

Giuliano Salomão Sperandio

Fonte CA ressonante de alta tensão para ozonizadores

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Energia Elétrica.

Orientador: José Antenor Pomilio

Banca Examinadora

- Prof. Dr. José Antenor PomilioDSCE/FEEC/UNICAMP
- Prof. Dr. Fernando Soares dos Reis PPGEE/FENG/PUCRS
- Prof. Dr. José Pissolato Filho DSCE/FEEC/UNICAMP
- Dr. Edson Adriano Vendrusculo DSCE/FEEC/UNICAMP

Campinas – SP

Julho de 2007

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
CÉSAR LAFES
DESENVOLVIMENTO DE COLEÇÃO

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por: Giuliano Salomão Sperandio e aprovada pela Comissão
Jugada em: 19 / 7 / 2007
José Antenor Pomilio
Orientador

UNIDADE BC

Nº CHAMADA:

UNICAMP Sp36f

V. _____ EX. _____

TOMBO BCCL 78025

PROC 168-129-03

C _____ D x

PREÇO 11,00

DATA 05-03-03

BIB-ID 441465

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA
DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Sp36f Sperandio, Giuliano Salomão
Fonte CA ressonante de alta tensão para ozonizadores
Giuliano Salomão Sperandio. - Campinas, SP: [s.n.], 2007.

Orientador: José Antenor Pomilio.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Eletrônica de potência. 2. Ozônio. 3. Alta voltagem.
I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
III. Título.

Título em Inglês:	High-voltage AC resonant source for ozonizers
Palavras-chave em Inglês:	Power electronics, Ozone, Power supply, High-voltage
Área de concentração:	Energia Elétrica
Titulação:	Mestre em Engenharia Elétrica
Banca examinadora:	Edson Adriano Vendrusculo, Fernando Soares dos Reis, José Pissolato Filho
Data da defesa:	19/07/2007
Programa de Pós-Graduação:	Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Giuliano Salomão Sperandio

Data da Defesa: 19 de julho de 2007

Título da Tese: "Fonte CA Ressonante de Alta Tensão para Ozonizadores"

Prof. Dr. José Antenor Pomílio (Presidente): José Antenor Pomílio
Prof. Dr. Fernando Soares dos Reis: Fernando S. dos Reis
Prof. Dr. José Pissolato Filho: Jose Pissolato Filho
Prof. Dr. Edson Adriano Vendrusculo: Edson A. Vendrusculo

200846413

À minha família, em especial aos meus pais Rita e Leonis.

Agradecimentos

Agradeço

primeiramente à Deus a vida;

a meus pais, Rita e Leonis, e meu irmão, Leonardo, o apoio sempre presente;

ao professor José Antenor Pomilio minha aceitação como aluno de mestrado;

aos amigos, arriscando omissões, Alexandre, André, Fernando, Helmo, Marcelo, Marcos, Rodolfo, Sérgio os agradáveis momentos no laboratório, aos amigos Kenji e Massakiti a recepção em Campinas mesmo sem me conhecer, em especial aos amigos Edson Adriano Vendrusculo, Fellipe Saldanha Garcia e Leonardo de Araujo Silva o auxílio para a implementação do circuito e as inúmeras discussões sobre engenharia, ao amigo Marcos Lazarini as valiosas dicas sobre L^AT_EX;

a todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho;

finalmente, à Capes o apoio financeiro.

Resumo

O ozônio se apresenta como um excelente produto químico para ser usado em substituição ou em conjunto com o cloro para o tratamento de água. O ozônio é um potente bactericida e viricida e não deixa resíduos no meio ambiente. A produção deve ser local e requer apenas ar e eletricidade.

Um método simples e eficaz para a produção de ozônio é através de microdescargas em barreiras dielétricas em oxigênio. A produção da microdescarga é feita numa célula onde é aplicada uma alta tensão, da ordem de quilovolts. A alta tensão é gerada através de um circuito eletrônico de alto rendimento e interage com a carga para produzir a alta tensão desejada.

A fonte de alta tensão foi projetada para fazer o uso das não idealidades do conjunto formado pelo transformador de alta tensão associado a célula ozonizadora. O comportamento da carga permite que a potência de saída seja ajustada pela frequência de trabalho.

A potência de saída é uma variável que está associada com a produção de ozônio a qual pode ser ajustada. O controle da potência foi realizado por um microcontrolador que também incorpora funções de proteção e comando remoto.

Os resultados obtidos pela implementação prática do circuito eletrônico corroboram o modelo e as simulações feitas.

O circuito foi desenvolvido por uma demanda da indústria. A etapa de desenvolvimento do circuito em laboratório atingiu uma maturidade satisfatória para industrialização.

Abstract

The ozone gas is a powerful oxidizing substance and it can be used for the treatment of water. It is known to be a potent bactericide and viricide and leaves no harmful residues to the environment. Ozone has to be produced on-site and requires only air and electricity.

An efficient way to produce ozone is through dielectric-barrier discharge in oxygen. An electronic high-efficiency circuit is used to generate the necessary high-voltage to make the electric discharge.

The circuit was designed to use the resonance of the transformer plus the silent-discharge ozone-generator tube. The transformer non-idealities are useful for allowing the converter operation in the resonance region, minimizing the commutation losses. The output power can be adjusted setting the switching frequency.

The circuit works properly and the practical results match to the simulations.

This converter was developed according to the specification of an industry and it is now going into commercial production.

Sumário

Agradecimentos	v
Resumo	vi
Abstract	vii
Sumário	viii
Lista de figuras	x
Lista de tabelas	xii
Lista de siglas	xiii
Lista de símbolos	xiv
1 Introdução	15
1.1 Características do ozônio	15
1.2 Aplicações do ozônio	16
1.3 Processo de formação/produção do ozônio	17
1.4 Revisão bibliográfica	19
1.5 Objetivo	21
1.6 Organização do trabalho	21
2 Ozonizador	23
2.1 Modelo elétrico da célula ozonizadora	23
2.2 Modelo elétrico do transformador de alta tensão	24
2.2.1 Ensaio do transformador	25
2.2.2 Cálculo dos parâmetros do transformador	26

2.3	Transformador conectado à célula ozonizadora	29
2.4	Conclusão	31
3	Implementação do conversor	32
3.1	Necessidade de alimentação alternada	32
3.2	Característica da carga – possibilidade de comutação suave . .	32
3.3	Descrição da comutação suave	33
3.4	Capacitor série	37
3.5	Detalhes do conversor	40
3.6	Comando do conversor	40
3.7	Funcionalidades	41
3.7.1	Partida suave	41
3.7.2	Comando remoto	41
3.7.3	Circuito de proteção	42
3.8	Fluxograma	43
3.9	Conversor trifásico	45
3.10	Conclusão	47
4	Resultados experimentais	48
4.1	Montagem	48
4.2	Resultados experimentais do circuito monofásico	48
4.3	Resultados experimentais do circuito trifásico	54
4.4	Conclusão	57
5	Conclusões	58
	Referências bibliográficas	60

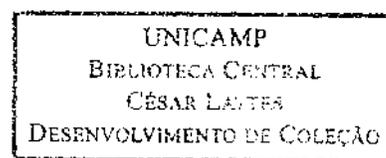
Lista de figuras

1.1	Fórmula estrutural do ozônio.	15
1.2	Corte da célula ozonizadora.	18
1.3	Circuito de potência fonte de tensão.	19
1.4	Circuito de potência fonte de corrente.	21
2.1	Circuito equivalente da célula ozonizadora.	23
2.2	Circuito elétrico simplificado da célula.	24
2.3	Modelo elétrico do transformador com parâmetros concentrados.	25
2.4	Ligação elétrica dos ensaios.	26
2.5	Módulo da impedância do transformador versus frequência sem carga com a impedância teórica.	28
2.6	Ganho de tensão do transformador versus frequência sem carga.	29
2.7	Módulo da impedância do transformador versus frequência com carga com a impedância teórica.	30
2.8	Ganho de tensão do transformador versus frequência com carga.	31
3.1	Circuito de inversor monofásico com as referências de tensão e corrente adotadas.	33
3.2	Tensão e corrente para o caso da carga fortemente indutiva.	34
3.3	Detalhe da figura 3.2	35
3.4	Simulação – frequência de 0,95 kHz.	36
3.5	Simulação – frequência de 2,2 kHz, comportamento capacitivo.	36
3.6	Simulação – frequência de 3,8 kHz, comportamento indutivo.	37
3.7	Circuito com o capacitor série.	38
3.8	Módulo da impedância do transformador versus frequência com o capacitor série.	38
3.9	Ganho de tensão teórico do transformador versus frequência com o capacitor série.	39

3.10	Circuito de potência monofásico.	41
3.11	Circuito de adaptação da tensão.	43
3.12	Fluxograma.	44
3.13	Circuito de potência trifásico.	46
3.14	Conexão dos transformadores – primário conectado em triângulo e secundário conectado em estrela.	47
4.1	Tensão e corrente na entrada na conexão do circuito com a rede.	49
4.2	Tensão e corrente na entrada do circuito em regime.	49
4.3	Tensão no capacitor corrente antes do estágio de retificação.	50
4.4	Tensão e corrente na saída do inversor.	51
4.5	Tensão e corrente no primário do transformador.	51
4.6	Tensão na célula ozonizadora.	52
4.7	Potência de saída do inversor versus frequência.	53
4.8	Potência de saída do inversor versus tensão, $f = 2,729$ kHz.	53
4.9	Tensão no capacitor de retificação e corrente entre a ponte retificadora e o capacitor no circuito trifásico.	54
4.10	Tensão e corrente no primário do transformador 1.	55
4.11	Tensão e corrente no primário do transformador 2.	56
4.12	Tensão e corrente no primário do transformador 3.	56
4.13	Tensões nos secundários de cada um dos transformadores.	57

Lista de tabelas

2.1	Parâmetros estimados do transformador	28
2.2	Parâmetros estimados do transformador com carga	30



Lista de siglas

PDM	<i>Pulse Density Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
<i>fp</i>	fator de potência
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>

Lista de símbolos

C_v	Capacitância referente ao dielétrico de vidro
C_a	Capacitância referente ao vão de ar
V_z	Tensão de ruptura do ar
R_s	Resistência das perdas no cobre
L_{disp}	Indutância de dispersão
R_p	Resistência das perdas no ferro
C_p	Capacitância do enrolamento secundário refletida ao primário
L_{mag}	Indutância de magnetização
n	Relação de espiras entre o secundário e o primário do transformador
Z_{in}	Impedância de entrada
s	Variável complexa
j	$\sqrt{-1}$
ω	Frequência angular
f	Frequência
v_p	Tensão no primário do transformador
i_p	Corrente no primário do transformador
v_s	Tensão no secundário do transformador

Capítulo 1

Introdução

1.1 Características do ozônio

O ozônio – ou ozono – é uma variedade alotrópica do elemento oxigênio, uma molécula triatômica formada por três átomos de oxigênio de representação química O_3 e é muito menos estável que a molécula diatômica O_2 . A figura 1.1 mostra a representação estrutural do ozônio. Como características físicas, é azul pálido em altas concentrações e baixa pressão; na fase líquida é azul escuro e na fase sólida é violeta escuro. O ponto de ebulição a pressão de 1 atm é $-111,9^\circ\text{C}$ e o ponto de fusão a pressão de 1 atm é $-192,5^\circ\text{C}$ [1].

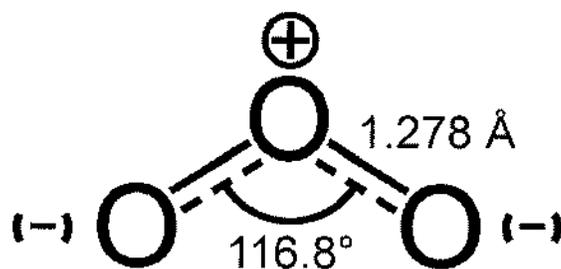


Figura 1.1: Fórmula estrutural do ozônio.

O gás ozônio é irritante e corrosivo e, em baixas concentrações, é incolor. O ozônio encontrado em ambientes fechados é um poluente. Causa irritação às mucosas, olhos, nariz, garganta e pulmões [2].

O ozônio existente na troposfera – camada da atmosfera que compreende desde a superfície da Terra até a base da estratosfera, com uma espessura média de aproximadamente 12 km – é considerado um poluente que pode prejudicar o sistema respiratório de animais. Entretanto, o ozônio existente na estratosfera – camada da atmosfera acima da troposfera, que atinge 50 km de altitude aproximadamente – é altamente benéfico à vida na Terra. Nessa condição, o ozônio funciona como um filtro da radiação ultravioleta, de modo a atenuar os efeitos nocivos dessa radiação sobre a superfície terrestre [2].

O ozônio tem características biocidas. Elimina bactérias, vírus, matéria orgânica e microorganismos, em geral de uma maneira mais potente que o cloro. Uma vez diluído na água, o ozônio não deixa subprodutos [3, 4].

1.2 Aplicações do ozônio

As características biocidas e o curto tempo de meia-vida – da ordem de minutos –, varia com condições como temperatura, mistura com outras substâncias, entre outras, fazem do ozônio um excelente produto para aplicações como esterilização de materiais cirúrgicos [3], higienização de hortaliças [4], tratamento de água potável [2, 5], tratamento de água de piscinas, efluentes e processos industriais [2, 6], agente alvejante [2], auxílio a produção de outros químicos [2] entre outras aplicações.

O uso do ozônio no tratamento de água, especialmente águas de piscina, é muito interessante visto que o cloro, substância utilizada em larga escala atualmente no Brasil, pode provocar alguns problemas. As reações que naturalmente ocorrem na água entre o cloro e matéria orgânica podem resultar em alguns subprodutos organoclorados nocivos à saúde. Os subprodutos mais comuns dessa reação são trihalometanos e ácidos haloacéticos [5]. Como essas substâncias são potencialmente cancerígenas, meios alternativos para o tratamento da água são interessantes.

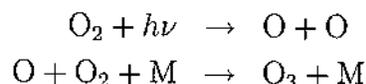
O potencial biocida não atinge longos períodos de tempo, visto que o O_3 se degrada em O_2 de maneira muito mais rápida que o cloro se degrada, além de não deixar resíduos. Existe, então, a necessidade do uso do cloro em níveis de manutenção – cloro residual – para evitar a proliferação dos microorganismos patológicos, especialmente se o caso for a distribuição pela rede pública de água tratada.

Devido à característica de rápida degradação do ozônio, a produção deve ser no próprio local de consumo. Isso é vantajoso nos aspectos de transporte

e armazenamento de substâncias perigosas, como é o caso de outros métodos de tratamento de água. Os custos de manutenção tendem ser menores, pois a matéria prima utilizada no processo é o próprio ar da atmosfera.

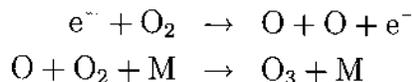
1.3 Processo de formação/produção do ozônio

A formação do ozônio na estratosfera é proporcionada pelos raios ultravioletas do sol com comprimento de onda menor que 242,5 nm – radiação de maior energia – que dissociam as moléculas de O_2 e resulta em dois átomos livres de oxigênio e que vão se ligar às moléculas de O_2 de maneira a produzir O_3 conforme mostrado na equação química abaixo:



onde h é a constante de Planck, ν é a frequência da radiação – o produto $h\nu$ resulta em energia – e M uma molécula de nitrogênio, N_2 , ou oxigênio, O_2 , que dissipa a energia emitida pela reação de forma evitar a decomposição do O_3 [7].

A produção industrial do ozônio é feita através da exposição do oxigênio diatômico a descargas elétricas. Um dos mais efetivos métodos de produção industrial de ozônio é através de descargas em barreiras dielétricas [8, 9]. As descargas elétricas quebram a molécula de O_2 e ocorre a recombinação em O_3 , como mostrado na equação química abaixo:



onde M é algum elemento para absorver o excesso de energia da reação [8, 10].

A reação pode ocorrer entre dois tubos metálicos concêntricos, como mostrado na figura 1.3 – uma visão do corte dos tubos. A cor cinza representa os tubos de aço. A cor preta representa o tubo de vidro. A cor branca representa o vão para a circulação do gás. Um tubo de vidro isolante é usado entre os tubos para separar os eletrodos com a finalidade de se obter as descargas de maneira uniforme. A tensão necessária para romper o dielétrico é de alguns quilovolts.

