$ V, a tensão V_{ge} (canal 2) é apresentada em uma escala de $\frac{20}{div}$ V. O valor de pico na chave, sob essas condições de funcionamento é de 680 V, a Figura 40 apresenta as tensões V_{ce} (canal 1) e V_{ge} (canal 2), pode-se perceber oscilações no sinal de tensão V_{ge} , a presença de oscilações em alta frequência no sinal de controle pode ser minimizada através de várias maneiras.

Ao projetar o *layout* de qualquer circuito, com específica aplicação à circuitos chaveados de potência, trilhas longas devem ser evitadas, o aumento do comprimento de uma trilha de circuito integrado acarreta no acréscimo de sua indutância, essa indutância intrínseca da trilha pode tender a entrar em ressonância com capacitâncias ou indutâncias intrínsecas, ou não do circuito. Em especial, as trilhas que conectam o circuito de *driver* com a chave de potência, deve ser mantido o mais curto possível, afim de se evitar que a indutância equivalente do driver entre em ressonância

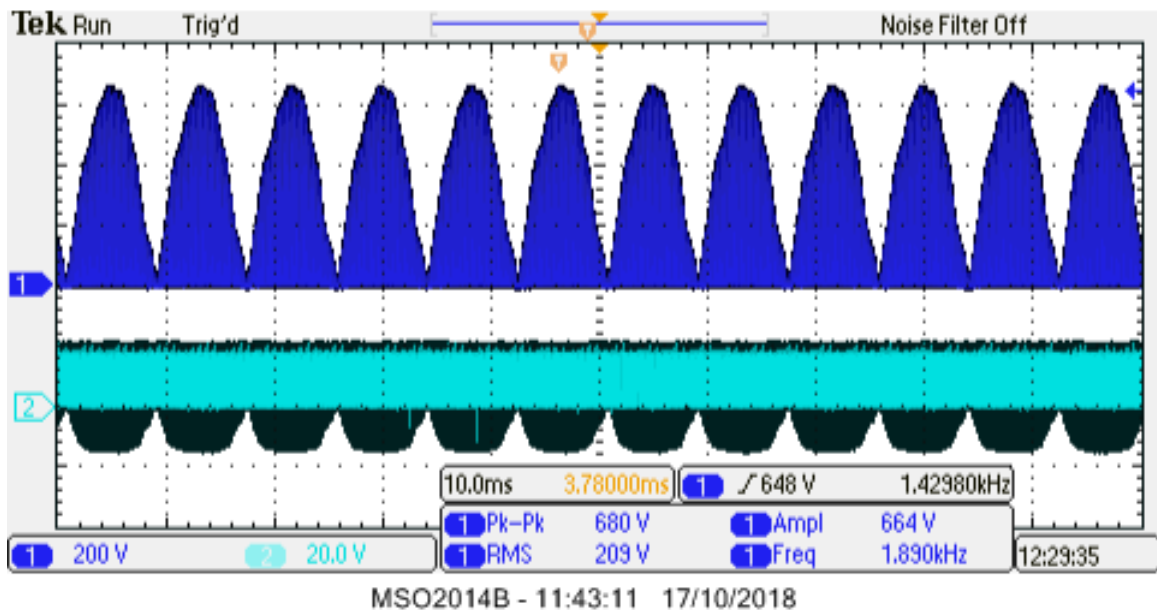


Figura 39: Forma de onda da tensão na chave com 35% da potência em baixa frequência