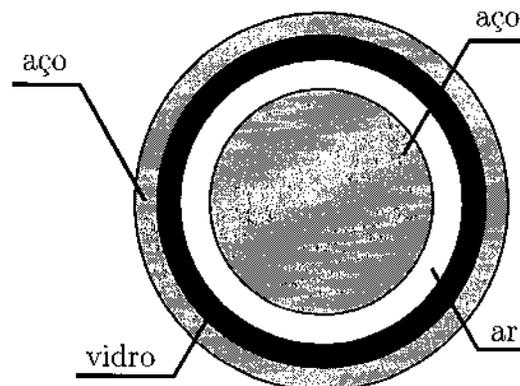


Figura 1.2: Corte da célula ozonizadora.

A operação em alta frequência do circuito elétrico propicia um aumento na densidade de potência aplicada à célula ozonizadora. Quanto maior a frequência de trabalho maior a densidade de potência do conjunto uma vez que ocorrem mais pulsos de tensão capazes de produzir uma descarga elétrica e conseqüentemente produzir O_3 . Os semicondutores de potência permitem o funcionamento do circuito na ordem de quilohertz de modo aumentar o rendimento do ozonizador [11-13]

Para atingir os níveis de tensão e frequência adequados, normalmente existe um circuito eletrônico entre a fonte de energia e a célula ozonizadora. Uma alternativa para alimentar a célula ozonizadora seria através de um transformador conectado diretamente à rede. Porém a baixa frequência dessa torna a opção pouco viável, visto que a produção de ozônio tem relação com a frequência elétrica de alimentação – uma maior frequência elétrica propicia uma maior produção de ozônio. Outra desvantagem do uso da baixa frequência é o grande volume do transformador – bem como de qualquer outro componente magnético – quando comparado a um transformador projetado para funcionar numa frequência maior.

Um importante fator na eficiência de produção de ozônio é a temperatura que o conjunto é submetido. Quanto maior a temperatura, menor a produtividade do conjunto. Como boa parte da energia é transformada em calor, é necessário um sistema de refrigeração eficaz.

Poucos materiais podem ser usados devido ao poder de oxidação do ozônio. A célula ozonizadora, nesse caso, é composta apenas de aço inoxidável e vidro.

1.4 Revisão bibliográfica

Ozonizadores já foram tema de diversas publicações [11–29].

O trabalho publicado por [29] trata de um conversor *flyback* para a produção de ozônio. Os capítulos iniciais do texto mostram a dinâmica colisional do oxigênio com detalhes químicos, o mecanismo de formação de microdescarga e os tipos de células geradoras de ozônio. Mais detalhes sobre a física da reação pode ser encontrado em [30].

Os trabalhos apresentados por [13–20, 22, 23, 25] tratam de inversores de tensão em alta frequência – 7 kHz – com controle de potência através da técnica de Modulação por Densidade de pulsos, do inglês *Pulse Density Modulation* – PDM – e Modulação por Largura de Pulso, do inglês *Pulse Width Modulation* – PWM. As variações entre os trabalhos são nas minúcias do controle e de outros pequenos detalhes, os quais os autores não revelam. Não há informações sobre o controle de corrente no transformador. Trabalhos publicados numa configuração fonte de tensão que utilizam uma ponte-H para inverter a tensão sobre um transformador, conforme mostrado na figura 1.3, normalmente, utilizam o controle de corrente no primário ou um capacitor série para evitar a saturação do transformador. Os trabalhos citados ainda utilizam um indutor série no secundário para ajustar a impedância do conjunto e operar próximo à ressonância. Entretanto, o indutor no circuito introduz mais perdas e eleva o custo total do circuito.

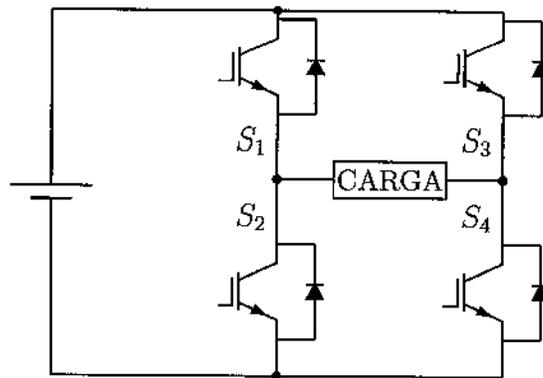


Figura 1.3: Circuito de potência fonte de tensão.

Os trabalhos [27, 28] mostram um conversor fonte de tensão em alta frequência – aproximadamente 20 kHz –, o qual utiliza um capacitor série para evitar a saturação do transformador. Os sinais de tensão e corrente são

utilizados na malha de controle. A potência de saída pode ser controlada pelo ângulo entre tensão e corrente que é determinado pela estratégia de controle. Foi utilizado um circuito *snubber* para melhorar as condições de chaveamento. Contudo, o mesmo introduz perdas pois contém um resistor e um indutor. O circuito e a estratégia de controle, de maneira geral, são simples o que torna essa implementação confiável.

Os trabalhos apresentados por [12, 21, 24] mostram um inversor fonte de corrente em alta frequência com controle de potência através das técnicas PDM e PWM. O inversor fonte de corrente, mostrado na figura 1.4, tem a vantagem de, intrinsecamente, permitir um fluxo simétrico de modo a não saturar o transformador. Por outro lado, um circuito fonte de corrente, normalmente, tem mais perdas que o dual fonte de tensão. A corrente, que circula continuamente no indutor, produz uma perda de energia na própria resistência do enrolamento do indutor. Esses trabalhos ainda utilizam um indutor em paralelo com a célula ozonizadora, ligado no secundário do transformador, com a finalidade de compensar a capacitância da célula ozonizadora. A frequência de operação pode ser escolhida conforme o projeto do indutor. A introdução desse indutor no circuito tem seu preço e introduz mais perdas e eleva o custo total do equipamento. Os trabalhos [21, 24] utilizam um circuito *snubber* ativo não muito simples. A potência nominal dos trabalhos analisados é da ordem de 3 kW. O *snubber* melhora o desempenho global do circuito através da redução das perdas de comutação nas chaves.

O trabalho apresentado por [26] mostra um inversor fonte de tensão de frequência variável mas não cita nenhum tipo de controle de potência.

O trabalho apresentado por [11] mostra um inversor fonte de corrente *push-pull*. O controle do circuito é feito para operar sempre na ressonância, através da detecção da tensão nas chaves. Esse tipo de estratégia tem a vantagem de, do ponto de vista do inversor, a carga ser sempre resistiva, com isso se minimiza o esforço de corrente, uma vez que não há circulação de energia reativa pela carga. O controle de potência pode ser feito através do controle da tensão de entrada, pois a frequência é determinada pela carga. Como desvantagem, o uso de um circuito fonte de corrente acarreta perdas nos indutores além do custo de produção maiores que num inversor fonte de tensão. O próprio artigo cita a necessidade de um circuito *snubber* pois a indutância de dispersão do transformador pode causar picos de tensão nas chaves.

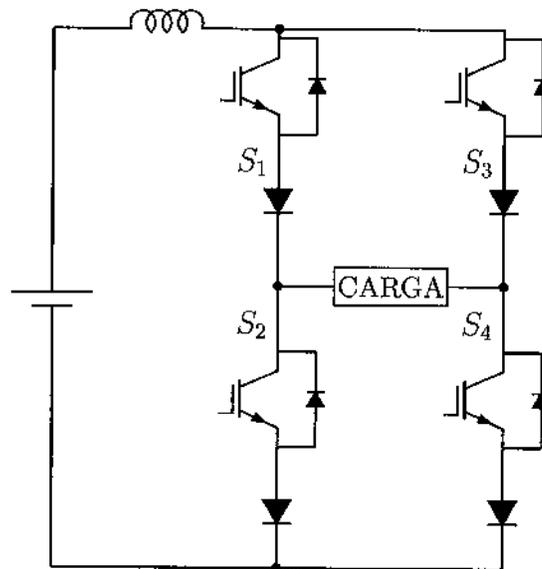


Figura 1.4: Circuito de potência fonte de corrente.

1.5 Objetivo

O trabalho tem como objetivo desenvolver um circuito eletrônico para ser utilizado na geração de ozônio. A geração de ozônio será feita através da aplicação de alta tensão numa célula ozonizadora. A tensão necessária para gerar ozônio é alcançada com o uso de um transformador e um circuito eletrônico. O transformador e a célula ozonizadora já estão projetados e serão ensaiados para a obtenção dos parâmetros que serão utilizados no projeto do circuito eletrônico.

Dentre as características desejáveis, o circuito deve ser robusto, confiável, ter um baixo custo de produção e ter modularidade.

1.6 Organização do trabalho

Esse CAPÍTULO 1 apresentou os objetivos e as motivações para esse trabalho e também apresentou uma breve contextualização do assunto diante de um universo de aplicações.

O CAPÍTULO 2 mostra os modelos elétricos utilizados tanto da célula ozonizadora quanto do transformador. A determinação dos parâmetros também

é abordada. A parte final do capítulo mostra a comparação da curva obtida no ensaio do transformador conectado à célula ozonizadora com a curva do modelo com os parâmetros calculados.

O CAPÍTULO 3 trata da implementação do conversor. O circuito eletrônico contém um transformador para elevar a tensão aos níveis adequados. O método para a obtenção dos parâmetros do transformador foi mostrado com o transformador sem carga e com carga.

O CAPÍTULO 4 mostra os resultados experimentais obtidos do circuito implementado.

Por fim, o CAPÍTULO 5 trata das conclusões gerais do trabalho e ainda apresenta sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Ozonizador

2.1 Modelo elétrico da célula ozonizadora

Um modelo elétrico simplificado da célula ozonizadora é mostrado na figura 2.1. O capacitor C_v representa a capacitância referente ao dielétrico de vidro o qual tem a finalidade de aumentar a rigidez dielétrica do meio. O capacitor C_a representa a capacitância referente ao vão de ar. Os capacitores C_v e C_a são da ordem de dezenas a centenas de picofarads. A fonte de tensão V_z representa a tensão de ruptura do ar e é da ordem de quilovolts [24].

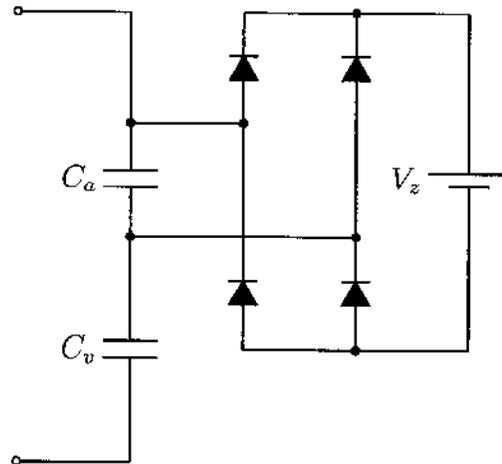


Figura 2.1: Circuito equivalente da célula ozonizadora.

As células ozonizadoras são alimentadas em alta tensão para promover

a descarga elétrica no ar e com isso gerar o ozônio. Quando a tensão no capacitor C_a se iguala a V_z , a capacitância equivalente do circuito aumenta de $C_a \cdot C_v / (C_a + C_v)$ para C_v , isto é, a capacitância da carga é variável com a tensão aplicada. Um outro modelo elétrico da célula ozonizadora é o mostrado na figura 2.2. A célula pode ser interpretada como um capacitor variável com a tensão. De acordo com a necessidade de informações sobre a análise do circuito, até mesmo um capacitor fixo pode ser escolhido, para modelar o ozonizador [31].

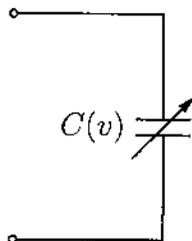


Figura 2.2: Circuito elétrico simplificado da célula.

2.2 Modelo elétrico do transformador de alta tensão

O modelo elétrico do transformador adotado nos estudos é mostrado na figura 2.3. R_s é a resistência série equivalente, L_{disp} é a indutância de dispersão equivalente, R_p é uma resistência que representa as perdas no núcleo do transformador, C_p é a capacitância equivalente dos enrolamentos e L_{mag} é a indutância de magnetização. Algumas características do transformador de alta tensão diferem dos transformadores comuns, por exemplo a indutância de dispersão é maior, devido à maior necessidade de isolamento galvânica entre primário e secundário. O elevado número de espiras do secundário resulta numa alta capacitância distribuída. Essa capacitância, refletida ao lado de baixa tensão – isto é, multiplicada pela relação de espiras ao quadrado – é de valor considerável, da ordem de dezenas de nanofarads.

A equação da impedância de entrada do transformador, como mostrado

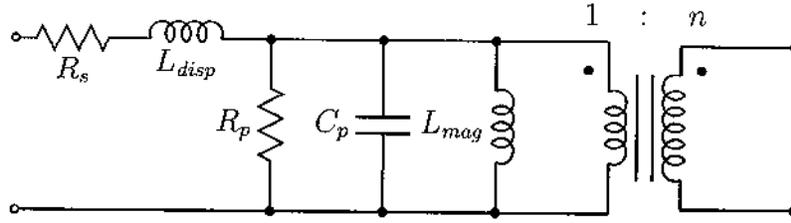


Figura 2.3: Modelo elétrico do transformador com parâmetros concentrados.

na figura 2.3, é

$$Z_{in} = \frac{R_s + s \left[L_{disp} + L_{mag} \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right) \right] + s^2 L_{mag} \left(\frac{L_{disp}}{R_p} + C_p R_s \right) + s^3 L_{disp} L_{mag} C_p}{1 + s \frac{L_{mag}}{R_p} + s^2 L_{mag} C_p}, \quad (2.1)$$

onde $s = \sigma + j\omega$. Contudo, não é necessário usar esse modelo, visto que numa análise simplificada, as resistências podem ser desconsideradas, isto é, $R_s = 0$ e $R_p = \infty$. A parte relevante se concentra nas frequências de ressonância as quais não são afetadas pelas resistências. A impedância de entrada do transformador, sem as resistências, pode ser calculada através da equação

$$Z_{in} = \frac{s(L_{disp} + L_{mag}) + s^3 L_{disp} L_{mag} C_p}{1 + s^2 L_{mag} C_p} \quad (2.2)$$

e $s = j\omega$, daí

$$|Z_{in}| = \left| \frac{\omega(L_{disp} + L_{mag}) - \omega^3 L_{disp} L_{mag} C_p}{1 - \omega^2 L_{mag} C_p} \right|, \quad (2.3)$$

onde $\omega = 2\pi f$.

2.2.1 Ensaio do transformador

O transformador foi ensaiado a fim de se obter a curva do módulo da impedância visto pelo primário bem como a curva de ganho de tensão entre secundário e primário em função da frequência. Um gerador de funções Tektronix CFG 280 foi conectado ao primário do transformador e um osciloscópio Tektronix TDS 460A com uma sonda de tensão P6138 e uma sonda de corrente TCP202 para medir a tensão e corrente no primário, v_p e i_p respectivamente e uma sonda de alta tensão P6015A a tensão no secundário, v_s ,

como mostrado na figura 2.4. As curvas foram traçadas com o valor eficaz das grandezas. Foram feitos dois ensaios, um com transformador com o seu enrolamento secundário em aberto e outro com o transformador conectado à célula ozonizadora. Os dados de placa do transformador são tensão eficaz no primário de 350 V, tensão eficaz no secundário 7,5 kV, potência aparente de 250 VA e frequência de 1,0 kHz.

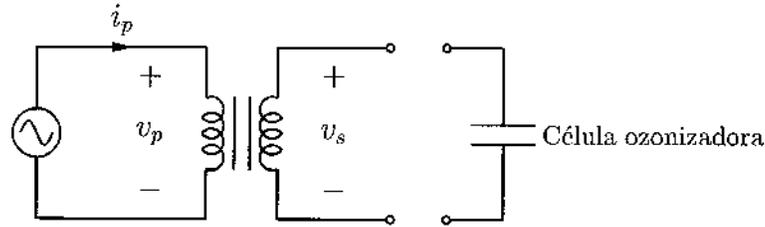


Figura 2.4: Ligação elétrica dos ensaios.

2.2.2 Cálculo dos parâmetros do transformador

Os parâmetros do transformador foram calculados através dos dados colhidos nos ensaios.

A soma das indutâncias de dispersão e magnetização, $L_{disp} + L_{mag}$, pode ser calculada em baixa frequência, pois o capacitor C_p se comporta como um circuito aberto.

A construção dos transformadores normalmente é feita de modo a que a indutância de dispersão seja significativamente menor que a indutância de magnetização. Nesse caso, a indutância de dispersão poderia ser desprezada e o cálculo informaria diretamente a indutância de magnetização. Tal simplificação não pode ser feita para transformadores elevadores de tensão pois os enrolamentos são posicionados de maneira afastada para se obter a isolamento adequada. Isso resulta numa indutância de dispersão maior que nos transformadores com enrolamentos concêntricos.

A equação

$$C_p = \frac{1}{\omega_p^2 L_{mag}} \quad (2.4)$$

onde $\omega_p = 2\pi f_p$ é a frequência angular na ressonância paralela, é extraída da ressonância paralela do transformador, isto é, quando o denominador da equação 2.3 se anula e a impedância é infinita.

A equação

$$C_p = \frac{L_{disp} + L_{mag}}{\omega_s^2 L_{disp} L_{mag}} \quad (2.5)$$

onde $\omega_s = 2\pi f_s$ é a frequência angular na ressonância série, a qual é extraída da ressonância série do transformador, isto é, quando o numerador da equação 2.3 se anula e a impedância é nula. A substituição da equação 2.4 na equação 2.5 resulta na equação

$$L_{disp} = \frac{\omega_p^2}{\omega_s^2} (L_{disp} + L_{mag}) = \frac{f_p^2}{f_s^2} (L_{disp} + L_{mag}). \quad (2.6)$$

Através da equação 2.6 é possível calcular a indutância de dispersão de maneira mais confiável que efetuar o cálculo através dos dados de impedância em alta frequência. Valores muito baixos de corrente levam ao aumento no erro da medida devido à precisão dos medidores e isso compromete a precisão do cálculo dos parâmetros. As medidas das frequências de ressonância, tanto paralela quanto série são mais precisas visto que basta notar se a corrente e a tensão estão em fase.

A capacitância C_p pode ser calculada tanto através da equação 2.4 quanto através da equação 2.5.

A resistência série, R_s , foi medida com um multímetro conectado ao primário do transformador e resulta em $3,06 \Omega$. A resistência do enrolamento secundário medido com um ohmímetro resulta em $1,2 \text{ k}\Omega$. A reatância capacitiva da carga para uma frequência de $2,73 \text{ kHz}$ e uma capacitância de 200 pF resulta em aproximadamente $290 \text{ k}\Omega$. Como a resistência do enrolamento é muito menor que a reatância capacitiva, a resistência foi desprezada do modelo com o intuito da simplificação. O valor lido pelo multímetro conectado ao primário se refere à resistência do enrolamento primário. O efeito pelicular foi desconsiderado devido à seção do condutor usado no primário. A resistência R_p foi calculada através dos dados colhidos do transformador. A tensão e a corrente no transformador estão em fase na frequência de ressonância série, portanto somente há potência ativa no transformador. A potência no transformador é calculada como sendo $p = R_s i_p^2 + v_{paralelo}^2 / R_p$, onde $v_{paralelo} = v_p - (R_s i_p + L_{disp} di_p/dt)$. Uma vez que todos os parâmetros do transformador são conhecidos exceto R_p , basta efetuar os cálculos para encontrar o valor da resistência.

A figura 2.5 mostra a curva de impedância do primário do transformador. Através dessa curva foi possível obter os parâmetros do transformador – a indutância de dispersão, a capacitância dos enrolamentos refletida ao primário

e a indutância de magnetização. A frequência de ressonância paralela foi de 2,5 kHz e a frequência de ressonância série foi de 7,87 kHz. Os valores dos parâmetros permitiram traçar a curva do modelo. Conclui-se que o modelo e o cálculo dos parâmetros são adequados. A diferença entre as curvas no pico de impedância se deve, muito provavelmente, ao erro de medida da corrente para traçar a curva. O sensor de corrente disponível não tinha resolução suficiente para as correntes tão pequenas, da ordem de dezenas de microampères.

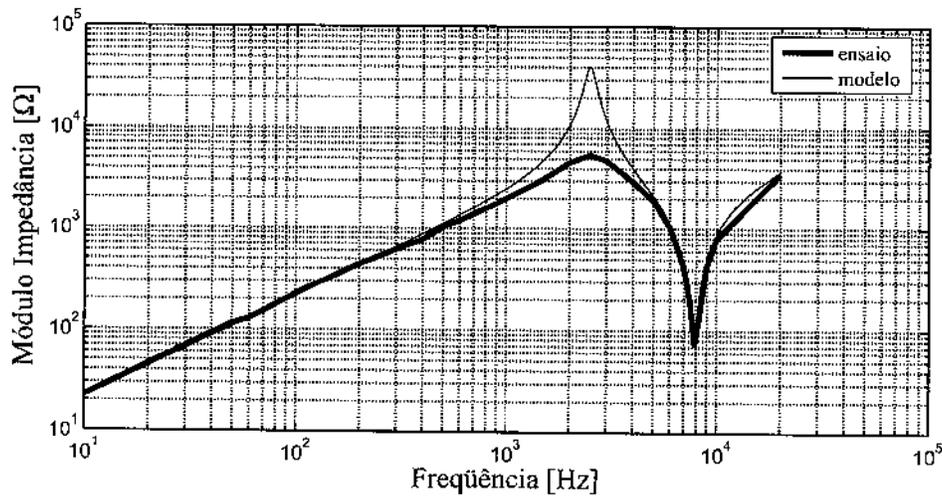


Figura 2.5: Módulo da impedância do transformador versus frequência sem carga com a impedância teórica.

A tabela 2.1 mostra os parâmetros estimados para o transformador ensaiado que foram calculados conforme explicado na subseção 2.2.2.

Tabela 2.1: Parâmetros estimados do transformador

L_{disp} [mH]	L_{mag} [mH]	C_p [nF]	R_s [Ω]	R_p [k Ω]
34,31	305,7	13,26	3,06	40,7

A curva de ganho de tensão do transformador versus frequência também foi levantada. A figura 2.6 mostra a curva de ganho. O ganho de tensão do transformador é a relação entre a tensão eficaz no secundário pela tensão eficaz no primário. Em baixa frequência o ganho de tensão se deve apenas à

relação de espiras do transformador – ganho de tensão aproximadamente 20. À medida que a frequência de trabalho se aproxima da ressonância série – ponto de impedância mínima –, o ganho de tensão aumenta. Na ressonância série a impedância do circuito é baixa o que proporciona uma corrente elevada. Essa corrente produz uma queda de tensão elevada tanto na indutância de dispersão quanto no paralelo da capacitância C_p e da indutância de magnetização. Essa tensão é muito maior que a tensão de entrada mas, como estão em oposição de fase, resultam na tensão aplicada ao transformador.

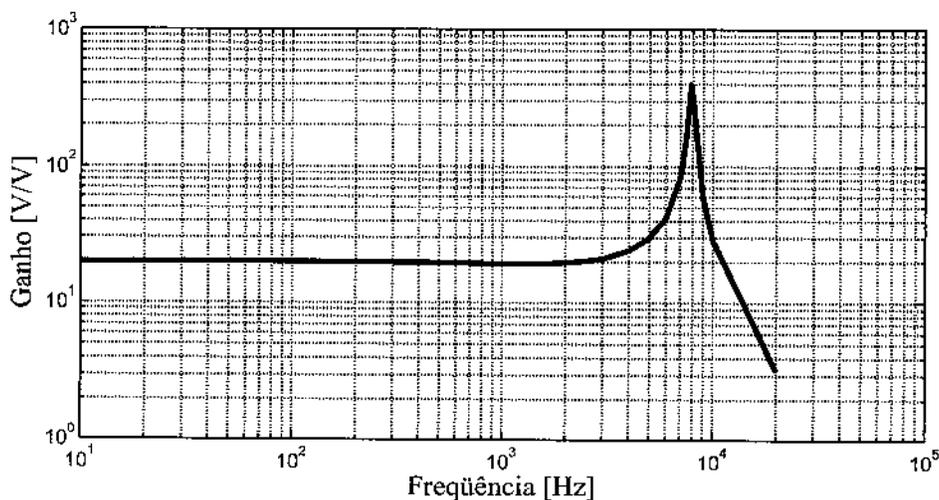


Figura 2.6: Ganho de tensão do transformador versus frequência sem carga.

2.3 Transformador conectado à célula ozonizadora

O ensaio para se obter a curva de impedância do primário do transformador também foi feito com a carga conectada ao secundário. Desse ensaio se obteve a figura 2.7. Como foi utilizado o mesmo transformador em ambos os ensaios, a diferença é a capacitância C_p que, nesse caso é maior. $C_p^{com\ carga} = C_p^{sem\ carga} + n^2 \cdot C_a \cdot C_v / (C_a + C_v)$. O ensaio foi feito da mesma forma que o anterior. O valor calculado da capacitância C_a em série com C_v foi 214,6 pF e o valor medido através do gerador de sinais foi aproximadamente 200 pF. Os valores calculados dos parâmetros permitiram traçar a

curva do modelo. Conclui-se que o modelo e o cálculo dos parâmetros são adequados. A diferença entre as curvas no pico de impedância se deve, muito provavelmente, ao erro de medida da corrente para traçar a curva.

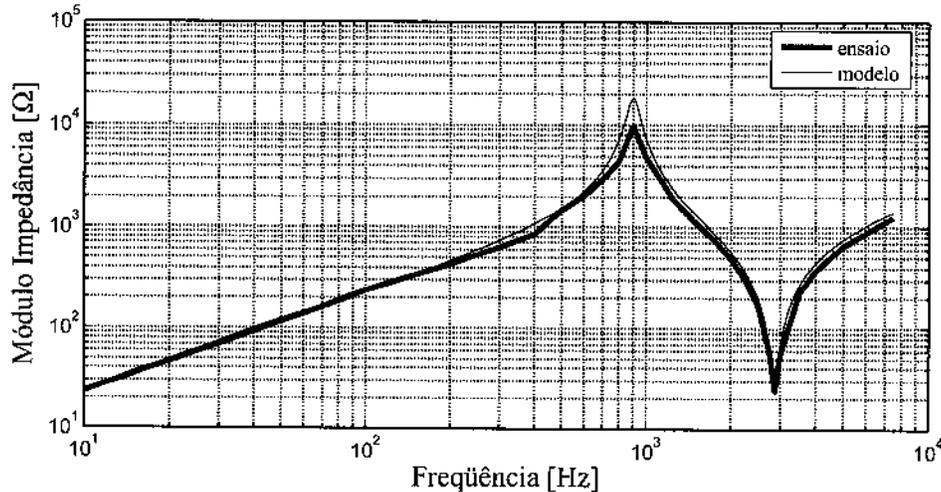


Figura 2.7: Módulo da impedância do transformador versus freqüência com carga com a impedância teórica.

A tabela 2.2 mostra os parâmetros calculados desse transformador através da curva com carga. Pode-se notar que não houve variação significativa dos parâmetros com relação aos dados do transformador sem carga mostrados na tabela 2.1. A freqüência de ressonância paralela foi de 0,9 kHz e a freqüência de ressonância série foi de 2,87 kHz.

O valor de R_p menor no caso com a célula ozonizadora conectada ao transformador pode ser explicado pelo modelo da célula ozonizadora proposto por [31]. O valor de R_p refletido ao primário foi determinado num ensaio com um gerador de funções o que não reflete o ponto de operação do circuito devido à alteração do comportamento da carga em função da tensão aplicada.

Tabela 2.2: Parâmetros estimados do transformador com carga

L_{disp} [mH]	L_{mag} [mH]	C_p [nF]	R_s [Ω]	R_p [kΩ]
34,42	315,6	99,1	3,06	18,33

A curva de ganho de tensão versus freqüência também foi feita com a

carga conectada ao secundário do transformador. A figura 2.8 mostra a curva de ganho de tensão.

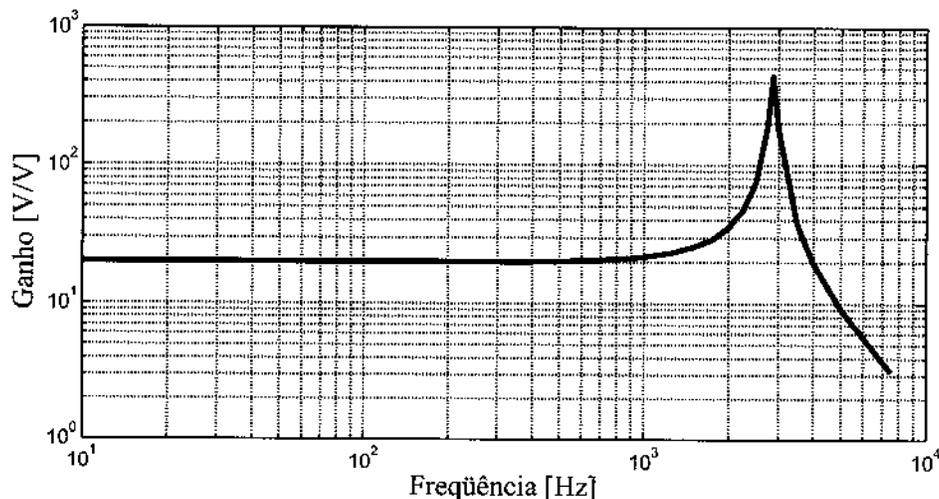


Figura 2.8: Ganho de tensão do transformador versus frequência com carga.

2.4 Conclusão

O modelo elétrico simplificado da célula ozonizadora foi de grande utilidade para determinar a frequência de ressonância da carga. O modelo elétrico do transformador se mostrou satisfatório para a determinação de seu comportamento e pode ser comprovado nas curvas sobrepostas do ensaio do transformador e dos parâmetros calculados. O método de cálculo dos parâmetros do transformador é simples e os dados são facilmente obtidos.

Capítulo 3

Implementação do conversor

3.1 Necessidade de alimentação alternada

A geração de alta tensão para alimentar a célula ozonizadora é feita através de um transformador que necessita ou de uma fonte tensão ou de uma fonte corrente alternada. Para gerar qualquer uma das duas grandezas a partir de uma grandeza contínua, a topologia clássica é ponte completa ou ponte-H. O circuito não será alimentado diretamente pois necessita de operar numa frequência diferente da disponível na rede, bem como pode haver a necessidade de variar a frequência de trabalho. O circuito necessita de um estágio de entrada para retificar a tensão elétrica da rede que alimentará o inversor. O conversor adotado foi do tipo fonte de tensão pela facilidade de implementação e por apresentar menores perdas em relação ao inversor fonte de corrente. O diagrama simplificado do circuito é mostrado na figura 3.1.

3.2 Característica da carga – possibilidade de comutação suave

A carga a ser acionada pelo inversor apresenta a característica de impedância mostrada na figura 2.7. A carga pode assumir um comportamento indutivo ou capacitivo, a depender da frequência de trabalho escolhida. A característica indutiva propicia ao inversor operar em comutação suave do tipo *ZVS – Zero-Voltage Switching*. Para isso basta escolher a frequência de trabalho de maneira adequada que nesse caso deve ser ou abaixo da frequência

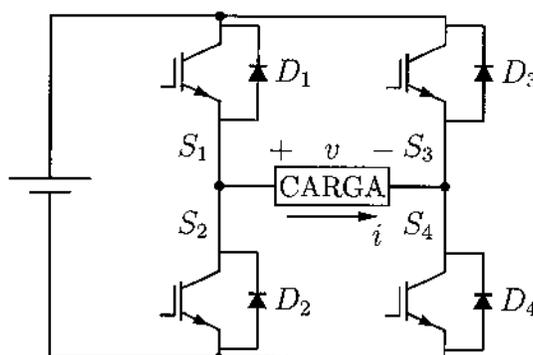


Figura 3.1: Circuito de inversor monofásico com as referências de tensão e corrente adotadas.

de ressonância paralela ou acima da frequência de ressonância série. O atendimento dos requisitos de ganho de tensão restringe o ponto de operação do circuito acima da ressonância série.