Fonte: Autoria própria

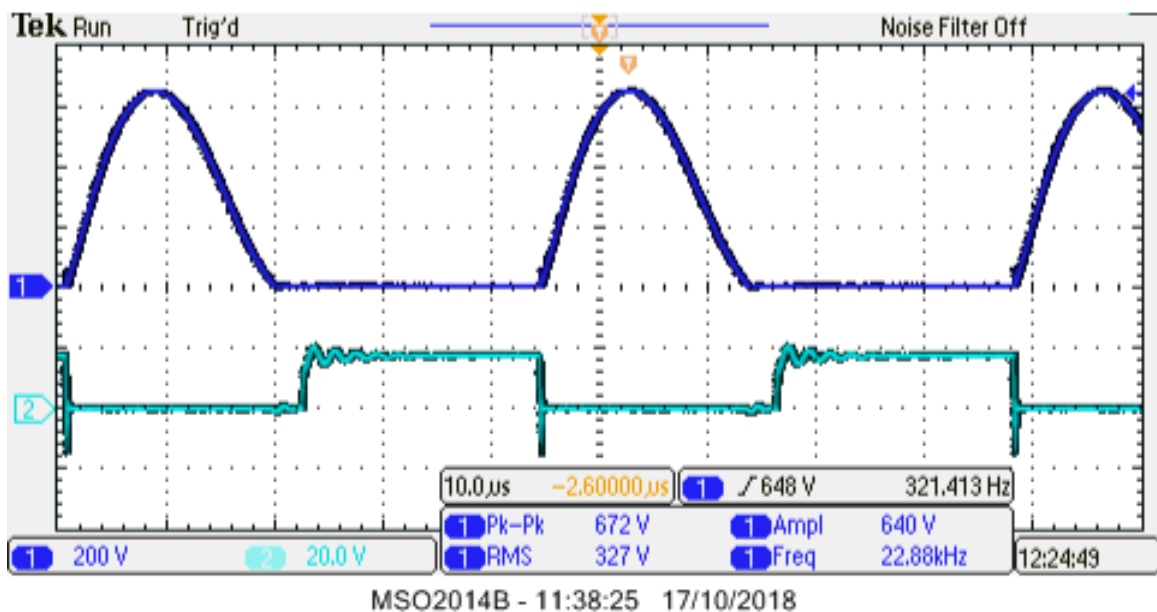


Figura 40: Forma de onda da tensão na chave com 35% da potência em alta frequência

Fonte: Autoria própria

com a capacitância V_{ge} do IGBT. O controle das oscilações pode ser realizado através do acréscimo da resistência de *gate* do IGBT. O Artigo Balogh (2017) produzido pela empresa Texas Instruments, reúne conceitos e boas prática no projeto de um circuito *driver* para IGBT e MOSFET

A tensão sobre a bobina de trabalho é apresentada na Figura 41 na escala de $\frac{200V}{div}$. O valor da tensão de pico é de $632V$ e o valor de pico a pico é de $656V$. A Figura 42 apresenta a forma de onda da tensão na bobina em alta frequência, na escala de tensão de $\frac{200V}{div}$.