3.3 Descrição da comutação suave

Para um circuito em ponte operar com comutação suave é necessário que a carga tenha características indutivas. A figura 3.2 mostra a forma de onda da tensão e da corrente. A transição das chaves S_1 e S_4 para S_2 e S_3 faz a tensão mudar de positiva para negativa conforme a referência adotada. Quando as chaves S_1 e S_4 são desligadas, a corrente continua positiva. O desligamento da chave também é facilitado pelas capacitâncias intrínsecas. O comando para desligar é enviado, e a tensão sobre a chave sofre um atraso para aumentar e nesse período a corrente está em transição para zero. O atraso no crescimento da tensão faz com que a potência instantânea sobre a chave no momento de desligamento seja reduzida [32].

Há um intervalo de tempo em que nenhuma chave ativa está ligada – chamado de tempo morto. Nesse tempo, a corrente flui pelos capacitores intrínsecos das chaves como detalhado na figura 3.3. Essa transição descarrega os capacitores C_2 e C_3 e carrega os capacitores C_1 e C_4 . Para a comutação suave funcionar, o tempo morto deve ser maior que o tempo de carga ou descarga dos capacitores intrínsecos das chaves. Assim, quando o sinal para ligar o semiconductor for enviado, a capacitância já foi descarregada e nenhuma energia é dissipada sobre a chave. Após a carga ou descarga das

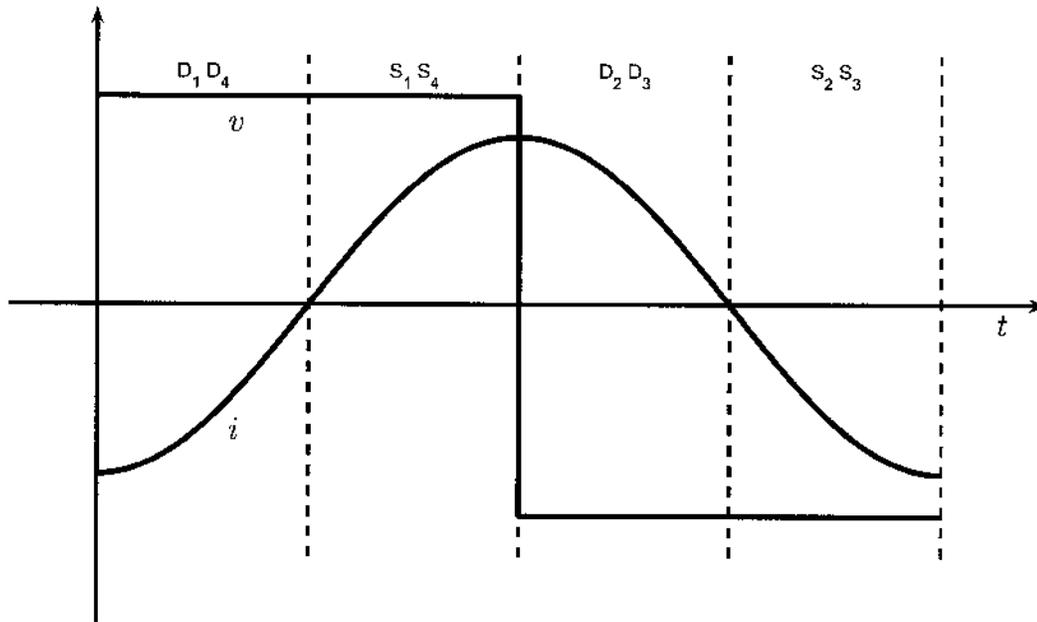


Figura 3.2: Tensão e corrente para o caso da carga fortemente indutiva.

capacitâncias, a corrente circula inicialmente pelos os diodos D_2 e D_3 até se inverter, quando circula pelos transistores.

A transição S_2 e S_3 para S_1 e S_4 é semelhante a transição descrita. Nesse caso os capacitores C_1 e C_4 serão descarregados e os capacitores C_2 e C_3 serão carregados. Após a carga ou descarga dos capacitores os diodos D_1 e D_4 conduzem.

A corrente está adiantada da tensão na região capacitiva da impedância. Nesse caso, a transição S_1 e S_4 para S_2 e S_3 ocorre com a corrente negativa, isto é, a corrente circula pelos diodos D_1 e D_4 . A condução dos diodos D_1 e D_4 mantém as chaves S_2 e S_3 polarizadas, e, por consequência, os capacitores intrínsecos carregados. O comando para ligar as chaves S_2 e S_3 descarrega as capacitâncias intrínsecas na própria chave e, após a transição, as chaves S_2 e S_3 assumem a corrente que antes circulava pelos diodos D_1 e D_4 . As perdas sobre a chave ocorrem a cada período de chaveamento. Quanto maior a frequência de trabalho, maiores as perdas. Isso propicia um menor rendimento do circuito, bem como uma menor vida útil dos componentes.

É possível obter o mesmo ganho de tensão na região capacitiva, conforme a figura 2.8, mas razões expostas acima são suficientes para justificar a escolha

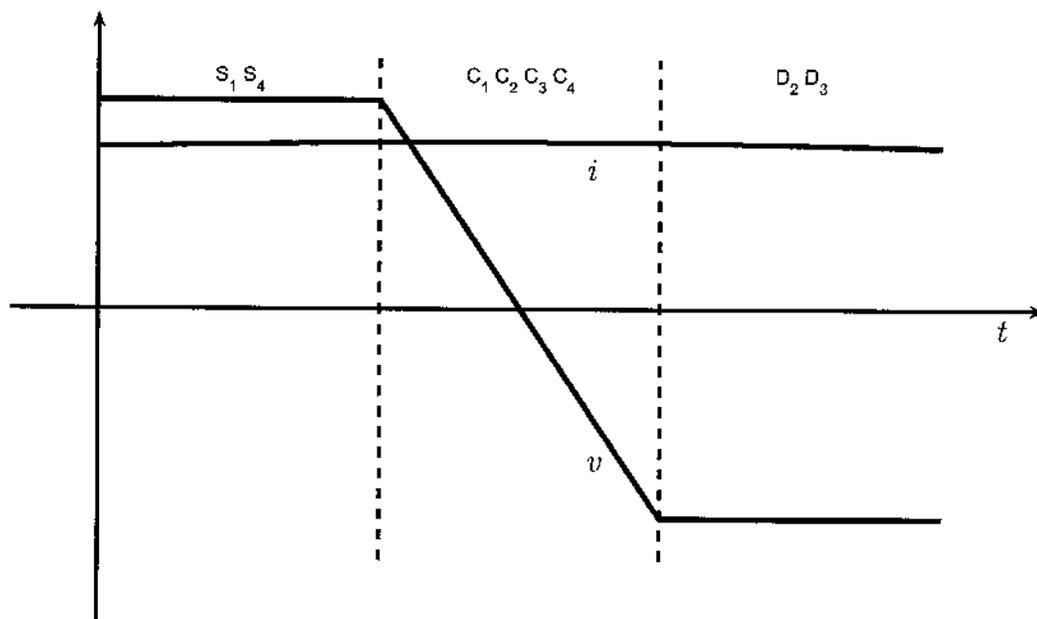


Figura 3.3: Detalhe da figura 3.2

de outra região de trabalho pois algumas transições se tornam dissipativas e isso reduz a rendimento total do conversor.

No caso do conversor operar abaixo da ressonância paralela, a resposta da carga também é indutiva. Entretanto, nessa faixa de frequência, o núcleo do transformador deveria ser maior para suportar o maior fluxo magnético. Nessa condição, o transformador saturaria. Adicionalmente, a onda quadrada produzida pelo inversor excita a ressonância série e distorce a corrente. Isso torna difícil o controle da potência de saída do circuito.

A figura 3.4 mostra uma simulação do circuito numa frequência de trabalho de 0,95 kHz, abaixo da ressonância paralela, região de comportamento indutivo da carga. A tensão aplicada na carga, idealmente quadrada, contém um rico espectro harmônico. As frequências harmônicas excitam a ressonância série e ocorre o reflexo disso na corrente.

A figura 3.5 mostra a simulação do circuito na frequência de 2,2 kHz, entre as ressonância paralela e ressonância série, região de comportamento capacitivo da carga.

A figura 3.6 mostra a simulação do circuito na frequência de 3,8 kHz, acima da ressonância série, região de comportamento indutivo.

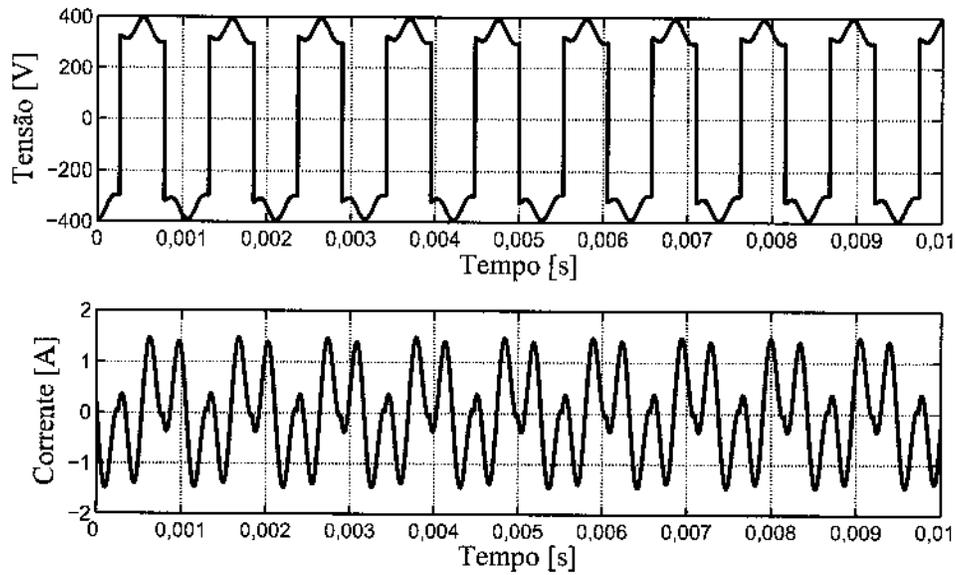


Figura 3.4: Simulação – frequência de 0,95 kHz.

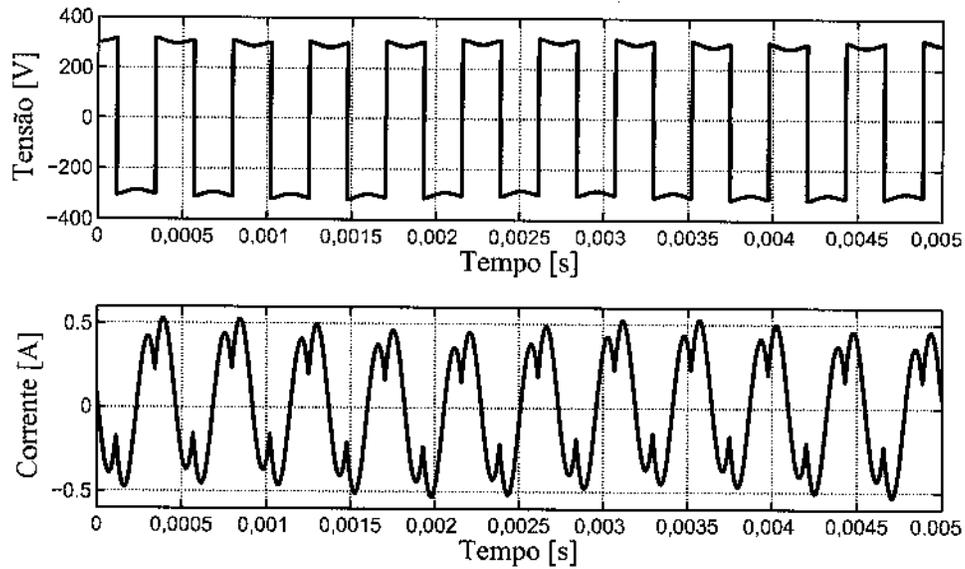


Figura 3.5: Simulação – frequência de 2,2 kHz, comportamento capacitivo.

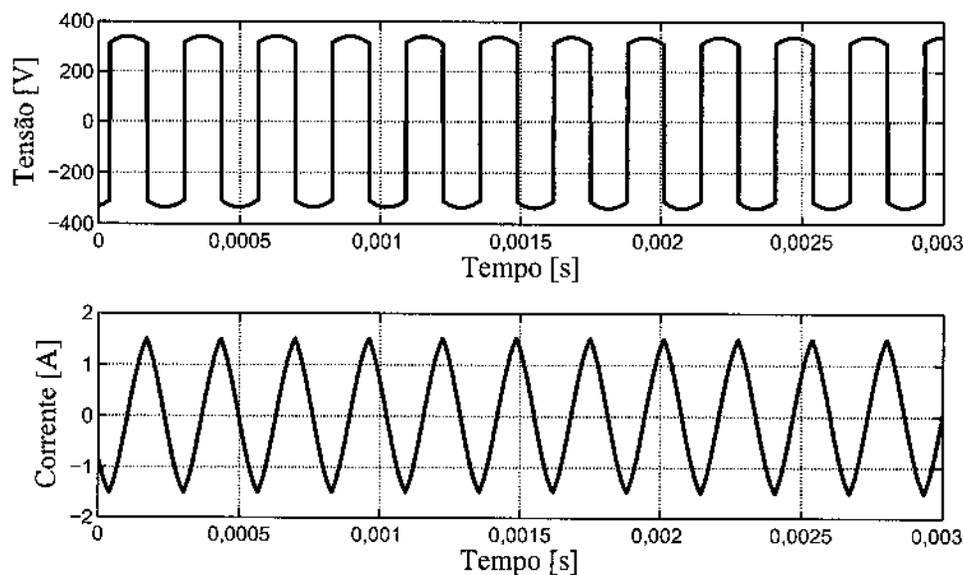


Figura 3.6: Simulação – frequência de 3,8 kHz, comportamento indutivo.

3.4 Capacitor série

É possível haver uma diferença na duração dos semiciclos positivo e negativo e, com isso, não é possível garantir o funcionamento exatamente simétrico da ponte-H. Uma solução seria o controle de corrente no transformador. Essa solução não foi implementada pois apresenta um custo e uma complexidade que não se justifica pela aplicação. Outra alternativa é usar um capacitor em série, como mostrado na figura 3.7, para evitar a saturação do transformador. O capacitor série funciona de maneira absorver qualquer nível médio de tensão produzido pelo inversor. A escolha do capacitor deve ser criteriosa. Deve levar em consideração uma baixa impedância comparada com a impedância do transformador na frequência de operação, uma baixa resistência série para suportar toda a corrente eficaz do circuito e uma baixa queda de tensão para não aumentar excessivamente a tensão aplicada ao transformador – o que também poderia levá-lo à saturação.

A equação

$$Z_{in} = \frac{1 + s^2[(L_{disp} + L_{mag})C_s + L_{mag}C_p] + s^4L_{disp}L_{mag}C_pC_s}{sC_s + s^3L_{mag}C_pC_s}, \quad (3.1)$$

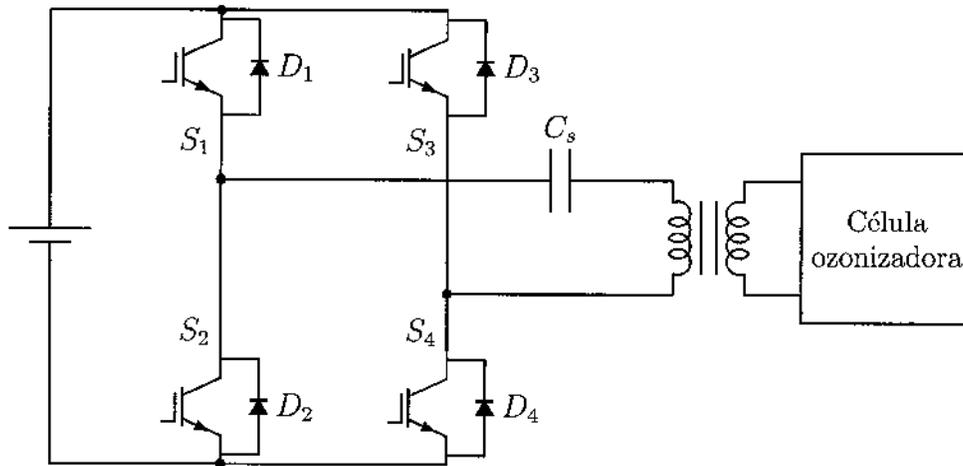


Figura 3.7: Circuito com o capacitor série.

mostra a impedância de entrada do circuito com o capacitor série C_s . A figura 3.8 mostra o gráfico da impedância de entrada com o capacitor C_s no valor de $2\ \mu\text{F}$. O capacitor série afeta predominantemente a região de baixas frequências. O comportamento da impedância na região de frequência de trabalho não é afetado.

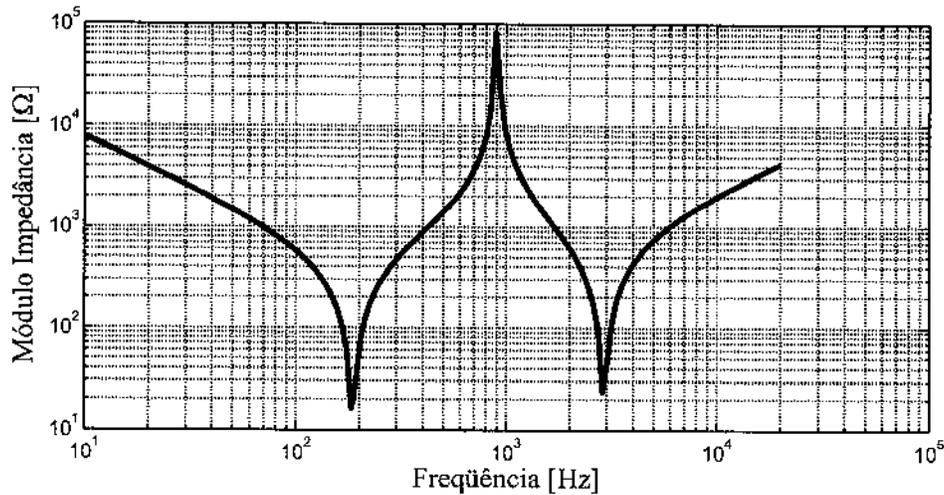


Figura 3.8: Módulo da impedância do transformador versus frequência com o capacitor série.

A figura 3.9 mostra o ganho de tensão em função da frequência. A região de interesse também não foi afetada. A conclusão é que o uso do capacitor não afeta o comportamento do circuito na frequência de trabalho, isto é, após a ressonância série do conjunto transformador mais célula ozonizadora.

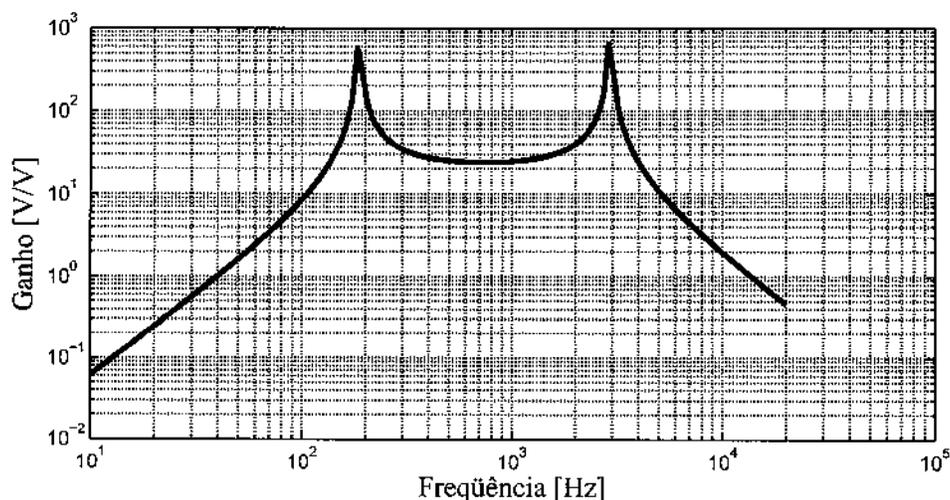


Figura 3.9: Ganho de tensão teórico do transformador versus frequência com o capacitor série.

Por outro lado, surge uma nova ressonância série, agora entre o capacitor série e a impedância de entrada do transformador. Também nesse caso há um elevado ganho de tensão.

Conforme visto anteriormente, uma das técnicas utilizadas no comando dos conversores para esta aplicação é por PDM. Essa modulação produz subharmônicas [33] e inevitavelmente excitariam a ressonância inserida pelo capacitor série de maneira saturar o transformador e, portanto, o seu uso só é possível quando associado ao controle de corrente pelo circuito.

As razões expostas acima levam a uma outra alternativa para o controle da potência de saída. A seção 4.2 mostrará que a variação da potência de saída é linear – dentro de certos limites – com a variação da frequência de trabalho. Isso permite usar a frequência de trabalho para controlar a potência de saída através da modulação em frequência.

3.5 Detalhes do conversor

A topologia adotada é mostrada na figura 3.10. O projeto do circuito é para uma alimentação em 220 V. O NTC na entrada tem a função de limitar a corrente inicial de carga do capacitor C_b visto que, quando em temperatura ambiente, sua resistência é alta. Quando o conversor é conectado à rede, a temperatura do NTC é a ambiente e isso implica em um circuito de alta resistência. A corrente que circula devido ao acionamento do conversor aquece o NTC e a elevação da temperatura desse componente faz com que sua resistência diminua de modo minimizar as perdas. A operação em regime de trabalho é com o NTC aquecido, com uma baixa resistência. A ponte retificadora clássica produz uma tensão contínua, que filtrada pelo capacitor, de valor $330 \mu\text{F}$, alimenta o inversor – IRAMX16UP60A fabricado pela International Rectifier. A tensão do barramento de tensão contínua é de aproximadamente 300 V. A ponte-H produz uma onda quadrada que é aplicada no primário do transformador, que na figura 3.10 é representado pelo bloco CARGA. A frequência de trabalho pode ser ajustada pelo controlador e é da ordem de quilohertz. Existe uma chave e um resistor que são acionados quando o circuito é desligado para descarregar o capacitor C_b que funciona como um dispositivo de segurança.

O capacitor C_b é determinado em função da frequência de alimentação, da potência da carga e do *ripple* desejado. Numa aproximação de carga a corrente constante, numa frequência de 120 Hz e com um *ripple* de 10% a equação $i = C \Delta V / \Delta t$ explicita o valor da capacitância de maneira simples. O cálculo resulta em aproximadamente $133.9 \mu\text{F}$. O capacitor disponível em laboratório é de $330 \mu\text{F}$. Contudo, para uma aplicação comercial, será usado um capacitor de $100 \mu\text{F}$.

3.6 Comando do conversor

O sistema é controlado por um microcontrolador PIC 16F872. O microcontrolador envia os pulsos de comando para cada semicondutor na frequência desejada e no momento adequado. O microcontrolador também é responsável pela interface externa que consiste em botões para ajuste da frequência localizado na placa de comando e outras funcionalidades explicadas adiante, além das ações de proteção. O comando do conversor foi feito através de um microcontrolador devido à vantagem da estabilidade de frequência e as

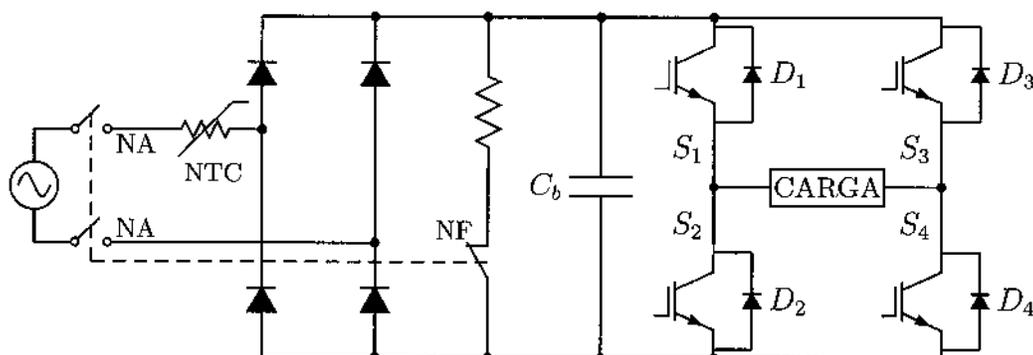


Figura 3.10: Circuito de potência monofásico.

facilidades que os sistemas microprocessados proporcionam.

3.7 Funcionalidades

O trabalho desenvolvido será aplicado comercialmente. Com isso, outras funcionalidades auxiliares ao funcionamento principal do controlador são importantes e complementam o funcionamento do circuito.

3.7.1 Partida suave

A cada *reset* do microcontrolador – seja por qual motivo for – a frequência de trabalho é ajustada para o valor máximo. Lentamente é ajustada até o valor armazenado, que informa o último valor da frequência de trabalho ajustada. Esse processo leva alguns segundos até atingir a última frequência de trabalho.

O procedimento de partida suave do circuito foi implementada para evitar picos de corrente no inversor durante o início da operação do conversor em função da magnetização do transformador.

A rotina de partida suave foi implementada para ocorrer toda vez que o circuito for ligado ou a cada *reset* do microcontrolador.

3.7.2 Comando remoto

A rotina de comando remoto foi implementada para ser possível ajustar a frequência de trabalho – e por consequência a potência – à distância,

através de um sinal de corrente de 4 mA a 20 mA que é um padrão industrial empregado largamente em instrumentação.

O microcontrolador, quando detecta um sinal de corrente, imediatamente desabilita o comando local. A transição entre o regime de trabalho atual e o regime de trabalho imposto remotamente é feita de maneira gradual, semelhante à maneira explicada no *soft-start*. Mesmo quando o sinal remoto, na partida, indica potência máxima, o *software* atua numa resposta lenta. Esse limitador atua mesmo durante a operação normal do dispositivo, com o intuito de evitar picos de corrente, bem como quaisquer outros problemas oriundos, por exemplo, de ruídos da linha, que poderia alterar o valor de referência indevidamente.

O sinal de corrente do comando remoto pode ser removido a qualquer momento sem causar prejuízo à operação do sistema. Nesse caso, o sistema funciona na última frequência ajustada remotamente.

3.7.3 Circuito de proteção

O ponto de operação do circuito é próximo à frequência de ressonância série. O programa feito no microcontrolador limita a frequência mínima de trabalho ao valor previamente ajustado pelo usuário e que corresponde à potência desejada. Entretanto, se houver alguma variação nos parâmetros da carga – transformador e célula ozonizadora –, a frequência de ressonância pode se deslocar. O caso mais provável seria o aumento da frequência de ressonância por motivos de diminuição da capacitância da carga por deterioração da célula ozonizadora. Isso pode levar o circuito a operar na região capacitiva. Como explicado na seção 3.3 o circuito deve operar na região indutiva.

O problema pode ser evitado através da leitura da tensão entre coletor e emissor em alguns dos semicondutores antes de enviar o comando para ligá-lo.

A leitura da tensão é feita na chave S_2 . Para adaptar os níveis de tensão suportados pela chave aos níveis de tensão suportados pelo microcontrolador foi utilizado um circuito de adaptação mostrado na figura 3.11. O resistor utilizado foi de 220 k Ω e o diodo zener foi de 4,3 V. A leitura de tensão na chave S_2 é feita antes de cada transição de desligada para ligada. Se o resultado da leitura é uma baixa tensão, a rotina de proteção não toma nenhuma decisão. Caso o resultado seja uma tensão alta, a frequência é incrementada. A próxima transição é avaliada novamente e, se necessário, a

freqüência é incrementada até operar na região de trabalho indutiva.

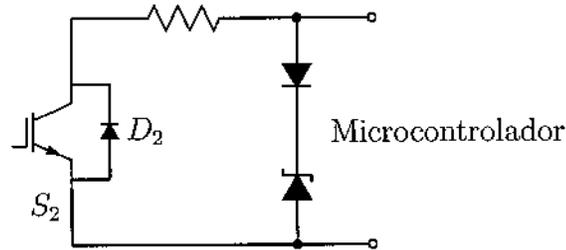


Figura 3.11: Circuito de adaptação da tensão.

A rotina de proteção, ao detectar a operação na região capacitiva, além de ajustar a freqüência para a operação acima da ressonância, sinaliza através de um indicador luminoso. Essa situação, muito provavelmente, será de manutenção do equipamento com uma provável substituição da célula ozonizadora.

3.8 Fluxograma

A figura 3.12 mostra o fluxograma do programa implementado no microcontrolador.

O início do código é para configurar o microcontrolador. A primeira tarefa executada é verificar se existe um sinal de 4 mA a 20 mA na entrada para comando externo. Se existir, o microcontrolador executa a partida suave até a freqüência correspondente ao sinal de entrada e segue para a rotina recorrente. Se não existir sinal externo, o microcontrolador verifica se os dois botões estão pressionados. Esse trecho do fluxograma serve para, quando for necessário, ligar o microcontrolador mas o ponto de trabalho não é conhecido. Se os dois botões estiverem pressionados, o microcontrolador ajusta a freqüência para o valor máximo possível e segue para a rotina recorrente. Se os dois botões não estiverem pressionados, o microcontrolador lê a memória EEPROM – memória não volátil onde está guardado o último valor de freqüência antes do desligamento do microcontrolador –, e realiza a partida suave até o valor lido. Essa rotina somente é executada quando ocorre um *reset* no microcontrolador.

A rotina recorrente é a que segue. O microcontrolador verifica se o circuito opera em comutação suave. Se o circuito não opera em comutação suave, o registrador de freqüência é incrementado de uma unidade. O código

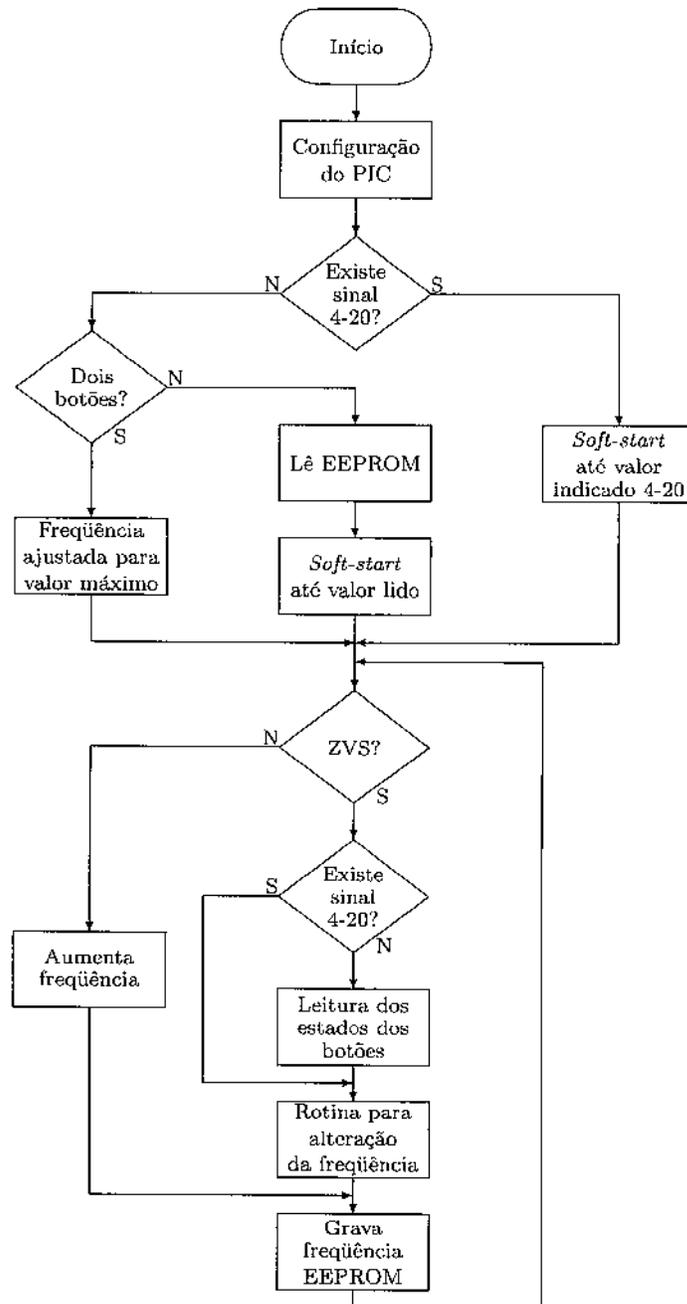


Figura 3.12: Fluxograma.

restante é ignorado e a rotina de verificação de comutação suave é executada novamente e até que a comutação suave ocorra ou até a frequência máxima do sistema. O limite superior de frequência é limitado por software para haver tempo disponível para a execução das rotinas auxiliares e com isso não ocorrer um “travamento” do *software*. Se a comutação suave ocorre normalmente, o microcontrolador verifica se existe um sinal de 4 mA a 20 mA. Se existir, a frequência é ajustada de maneira lenta. Não é possível executar um degrau de frequência. Se não existir, o microcontrolador verifica se algum dos dois botões foi pressionado – existe um botão para incrementar e outro botão para decrementar a frequência. A última rotina é para gravar a frequência na memória EEPROM do microcontrolador. A rotina de gravação somente é executada caso exista diferença entre o valor vigente e o valor na memória.