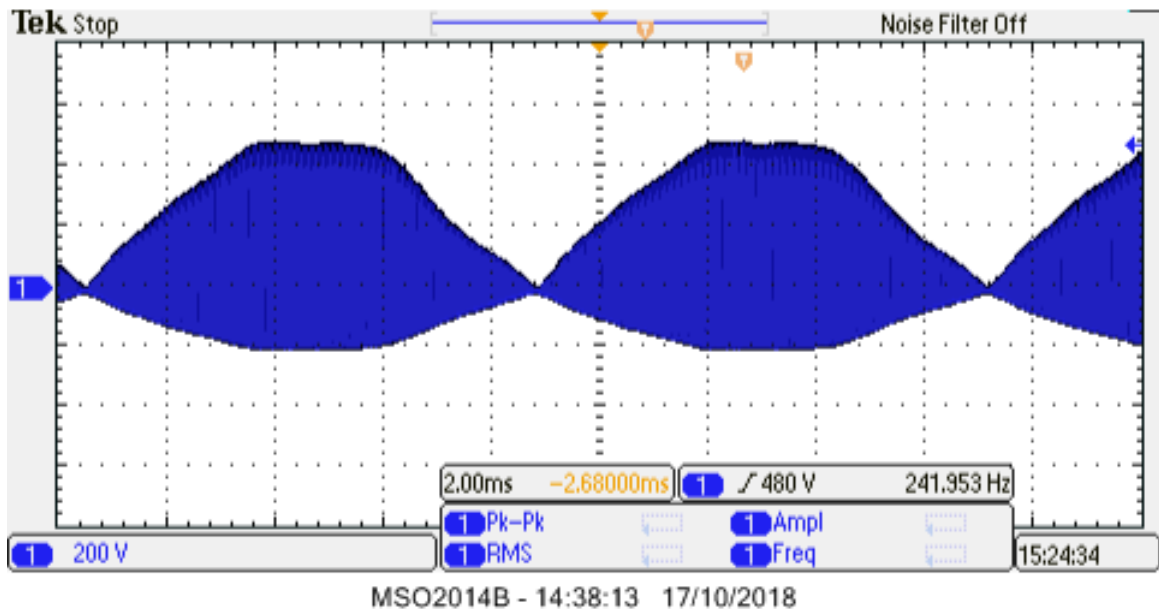


Figura 41: Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 35% da potência em baixa frequência

Fonte: Autoria própria

A Figura 43 apresenta a forma de onda da tensão do barramento CC que alimenta o inversor, na Figura 43 a parcela superior apresenta a forma de onda em baixa frequência e a parcela inferior apresenta a forma de onda do barramento (canal 1), na escala de $\frac{200}{div}$, em alta frequência, acompanhada do sinal PWM da chave (canal 2). O afundamento de tensão do barramento é de $56V$.

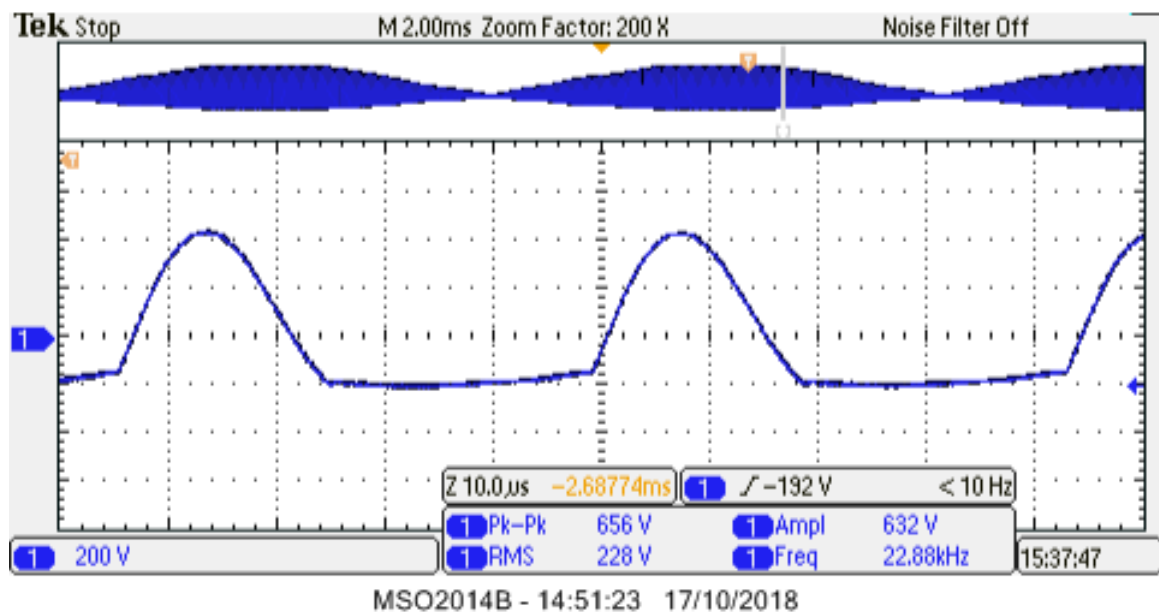


Figura 42: Forma de onda da tensão na bobina de trabalho com 35% da potência em alta frequência