3.9 Conversor trifásico

Várias células ozonizadoras podem ser conectadas em paralelo para se obter um circuito de maior potência e uma conseqüente maior produção de ozônio. Contudo, esse método tem a desvantagem de alterar a frequência de ressonância a cada inserção ou remoção de carga. Uma versão trifásica foi desenvolvida para utilizar os três ramos disponíveis da ponte inversora e com isso ser possível inserir ou remover cargas sem que o comportamento delas seja alterado. A figura 3.13 mostra a topologia adotada para a implementação da versão trifásica.

O estágio retificador na entrada do circuito foi alterado em relação ao circuito monofásico. A potência demandada na versão trifásica é três vezes maior que na versão monofásica, o que resultaria num *ripple* de tensão maior no capacitor se mantido o retificador monofásico. A solução adotada foi utilizar um retificador trifásico na entrada.

A versão trifásica foi projetada para se utilizar os transformadores ligados em Y. O controle da potência de saída requer um comando distinto do monofásico. A potência de saída deve ser distribuída de maneira aproximadamente igual nos três transformadores. Potências discrepantes em cada transformador leva a um desgaste desigual das células entre outros problemas. Isso dificulta a manutenção do equipamento. A medida correta da potência para se efetuar o controle exige medidores de corrente e medidores de tensão. A análise da corrente e da tensão medida pode informar a potência em cada transformador bem como se a corrente está atrasada ou

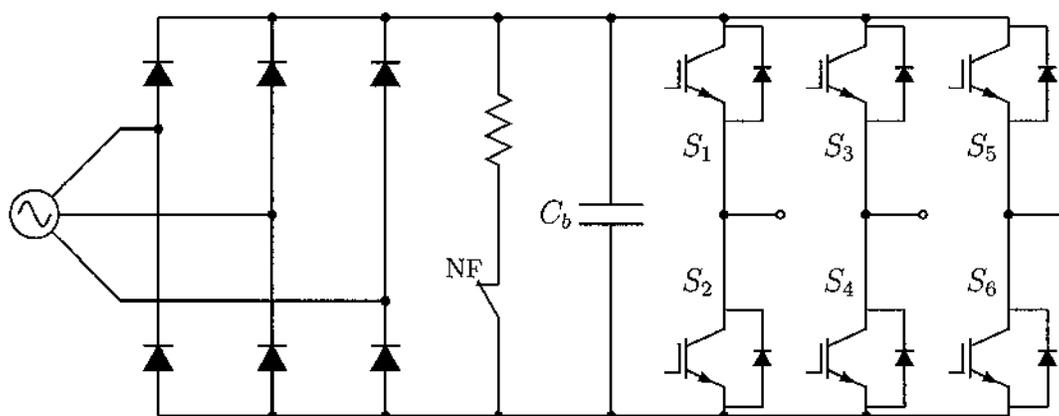


Figura 3.13: Circuito de potência trifásico.

adiantada da tensão. O sensor de comutação suave faz-se desnecessário nesse caso. A medida da fase da corrente em relação à tensão permite saber se o circuito opera na região de trabalho indutiva ou capacitiva e com isso tomar uma decisão de correção na frequência de trabalho.

Uma pequena diferença nos parâmetros dos transformadores pode provocar diferentes potências em cada um. Um procedimento para equalização das potências pode ser: ajustar a frequência de trabalho para que um transformador opere acima da potência nominal, outro próximo à potência nominal e o outro transformador abaixo da potência nominal. Uma vez que a frequência de trabalho é ajustada para a condição acima, basta ajustar a tensão entre os dois transformadores de maneira a reduzir a tensão eficaz sobre o que demanda mais potência e aumentar a tensão eficaz sobre o transformador que demanda menos potência. Isso seria suficiente para equalizar as potências em cada transformador dentro de uma tolerância aceitável, se os parâmetros dos transformadores variarem dentro de certos limites.

A figura 3.14 mostra a conexão utilizada entre os três transformadores. O primário é ligado na forma triângulo para ser possível aplicar uma maior tensão eficaz em cada enrolamento. O secundário é ligado na forma estrela para existir um ponto comum entre os três enrolamentos e com isso as três células ozonizadoras podem ter a carcaça aterrada para efeito de segurança do usuário.

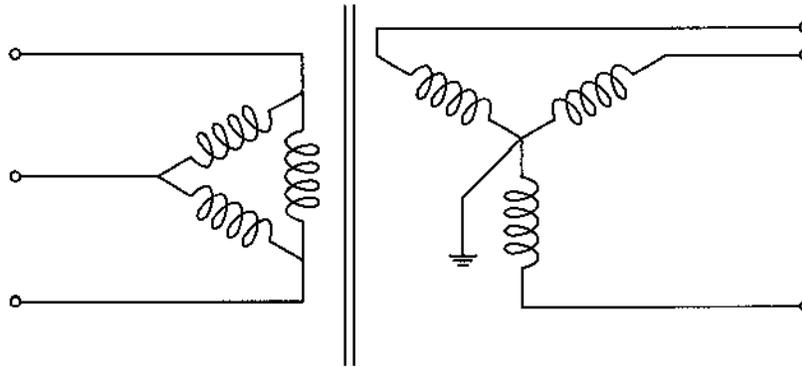


Figura 3.14: Conexão dos transformadores – primário conectado em triângulo e secundário conectado em estrela.

3.10 Conclusão

A necessidade de alimentação alternada imposta pelo transformador foi satisfeita pelo circuito ponte completa. As características da carga em operação acima da frequência de ressonância série permitem a comutação suave, o que melhora o rendimento do circuito, bem como sua vida útil. O funcionamento da ponte completa pode não ser simétrico, o que implicaria numa tensão média aplicada no transformador diferente de zero e que o levaria à saturação. Isso foi evitado através do uso de um capacitor em série com o transformador. O capacitor inserido não alterou as características da carga na região de operação.

O conversor trifásico aumentou a versatilidade do circuito pois permite a ligação de até três células independentes, isto é, cada célula pode ser removida ou instalada sem afetar as outras.

Capítulo 4

Resultados experimentais

4.1 Montagem

Uma placa de circuito impresso foi projetada para a interconexão dos componentes. O protótipo foi projetado para uma potência de 200 W. O inversor usado é trifásico, isto é, tem três ramos. Contudo a implementação monofásica utiliza apenas dois. O ramo não utilizado pode ser aproveitado para implementar um pré-regulador de fator de potência.

4.2 Resultados experimentais do circuito monofásico

As figuras abaixo mostram curvas experimentais. As curvas foram feitas através da captura dos pontos no osciloscópio e desenhadas com a ajuda de um *software*. O cálculo dos valores médios e eficazes das grandezas foi feito a partir dos pontos obtidos no osciloscópio.

A figura 4.1 mostra o momento de conexão do circuito com a rede em $t \approx 10$ ms. A corrente inicial de carga do capacitor é limitada pelo NTC, visto que na partida está a temperatura ambiente – com uma alta resistência. A figura 4.2 mostra o comportamento da tensão e da corrente durante o funcionamento normal do circuito. Quando o NTC está aquecido – com uma baixa resistência – sua influência no circuito é praticamente desprezível. A tensão eficaz da rede resulta em $V_m = 226,38$ V, a corrente eficaz em $I = 1,49$ A e a potência média resulta em $P = 157,85$ W. O fator de potência

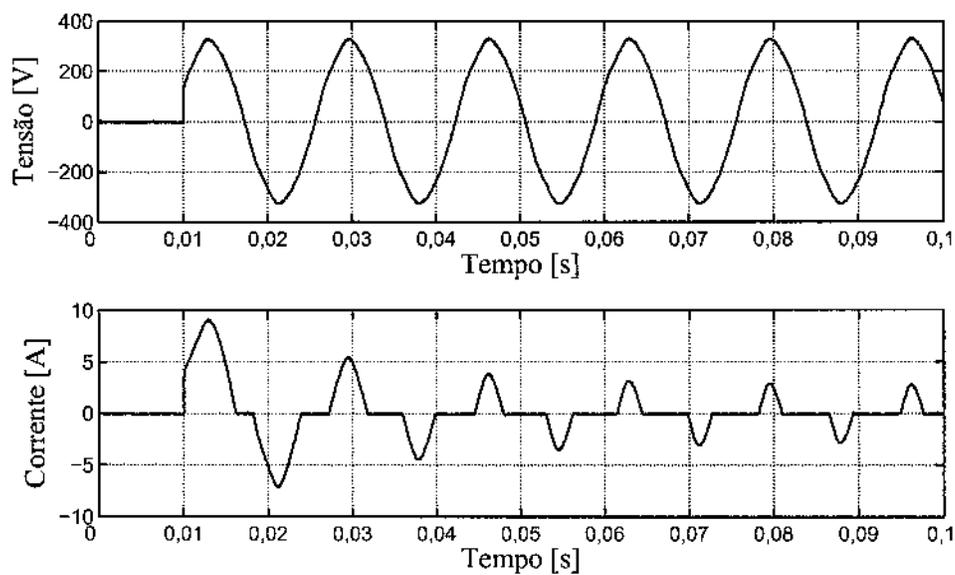


Figura 4.1: Tensão e corrente na entrada na conexão do circuito com a rede.

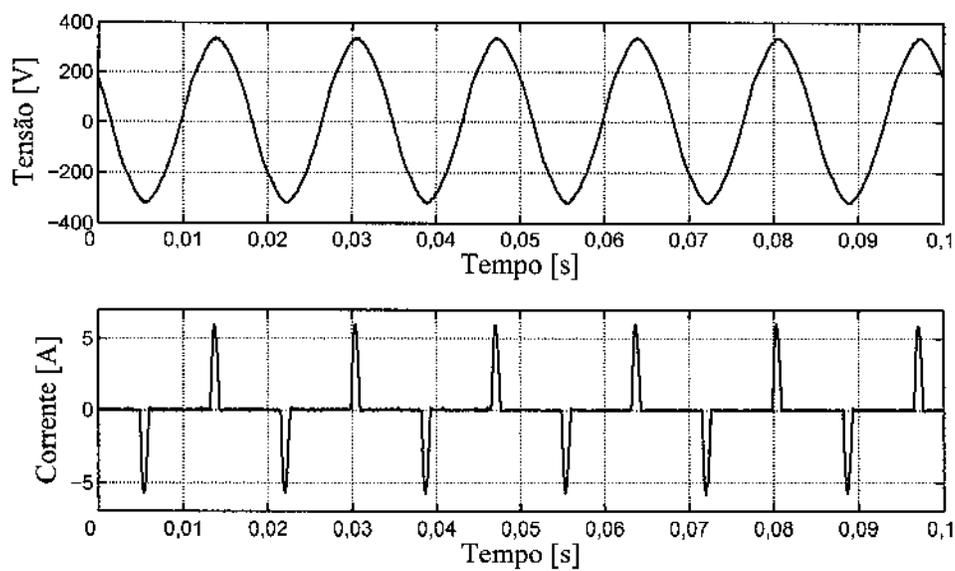


Figura 4.2: Tensão e corrente na entrada do circuito em regime.

do circuito é baixo, $fp \approx 0,469$, e pode ser melhorado com o uso do braço não utilizado no sistema monofásico para implementar um circuito pré-regulador de fator de potência.

A figura 4.3 mostra a tensão no capacitor de filtragem e a corrente na entrada do circuito, drenada da rede elétrica. Existe um *ripple* na tensão do capacitor devido a carga. A tensão média no capacitor é de $V = 321,41$ V.

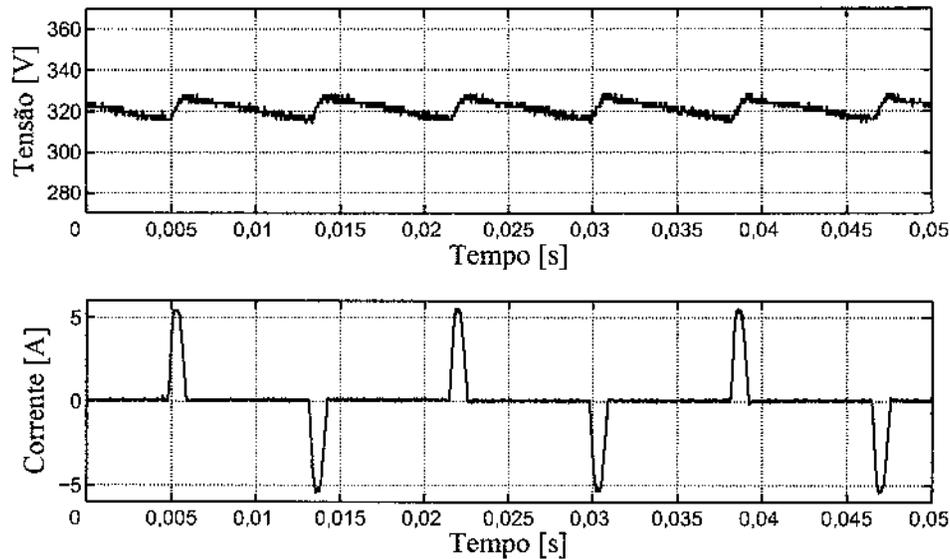


Figura 4.3: Tensão no capacitor corrente antes do estágio de retificação.

A figura 4.4 mostra a tensão na saída do conversor de potência, forma-de-onda retangular e a corrente no circuito, numa forma-de-onda aproximadamente triangular. A tensão eficaz resulta em $V = 308,89$ V e a potência média resulta em $P = 146,71$ W.

A figura 4.5 mostra a tensão e a corrente no primário do transformador. A tensão é diferente da figura 4.4 pois existe o capacitor série de desacoplamento de $2\mu\text{F}$ que acaba por aumentar a tensão aplicada ao transformador. A tensão eficaz resulta em $V = 329,40$ V, a corrente eficaz em $I = 1,02$ A e a potência média resulta em $P = 143,21$ W. A frequência de trabalho é de $2,73$ kHz. A carga tem um comportamento indutivo caracterizado pela corrente atrasada da tensão, condição que atende os requisitos de comutação suave.