Fonte: Autoria própria

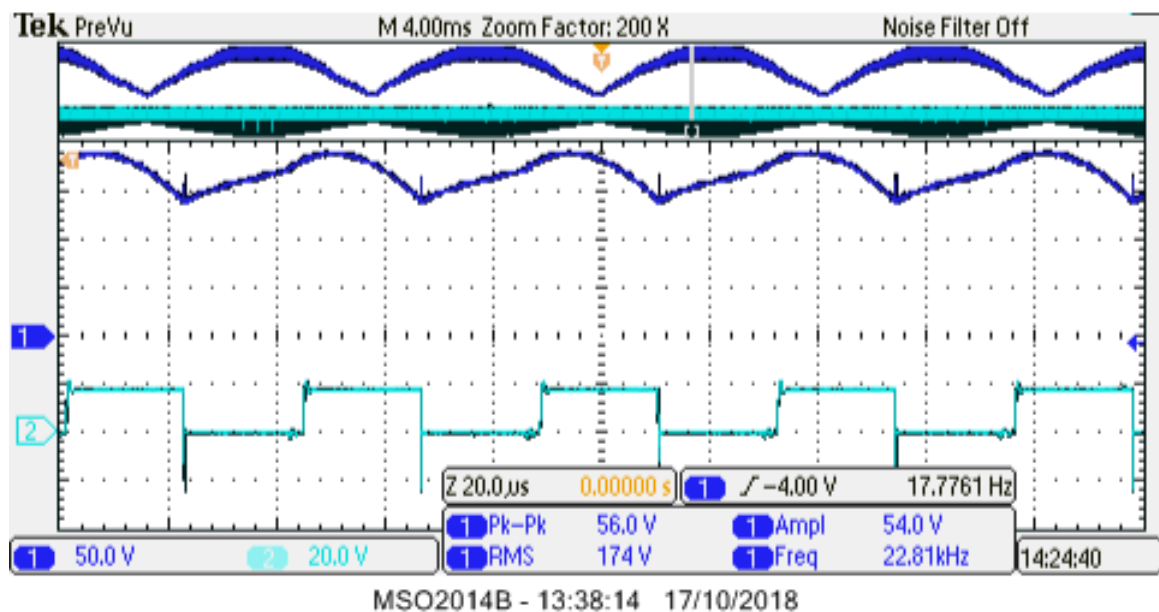


Figura 43: Forma de onda da tensão no barramento CC com 35% da potência em baixa frequência

Fonte: Autoria própria

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho abordou o projeto e implementação de um circuito inversor quase-ressonante, comutado através da estratégia ZVS, para aquecimento indutivo de uma carga ferromagnética, utilizando uma bobina planar.

Em princípio foi abordado a modelagem matemática da bobina de trabalho e da carga. Para levantamento dos parâmetros da indutância equivalente da bobina, foi realizado o ensaio baseado na resposta oscilatória de um circuito *RLC*. A bobina de trabalho é exposta à altas frequências de chaveamento, para minimizar as perdas joule nos enrolamentos, cabos *Litz* são comumente utilizados, esse tipo de condutor possui uma menor resistência à corrente alternada por promover maior uniformidade na densidade de corrente do cabo, causada pelo efeito pelicular.

O capacitor necessário para promover a ressonância com a bobina de trabalho é dimensionado, as equações diferenciais que regem o comportamento de carga e descarga foram apresentadas. A estratégia de comutação ressonante ZVS, permite que o conversor opere em frequências elevadas com níveis de potência de milhares de Watts, a possibilidade de incremento de frequência de chaveamento é desejada devido às reduções de custos em indutores e capacitores, em especial à aquecedores indutivos, onde a frequência de operação pode ser determinante para se ter sucesso em um sistema eficiente.

A distorção da corrente de entrada causada pelo inversor, precisa ser atenuada para garantir o funcionamento seguro do sistema de retificação e para que não se polua a rede com a produção de harmônicos. Para tal foi projetado um filtro passa baixas e seus efeitos foram simulados. A regulação da potência através da frequência é então apresentada.

O *layout* da placa impacta consideravelmente no desempenho do circuito, trilhas longas devem ser evitadas, devido a indutâncias parasitas que ressonam com outras componentes reativas do circuito, o que pode causar sobretensões e oscilações em alta frequência. Os circuitos *driver* devem ser posicionados o mais próximo possível das chaves, suas trilhas devem ser as menores possíveis. Os circuitos ressonantes devem ter suas distâncias minimizadas afim de reduzir o comprimento das trilhas.

O Variac disponível na universidade tem capacidade para $7,5A$, ao submeter o circuito a máxima potência de alimentação possível, o sistema apresentou uma potência de entrada de $72,5\%$ da potência máxima ($1450W$), a temperatura máxima registrada para a chave foi de $66^{\circ}C$.

O circuito proposto foi efetivo ao aquecer por indução uma carga ferromagnética, utilizando a topologia quase ressonante, alimentada por fonte não controlada. Devido às limitações de alimentação, a potência máxima aplicada ao protótipo foi de $1450W$, $72,5\%$ da potência máxima de projeto. Sob essas circunstâncias de operação ($72,5\%$ da potência máxima) o protótipo atingiu aos objetivos especificados.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

1. Modulação do PWM em $120Hz$. Ao se utilizar de fonte retificadora pulsante, deve-se evitar comutações durante o período em que a tensão V_{ce} é inferior a V_{ge} , devido ao comportamento oscilatório do inversor, a energia armazenada em seus componentes pode ser maior que a energia disponível no barramento CC, o que pode causar picos de tensão nos transitórios iniciais.
2. Acréscimo na frequência de chaveamento. O incremento da frequência de chaveamento do conversor possibilita a redução dos valores dos componentes, o que permite a confecção de placas mais compactas e baratas, o acréscimo da frequência também impacta em uma maior resistência vista pelo inversor. Sendo assim, o incremento de frequência permite a utilização de materiais não ferrosos, com alta condutividade elétrica, tais como cobre, alumínio, ouro, prata, entre outros.
3. Avaliar o comportamento do circuito ao substituir os IGBTs por MOSFETs com diodos anti-paralelo. A utilização de MOSFETs possibilita frequências de operação na escala de MHz .
4. Operação em malha fechada. Existem muitas maneiras para se realizar o controle de potência do circuito, uma delas, abordada nesse trabalho, é o controle da potência através da frequência, outra possibilidade é o controle da potência através do *duty-cycle*. Outra estratégia presente na literatura é a estratégia PDM (*pulse density modulation*), ou modulação por densidade de pulsos, que consiste basicamente em acionar o circuito por intervalos de tempo regulares de maneira intermitente, com potência constante. ou através da regulação da tensão de

entrada, através de um conversor *BUCK*, por exemplo.

REFERÊNCIAS

ABIDIN, Muhamad Nazarudin Zainal. Iec 61000-3-2 harmonics standards overview. **Schaffner EMC Inc., Edsion, NJ, USA, 2006.**

ALEXANDER, Charles K; SADIKU, Matthew NO; SADIKU, Matthew. **Fundamentals of electric circuits.** [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2009.

AMRHEIN, Andrew Aloysius. **Induction Heating of Aluminum Cookware.** Tese (Doutorado) — Virginia Tech, 2015.

BALOGH, Laszlo. Fundamentals of mosfet and igt gate driver circuits. **Texas Instruments—Application report, SLUA618-March, 2017.**

BARTOLI, Massimo; NOFERI, Nicola; REATTI, Alberto; KAZIMIERCZUK, Marian K. Modeling litz-wire winding losses in high-frequency power inductors. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record., 27th Annual IEEE.** [S.l.], 1996. v. 2, p. 1690–1696.

BEATO, Alessio; BOCCHIOLA, Cesare; FRATTESI, Stefano. Modelling and design of the half-bridge resonant inverter for induction cooking application. In: IEEE. **Control and Automation, 2006. MED'06. 14th Mediterranean Conference on.** [S.l.], 2006. p. 1–6.