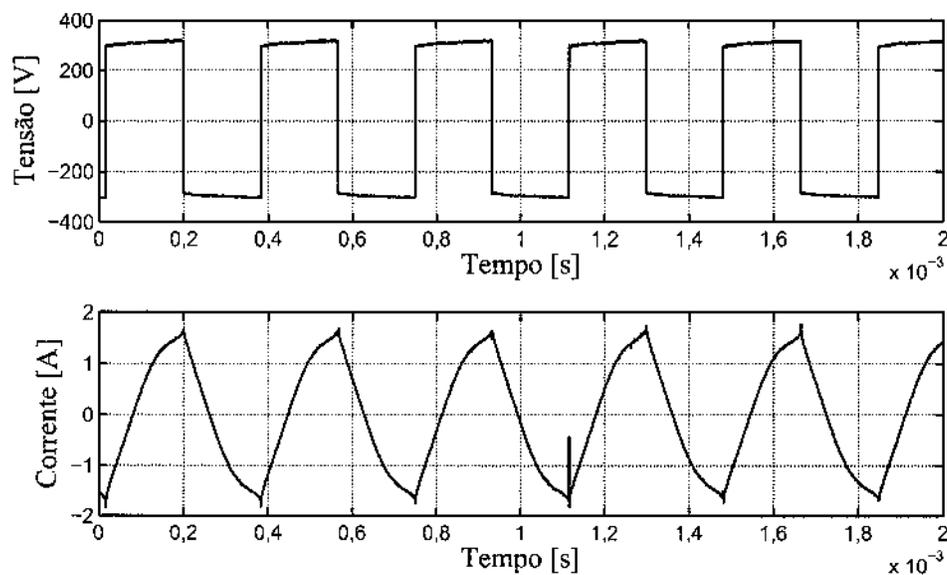


Figura 4.4: Tensão e corrente na saída do inversor.

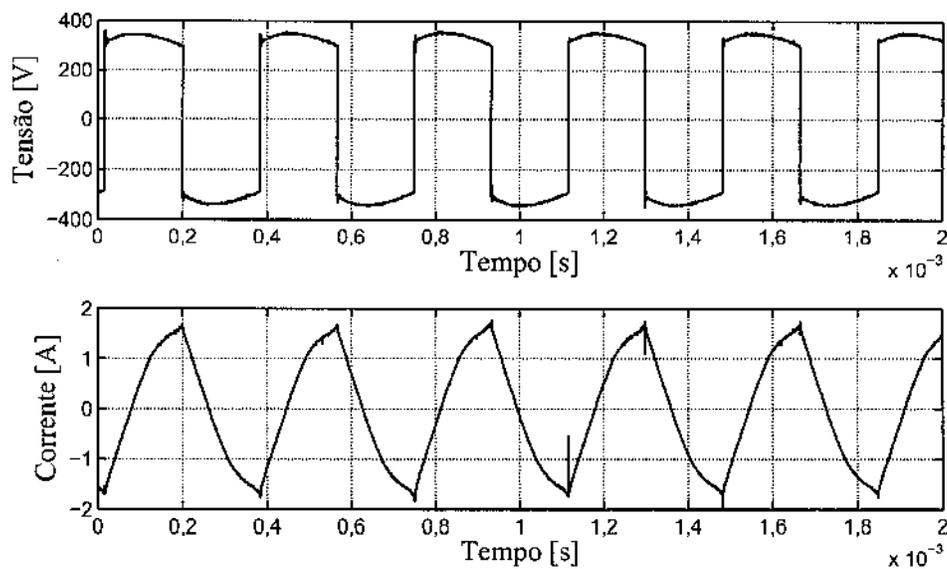


Figura 4.5: Tensão e corrente no primário do transformador.

A figura 4.6 mostra a tensão de saída – tensão aplicada à célula ozonizadora. A tensão atinge um pico de aproximadamente 8,0 kV. A distorção da forma-de-onda indica onde a descarga elétrica começa, isto é, quando a tensão atinge aproximadamente 2,0 kV.

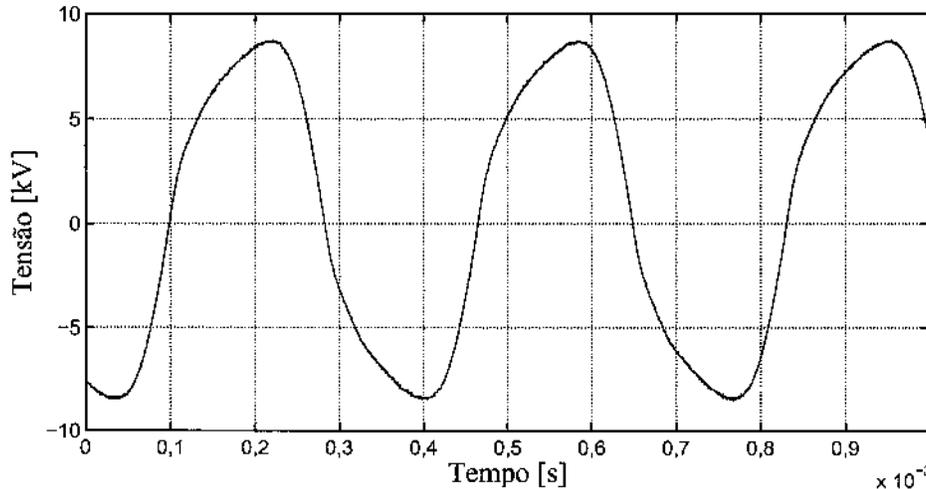


Figura 4.6: Tensão na célula ozonizadora.

A figura 4.7 mostra a relação entre a frequência de trabalho e a potência de saída. A variação linear é bastante útil para a implementação do controle da potência tanto de maneira local, através dos botões de ajuste da frequência, quanto de maneira remota, através da interface 4 mA a 20 mA. Acima de 4,3 kHz a potência é praticamente nula pois a tensão na célula ozonizadora não atinge o limiar para ionizar o ar e assim não há produção de ozônio.

A figura 4.8 mostra a potência de saída versus a tensão no barramento de tensão contínua numa frequência de trabalho fixada em 2,729 kHz. A tensão contínua influencia diretamente a tensão eficaz aplicada pelo inversor à carga, de maneira que a curva pode ser interpretada como tensão eficaz aplicada pelo inversor. A variação linear é importante para fazer a equalização de potência nos transformadores na versão trifásica, apresentada na seção seguinte. Essa curva também permitiria fazer um controle do tipo PWM no conversor monofásico, com a frequência constante e a variação da largura do pulso. A forma-de-onda aplicada à carga seria retangular.

O rendimento do conversor foi estimado através do osciloscópio Tektronix TDS 460A com uma sonda de tensão P6138 e uma sonda de corrente

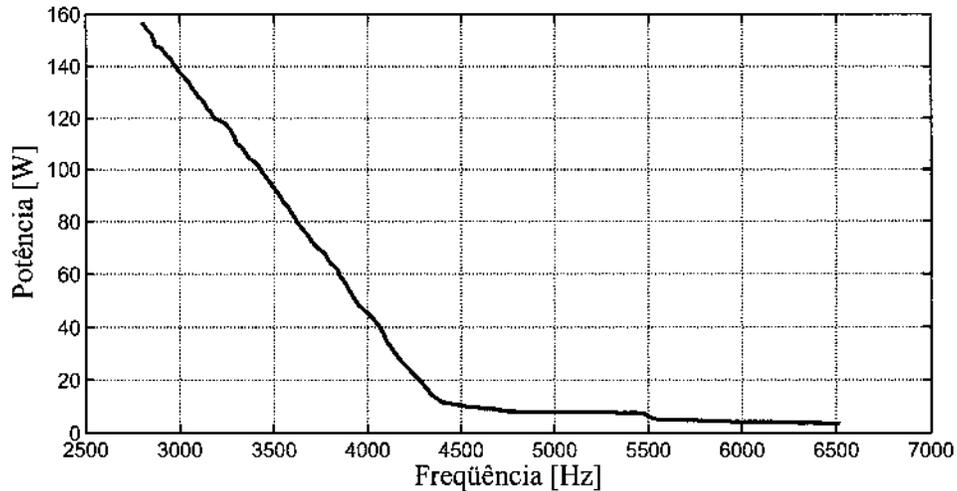
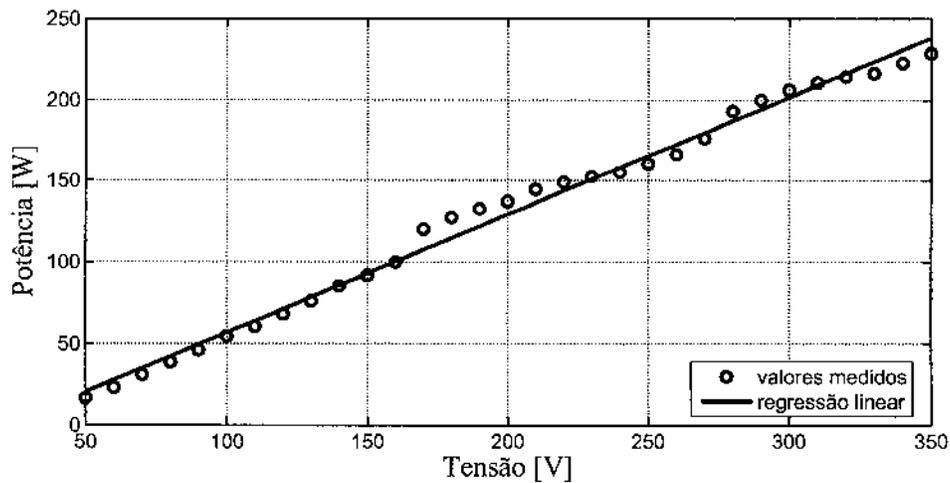


Figura 4.7: Potência de saída do inversor versus frequência.

Figura 4.8: Potência de saída do inversor versus tensão, $f = 2,729$ kHz.

TCP202 com largura de banda DC – 50 MHz. A potência absorvida da rede foi de aproximadamente 140 W e a potência nos terminais do inversor foi de aproximadamente 130 W. O rendimento do conversor resulta em aproximadamente 92,85%. Os valores de potência diferem das citadas noutras partes do texto pois o sistema não é imune à variação da rede e existe uma variação

de parâmetros com a temperatura.

4.3 Resultados experimentais do circuito trifásico

O circuito trifásico surgiu da necessidade de aumentar a potência do conjunto sem alterações significativas na curva de impedância do circuito e, por consequência, na frequência de trabalho. A interligação trifásica permite uma maior modularidade do circuito pois é possível operar com um, dois ou três conjuntos de cargas.

A figura 4.9 mostra a tensão no barramento e a corrente de entrada do retificador trifásico. O *ripple* da tensão é muito próximo do *ripple* da tensão no circuito monofásico de modo que com o mesmo capacitor é possível uma maior potência do circuito.

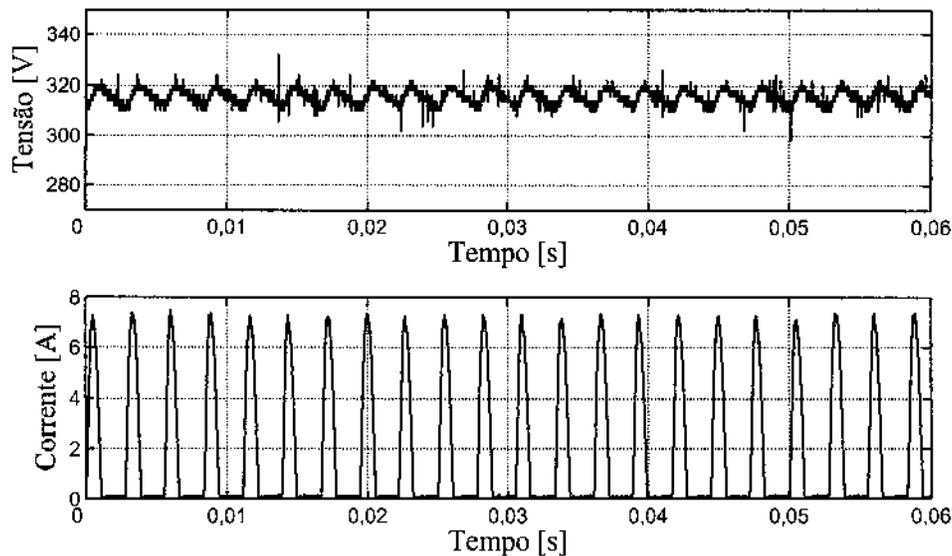


Figura 4.9: Tensão no capacitor de retificação e corrente entre a ponte retificadora e o capacitor no circuito trifásico.

A figura 4.10 mostra a tensão e a corrente no transformador 1. A potência média absorvida pelo transformador é de 155,33 W.

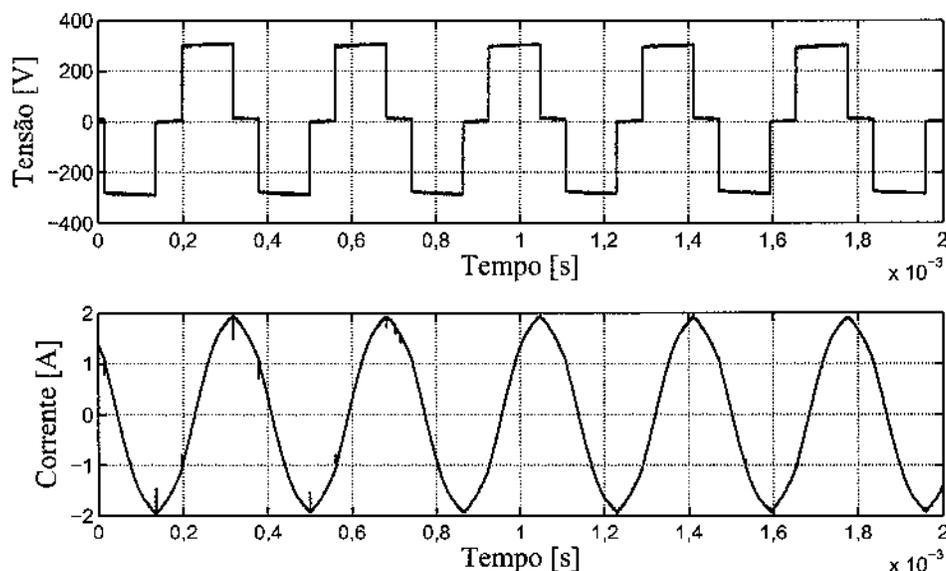


Figura 4.10: Tensão e corrente no primário do transformador 1.

A figura 4.11 mostra a tensão e a corrente no transformador 2. A potência média absorvida pelo transformador é de 202,63 W.

A figura 4.12 mostra a tensão e a corrente no transformador 3. A potência média absorvida pelo transformador é de 203,06 W.

A diferença entre as potências pode ser compensada através do ajuste da tensão eficaz nos transformadores de maior e menor potências. O microcontrolador adotado não consegue executar as operações matemáticas no tempo necessário para efetuar a compensação de potência. A compensação de potência demanda a leitura da corrente e da tensão nos transformadores e o microcontrolador deveria calcular a potência e, com as três potências, calcular a compensação necessária. O projeto inicial tem como requisito uma solução de baixo custo e simplicidade. A medição e o cálculo dessas grandezas necessitaria de circuitos de medição e muito provavelmente de um DSP – *Digital Signal Processor* o que vai contra a simplicidade e baixo custo do microcontrolador.

Uma outra solução para o desvio de potências é exigir do fabricante uma especificação rigorosa do transformador, com desvios de parâmetros previamente estabelecidos dentro de limites convenientes.

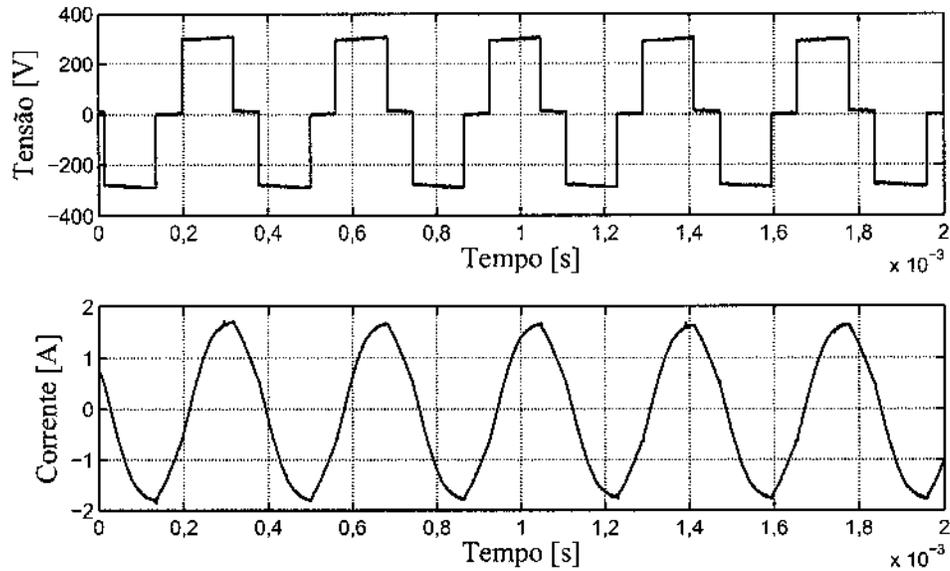


Figura 4.11: Tensão e corrente no primário do transformador 2.