BISOGNO, FE. **Topologia Para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost-Push-Pull Integrado Com Um Único Interruptor.** Tese (Doutorado) — Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)—Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.

CARRETERO, C; ACERO, J; ALONSO, R; BURDIO, JM; MONTERDE, F. Temperature influence on equivalent impedance and efficiency of inductor systems for domestic induction heating appliances. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE.** [S.l.], 2007. p. 1233–1239.

ENGLAND, Raymond O. **Induction cookware.** [S.l.]: Google Patents, mar. 12 2009. US Patent App. 12/031,226.

FAROOQ, Haroon; ZHOU, Chengke; FARRAG, Mohamed Emad. Analyzing the harmonic distortion in a distribution system caused by the non-linear residential loads. **International Journal of Smart Grid and Clean Energy**, v. 2, n. 1, p. 46–51, 2013.

FUJITA, Atsushi; SADAKATA, Hideki; HIROTA, Izuo; OMORI, Hideki; NAKAOKA, Mut-suo. Latest developments of high-frequency series load resonant inverter type built-in cooktops for induction heated all metallic appliances. In: IEEE. **Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International.** [S.l.], 2009. p. 2537–2544.

GARCIA, Rafael de Oliveira. **Algoritmo para determinação de frequência de ressonância no experimento da sonoluminescência**. Dissertação (Mestrado) — CEFET-RJ, 2012.

HAIMBAUGH, Richard E. **Practical induction heat treating**. [S.l.]: ASM international, 2001.

KIRSTEN, André Luís *et al.* Reator eletrônico para lâmpadas de descarga em alta pressão baseado no conversor biflyback inversor. Universidade Federal de Santa Maria, 2011.

KNAPP, P. Characteristics of the parallel resonance inverter for induction melting. **Brown Boveri Rev.**, v. 53, n. 10, p. 702–714, 1966.

KWON, Young-Sup; YOO, Sang-Bong; HYUN, Dong-Seok. Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive pfm control strategy. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC'99. Fourteenth Annual**. [S.l.], 1999. v. 1, p. 575–581.

LEISTEN, JM; LEFEDJIEV, AK; HOBSON, L. Single ended resonant power supply for induction heating. **Electronics Letters**, IET, v. 26, n. 12, p. 814–816, 1990.

LLORENTE, S; MONTERDE, F; BURDIO, JM; ACERO, J. A comparative study of resonant inverter topologies used in induction cookers. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE**. [S.l.], 2002. v. 2, p. 1168–1174.

LUCIA, Oscar; MAUSSION, Pascal; DEDE, Enrique J; BURDÍO, José M. Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges. **IEEE Trans. Industrial Electronics**, v. 61, n. 5, p. 2509–2520, 2014.

LUPI, Sergio; FORZAN, Michele; ALIFEROV, Aleksandr. **Induction and direct resistance heating**. [S.l.]: Springer, 2015.

MAREVA, Daniela; MAREV, Emil; JUDOV, Dimitar. Single-ended inverters for induction heating of fluids. In: IEEE. **Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), 2014 18th International Symposium on**. [S.l.], 2014. p. 1–4.

MCCOY, Robert A; WILLIAM, C Moreland II. **Cooking vessel for use with induction heating cooking unit**. [S.l.]: Google Patents, jun. 29 1976. US Patent 3,966,426.

MILLÁN, I; BURDÍO, JM; ACERO, J; LUCÍA, O; PALACIOS, D. Resonant inverter topologies for three concentric planar windings applied to domestic induction heating. **Electronics Letters**, IET, v. 46, n. 17, p. 1225–1226, 2010.

MONTERDE, Fernando; HERNADEZ, P; BURDIO, JM; GARCIA, Jose R; MARTINEZ, Abelardo. A new zvs two-output series-resonant inverter for induction cookers obtained by a synthesis method. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual**. [S.l.], 2000. v. 3, p. 1375–1380.

MORELAND, WC. The induction range: Its performance and its development problems. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, n. 1, p. 81–85, 1973.

- NANDAKUMAR, VN; YADUKUMAR, K; RAGUPATHI, S; HEGDE, RK; RAMAMOORTY, M. Novel voltage fed high frequency inverter for induction heating with load voltage boost. In: IEEE. **Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE**. [S.l.], 1992. p. 1799–1804.
- NOTAROS, B.M. **Conceptual Electromagnetics**. CRC Press LLC, 2017. ISBN 9781498770668. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=_eJkjjwEACAAJ>.
- OH, YS; YEON, JE; CHO, KM; KIM, HJ. Resonant voltage limiting technique of single-ended resonant inverter for induction heating. **Electronics Letters**, IET, v. 53, n. 12, p. 804–806, 2017.
- OMORI, H; YAMASHITA, H; NAKAOKA, M; MARUHASHI, T. A novel type induction-heating single-ended resonant inverter using new bipolar darlington-transistor. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 1985 IEEE**. [S.l.], 1985. p. 590–599.
- RAPOPORT, Edgar; PLESHIVTSEVA, Yulia. **Optimal control of induction heating processes**. [S.l.]: CRC Press, 2006.
- RODA, Murlidhar R; REVANKAR, GN. Voltage-fed discontinuous current mode high-frequency inverter for induction heating. **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, IEEE, n. 3, p. 226–232, 1978.
- RUBAVATHY, S Jaanaa; MURUGESAN, P. Class d series resonant inverter with pdm scheme for induction heating application. **International Journal of Applied Engineering Research**, v. 11, n. 6, p. 3819–3827, 2016.
- RUDNEV, Valery; LOVELESS, Don; COOK, Raymond L. **Handbook of induction heating**. [S.l.]: CRC press, 2017.
- SARNAGO, Hector; BURDIO, Jose M; LUCIA, Oscar. High performance and cost effective zcs matrix resonant inverter for total active surface induction heating appliances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, 2018.
- SCHAUMANN, Rolf; XIAO, Haiqiao; MAC, Van Valkenburg. **Design of Analog Filters 2nd Edition**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 2009.
- SCLOCCHI, Michele. Input filter design for switching power supplies. Citeseer, 2002.
- SEMIATIN, SL. **Elements of induction heating: design, control, and applications**. [S.l.]: ASM International, 1988.
- SEMICONDUCTOR, ON. IGBT applications (handbook). **HBD871/D Rev**, v. 2, 2012.
- SEMICONDUCTOR, O. **AND9166/D Induction Cooking Everything You Need to Know**. [S.l.]: Rev, 2014.
- SEMICONDUCTOR, ON. **AND9201/D - The Effect of Pan Material in an Induction Cooker**. [S.l.], 2014.
- TOTTEN, George E. **Steel heat treatment: equipment and process design**. [S.l.]: CRC Press, 2006.

ULAM, John B. **Induction cooking utensils**. [S.l.]: Google Patents, mar. 3 1987. US Patent 4,646,935.

WANG, Song; LI, Guangda; LI, Xiaokun. Single-sided electromagnetic induction heating based on igbt. **Advances in Mechanical Engineering**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 6, p. 503849, 2014.

WARADZYN, Zbigniew; SKALA, Aleksander; SWIKATEK, Boguslaw; KLEMPKA, Ryszard; KIERONSKI, Roman. Zvs single-switch inverter for induction heating—optimum operation. **Przegląd Elektrotechniczny**, v. 90, n. 2, p. 32–35, 2014.

YEON, Jae-Eul; CHO, Kyu-Min; KIM, Hee-Jun. A 3.6 kw single-ended resonant inverter for induction heating applications. In: IEEE. **Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on**. [S.l.], 2015. p. 1–7.

YEON, Jae-Eul; PARK, Min-Young; CHO, Kyu-Min; KIM, Hee-Jun. Field stop shorted anode trench igbt for induction heating appliances. In: IEEE. **IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2012. p. 422–426.