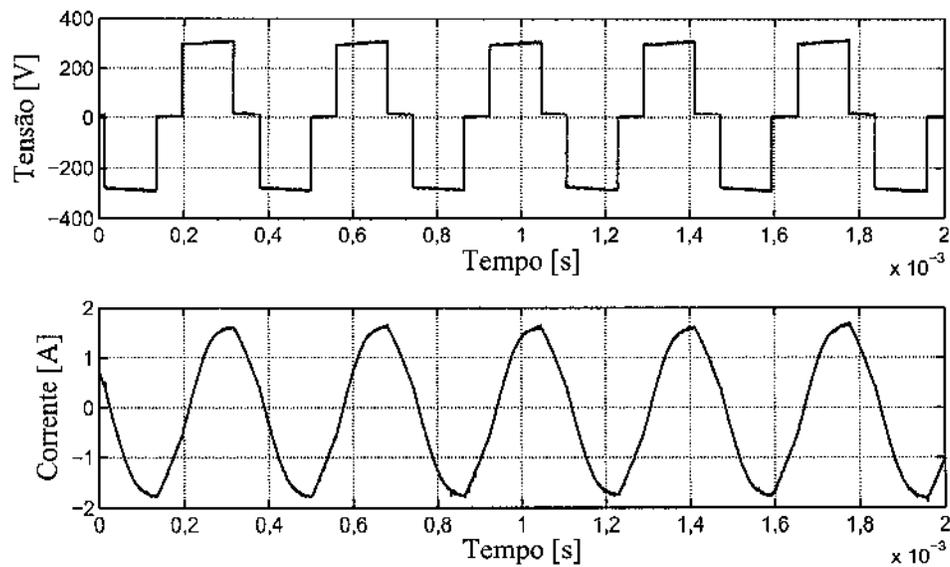


Figura 4.12: Tensão e corrente no primário do transformador 3.

A figura 4.13 mostra as tensões nos secundários dos transformadores. As tensões estão defasadas de $2\pi/3$ rad.

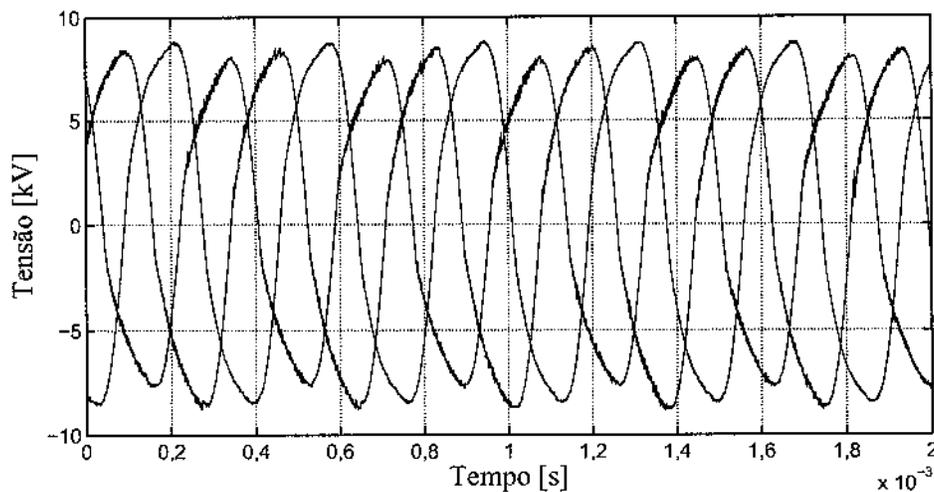


Figura 4.13: Tensões nos secundários de cada um dos transformadores.

4.4 Conclusão

As informações do CAPÍTULO 2 permitiram o projeto do circuito conforme o CAPÍTULO 3. Os resultados experimentais atenderam às expectativas iniciais do projeto. Um protótipo de 200 W foi projetado, construído e ensaiado. O circuito monofásico funcionou adequadamente e a potência que foi entregue a carga foi de 130 W. O circuito trifásico atendeu as necessidades do projeto e a potência entregue à carga foi de 560 W, embora ainda não tenha sido implementado o controle de potência individual.

Capítulo 5

Conclusões

O protótipo desenvolvido foi capaz de atender as necessidades iniciais do projeto – baixo custo, modularidade, robustez, capacidade de operação a distância, entre outras – para atender uma indústria de equipamentos de produção de ozônio.

O modelo elétrico do transformador foi suficientemente preciso numa análise em baixa tensão, com o gerador de funções. Não foi possível realizar a curva de impedância do transformador em função da frequência com a tensão nominal no transformador para certificar que o modelo também é adequado em alta tensão. Os parâmetros calculados em baixa tensão podem ser utilizados como um bom ponto de partida no projeto do circuito e do circuito de acionamento. As medidas feitas na operação do circuito com potência se mostram próximas à equação do modelo com os parâmetros levantados. As divergências entre a simulação e a operação na bancada pode ser explicadas pela alteração da capacitância da célula ozonizadora em função da tensão de alimentação.

O circuito de alimentação de uma célula ozonizadora foi a base do projeto. A proteção, as funcionalidades, e todos os detalhes foram implementados na versão monofásica. A comutação suave permite que o circuito opere com baixas perdas. A medida de eficiência pode não ser muito precisa devido a dificuldade de medir potência média na saída do inversor. Existe um *ripple* de tensão no barramento de tensão contínua que dificulta a medida. Apesar disso, o valor medido não foge a realidade visto que as chaves semicondutoras não aquecem em demasia.

O circuito trifásico foi feito com base no circuito monofásico. O estágio de entrada foi modificado para que, com o mesmo capacitor, o *ripple* de

tensão não fosse problemático com a maior demanda de potência. Com isso, foi montado uma ponte retificadora completa trifásica. O inversor não foi alterado pois o disponível em laboratório e utilizado no monofásico possui três ramos.

O uso do microcontrolador PIC 16F872 se mostrou eficaz para a operação do circuito monofásico e suas funcionalidades. A partida suave implementada evitou picos de corrente desnecessários. O controle remoto, implementado através da interface 4 mA a 20 mA, pode colaborar no acionamento à distância ou inscrever o circuito numa estratégia maior de controle em que o circuito receberia comandos de um controlador. O circuito de proteção utilizado funcionou dentro do esperado. O teste foi feito com o circuito ajustado para operar próximo à frequência de ressonância. Uma variação na tensão de entrada varia a capacitância da carga e a variação da capacitância da carga pode colocar o circuito numa operação capacitiva. Feito o teste, o microcontrolador incrementou a frequência e evitou o funcionamento das chaves sem comutação suave. Esse microcontrolador pode também funcionar no caso trifásico. Entretanto, as restrições de projeto do transformador devem ser bastante rigorosas, o que pode afetar o custo dos mesmos. Dessa maneira o desvio de potência entre os transformadores é pequeno e a manutenção é facilitada. Os transformadores disponíveis em laboratório, conforme mostrado nos resultados, não demandam a mesma potência. Seria necessária uma estratégia de compensação da tensão eficaz para a equalização das potências médias em cada transformador. Essa estratégia não é possível de implementar no microcontrolador adotado. A estratégia de proteção para a manutenção da comutação suave, no caso do trifásico, deve ser diferente. Para a equalização das potências, o microcontrolador – ou DSP ou outro dispositivo conveniente – deverá ler a tensão e a corrente nos transformadores. As duas grandezas contém a informação se a comutação é suave ou não o que dispensa o uso da estratégia adotada no circuito monofásico.

O uso do circuito em campo pode ainda revelar problemas não previstos no projeto que somente são revelados em ensaios de campo, contudo isso não inviabiliza a produção do circuito.

O trabalho desenvolvido contou com a participação da empresa Panozon Ambiental, que forneceu as células ozonizadoras, informações técnicas e suporte financeiro. O circuito monofásico apresentado está em fabricação e comercialização pela empresa.

Referências Bibliográficas

- [1] M. Winter, “WebElements: the first periodic table on the WWW”, [2007?], [Online; acessado 10 de maio de 2007]. <http://www.webelements.com>
- [2] “Ozone: Helpful or harmful?” Aérias Air Quality Sciences IAQ Resource Center, Maio 2002, [Online; acessado 10 de maio de 2007]. <http://www.aerias.org/DesktopDefault.aspx?tabindex=2&tabid=78>
- [3] C. R. Martins, T. P. Arantes, and C. A. Garcia, “Análise microbiológica comparativa entre estufa à seco e gás ozônio na esterilização de materiais cirúrgicos”, [Online; acessado 10 de maio de 2007]. http://www.propp.ufu.br/revistaeletronica/edicao2004/biosaude/analise_microbiologica.PDF
- [4] E. B. Prestes, “Avaliação da eficiência do ozônio como sanitizante em hortaliças folhosas minimamente processadas”, Tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas – Faculdade de Engenharia de Alimentos, fevereiro 2007.
- [5] J. B. d. Souza, “Avaliação de métodos para desinfecção de água, empregando cloro, ácido peracético, ozônio e o processo de desinfecção combinado ozônio/cloro”, Tese de doutorado, Universidade de São Paulo – Escola de Engenharia de São Carlos, 2006.
- [6] D. M. Assirati, “Desinfecção de efluentes de ETE com ozônio para uso agrícola”, Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas – Faculdade de Engenharia Civil, Arquitetura e Urbanismo, 2005.
- [7] M. d. P. Corrêa, “Índice ultravioleta: avaliações e aplicações”, Tese de doutorado, Universidade de São Paulo – Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas, 2003.

-
- [8] B. Eliasson and U. Kogelschatz, "Modeling and applications of silent discharge plasmas", *Plasma Science, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 2, pp. 309–323, April 1991.
- [9] C. Gutiérrez-Tapia, "Dynamics of ozone generation in a silent oxygen discharge", *Plasma Science, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 4, pp. 1357–1362, Aug. 1998.
- [10] I. Chalmers, L. Zanella, and S. MacGregor, "Ozone synthesis in oxygen in a dielectric barrier free configuration", in *Pulsed Power Conference, 1995. Digest of Technical Papers. Tenth IEEE International*, vol. 2, 3-6 July 1995, pp. 1249–1254 vol.2.
- [11] J. Alonso, J. Garcia, A. Calleja, J. Ribas, and J. Cardesin, "Analysis, design, and experimentation of a high-voltage power supply for ozone generation based on current-fed parallel-resonant push-pull inverter", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 5, pp. 1364–1372, Sept.-Oct. 2005.
- [12] S. Wang, Y. Konishi, M. Ishitobi, S. Shirakawa, and M. Nakaoka, "Current-source type parallel inductor-compensated load resonant inverter with PDM control scheme for efficient ozonizer", in *Power Electronics Congress, 1998. CIEP 98. VI IEEE International*, 12-15 Oct. 1998, pp. 103–110.
- [13] S. Wang, M. Nakaoka, and Y. Konishi, "DSP-based PDM and PWM type voltage-fed load-resonant inverter with high-voltage transformer for silent discharge ozonizer", in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 1, 17-22 May 1998, pp. 159–164 vol.1.
- [14] Y. Konishi, S. Wang, M. Ishibashi, and M. Nakaoka, "Series inductor compensated load resonant inverter type ozonizer with pulse density modulation control scheme and its evaluations", in *Industrial Electronics, 1997. ISIE '97., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 2, 7-11 July 1997, pp. 347–352 vol.2.
- [15] Y. Konishi, S. Wang, M. Ishibashi, Y. Feng, and M. Nakaoka, "Efficient ozonizer using PDM and PWM controlled resonant inverter and its

-
- performance evaluations”, in *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, vol. 2, 3-6 Aug. 1997, pp. 971–976 vol.2.
- [16] S. Wang, M. Ishibashi, Y. Feng, M. Nakaoka, and Y. Konishi, “Series-compensated inductor type resonant inverter using pulse density modulation scheme for efficient ozonizer”, in *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on*, vol. 1, 26-29 May 1997, pp. 19–23 vol.1.
- [17] Y. Konishi, S. Wang, S. Shirakawa, and M. Nakaoka, “Pulse density modulated high-frequency load resonant inverter for ozonizer and its feasible performance evaluations”, in *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, vol. 2, 12-15 Oct. 1998, pp. 1313–1319 vol.2.
- [18] S. Wang, M. Nakaoka, and Y. Konishi, “PDM and PWM hybrid power control of a voltage-source type high-frequency inverter for ozonizer applications”, in *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 456)*, 21-23 Sept. 1998, pp. 40–45.
- [19] S. Wang, Y. Konishi, S. Shirakawa, Y. Kato, N. Takahashi, and M. Nakaoka, “Discrete pulse modulated high-frequency soft-switching inverter and its new application”, in *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, vol. 2, 27-29 July 1999, pp. 990–995 vol.2.
- [20] S. Wang, Y. Konishi, O. Koudriavtsev, and M. Nakaoka, “A novel silent discharge type ozonizer using pulse density modulated high-frequency inverter”, in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 2, 3-7 Oct. 1999, pp. 764–772 vol.2.
- [21] Y. Feng, Y. Konishi, S. Wang, Y. Wang, E. Chu, O. Koudriavtsev, and M. Nakaoka, “Next generation current-source soft-switched PDM and PWM hybrid mode inverter for silent discharge ozone generating tube drive”, in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, vol. 1, 15-18 Aug. 2000, pp. 312–317 vol.1.

- [22] O. Koudriavtsev, S. Wang, and M. Nakaoka, "Advanced development of voltage source soft-switching high-frequency inverter for silent discharge tube loads", in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IP EMC 2000. The Third International*, vol. 1, 15-18 Aug. 2000, pp. 302-307 vol.1.
- [23] —, "Power supply for silent discharge type load", in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol. 1, 8-12 Oct. 2000, pp. 581-587 vol.1.
- [24] Y. Wang, Y. Feng, O. Koudriavtsev, S. Moisseev, Y. Konishi, and M. Nakaoka, "Pulse density modulated soft switching high frequency parallel load resonant current-source inverter with a single auxiliary active resonant snubber", in *Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*, vol. 2, 22-25 Oct. 2001, pp. 657-662 vol.2.
- [25] O. Koudriavtsev, S. Wang, Y. Konishi, and M. Nakaoka, "A novel pulse-density-modulated high-frequency inverter for silent-discharge-type ozonizer", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 369-378, March-April 2002.
- [26] M. Akbari, V. Zahedzadeh, S. Shirmohammadzadeh, J. Chitsaz, and M. Chitsaz, "Efficient ozone generator using full-bridge inverter and its performance evaluations", in *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on*, vol. 2, 17-20 Nov. 2003, pp. 1182-1187 vol.2.
- [27] H. Changsheng, W. Liqiao, H. Yushui, and Z. Zhongchao, "A closed-loop control for the power source of the ozonizer", in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5, 20-25 June 2004, pp. 3984-3987 vol.5.
- [28] H. Yushui, W. Liqiao, L. Ping, and Z. Zhongchao, "Research on the power supply of the ozonizer based on a novel control strategy", in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IP EMC 2004. The 4th International*, vol. 2, 14-16 Aug. 2004, pp. 822-826 vol.2.
- [29] M. d. A. Turqueti, "Geração de ozônio por meio de células do tipo microdescarga a barreira dielétrica com geometria cilíndrica", Dissertação de mestrado, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2001.

- [30] B. Eliasson, M. Hirth, and U. Kogelschatz, "Ozone synthesis from oxygen in dielectric barrier discharges", *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 20, no. 11, pp. 1421–1437, November 1987.
- [31] J. Alonso, J. Cardesin, E. Corominas, M. Rico-Secades, and J. Garcia, "Low-power high-voltage high-frequency power supply for ozone generation", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 2, pp. 414–421, March-April 2004.
- [32] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [33] H. Calleja and J. Pacheco, "Frequency spectra of pulse-density modulated waveforms [of resonant invertors]", in *Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000. VII IEEE International*, 15-19 Oct. 2000, pp. 223–228.