



Universidade Federal do Rio Grande do Norte  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica e de Computação



**CONVERSOR CC/CA DE ALTA FREQUÊNCIA BASEADO  
EM INVERSORES RESSONANTES COM COMUTAÇÃO  
SEQÜENCIAL PARA EXCITAÇÃO DE UMA  
TOCHA INDUTIVA A PLASMA TÉRMICO**

**Jean Paul Dubut**

**Natal, RN – Brasil  
Julho de 2010**



Universidade Federal do Rio Grande do Norte  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica e de Computação



# **CONVERSOR CC/CA DE ALTA FREQUÊNCIA BASEADO EM INVERSORES RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SEQÜENCIAL PARA EXCITAÇÃO DE UMA TOCHA INDUTIVA A PLASMA TÉRMICO**

**Jean Paul Dubut**

Orientador: Prof. Dr. Sc. Andrés Ortiz Salazar – UFRN – CT - DCA

**Tese de doutorado** submetida ao corpo docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas), como parte integrante dos requisitos necessários para obtenção do título de Doutor em Ciências da Engenharia Elétrica.

**Natal, RN – Brasil  
Julho de 2010**

Divisão de Serviços Técnicos  
Catalogação da Publicação na Fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Dubut, Jean Paul.

Conversor CC/CA de alta frequência baseado em inversores ressonantes com comutação seqüencial para excitação de uma tocha indutiva a plasma térmico / Jean Paul Dubut. – Natal, RN, 2010.

168 f. : il.

Orientador: Andrés Ortiz Salazar.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Conversor CC/CA – Tese. 2. Inversor ressonante – Tese. 3. Comutação sequencial – Tese. 4. Rádiofrequência – Tese. I. Salazar, Andrés Ortiz. II. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. III. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.314.5(043.2)

**Jean Paul Dubut**

**CONVERSOR CC/CA DE ALTA FREQUÊNCIA BASEADO  
EM INVERSORES RESSONANTES COM COMUTAÇÃO  
SEQÜENCIAL PARA EXCITAÇÃO DE UMA  
TOCHA INDUTIVA A PLASMA TÉRMICO**

Tese de Doutorado submetida ao corpo docente da Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte como parte integrante dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências da Engenharia Elétrica.

Aprovada por:

---

Prof. Andrés Ortiz Salazar, D.Sc. - UFRN (Orientador)

---

Prof. André Laurindo Maitelli, D.Sc. - UFRN (Examinador interno)

---

Prof. Francisco de Assis Oliveira Fontes, D.Sc. – UFRN (Examinador interno)

---

Prof. Fernando Soares dos Reis, D.Ing. – PUCRS (Examinador externo)

---

Prof. Alexandre Magnus Fernandes Guimarães, D.Sc. - IFBA (examinador externo)

**Natal, RN – Brasil**

**Julho de 2010**

*À minha esposa Maria do Céu,  
à meus filhos Emmanuella, Patrick  
e Nathalie, e aos meus netos.*

# Agradecimentos

Um agradecimento muito especial ao meu orientador, Professor Andrés Ortiz Salazar, por sua dedicação e incentivo ao desenvolvimento deste trabalho, compreensão nas horas difíceis e pelas palavras amigas que sempre teve para comigo. Muito obrigado.

Ao Professor André Laurindo Maitelli, pelas valiosas colocações e pelo apoio amigo que me tem dado ao longo desses anos.

Ao Professor Fernando Soares dos Reis, que acompanha de longa data nossos trabalhos e veio abrilhantar a composição da Banca Examinadora com o seu amplo conhecimento sobre sistemas de potência.

Ao Professor e amigo Alexandre Magnus Fernandes Guimarães, a quem cabe uma grande contribuição pelo êxito deste projeto.

Ao Professor Francisco de Assis Oliveira Fontes, pelo apoio fundamental no desenho e na construção do reator e da tocha à plasma.

Aos demais Professores do PPgEEC que colaboraram, de forma direta ou indireta, para o êxito deste trabalho.

Aos bolsistas que contribuíram ao longo do projeto e mais especialmente, aos engenheiros Marcos Vinícius, Luciano e Aderildo na montagem e teste dos protótipos.

Ao INPE, instituição à qual pertença há quase 40 anos, por ter me dado o apoio necessário e permitir que este trabalho fosse desenvolvido.

À FINEP/PADCT, pelo suporte financeiro ao projeto sem o qual a sua materialização não teria sido possível.

Enfim, a este grande e belo país chamado "Brasil" que um dia me acolheu.

# Resumo

Este trabalho descreve o estudo, a análise, a metodologia de projeto e os detalhes de construção de um conversor ressonante CC/CA de alta frequência usando técnicas de comutação seqüencial (*sequential pulse gating*), para a excitação de uma tocha indutiva a plasma térmico. Esta tese objetiva mostrar a potencialidade desta nova técnica de modulação e apresentar uma alternativa tecnológica para o projeto de conversores eletrônicos de potência em altas frequências. O conversor ressonante opera na frequência nominal de 400 kHz, com potência de 50 kW, e é constituído por células inversoras empregando chaves IGBTs de comutação rápida. Para minimizar as perdas de comutação no corte, as células ressonantes operam no modo de chaveamento suave ZVS, referenciado por uma malha PLL modificada que mantém esta condição estável apesar das variações de carga. A estratégia de comando por comutação seqüencial permite operar os dispositivos IGBTs no seu limite superior de potência usando as propriedades de redução (*derating*) e de alívio (*destressing*) de corrente, assim como propicia um efeito de multiplicação na frequência final do conjunto de inversores. A saída do conversor é conectada a um circuito ressonante série formado pelo aplicador da tocha ICTP e um capacitor de compensação, por intermédio de um transformador RF de adaptação de impedâncias. No final, são apresentados resultados experimentais e ensaios conduzidos em laboratório como forma de validar a nova técnica proposta.

**Palavras-chaves:** Inversor ressonante série, IGBT, acionamento seqüencial, comutação suave ZVS, plasma térmico.

# Abstract

This work describes the study, the analysis, the project methodology and the constructive details of a high frequency DC/AC resonant series converter using sequential commutation techniques for the excitation of an inductive coupled thermal plasma torch. The aim of this thesis is to show the new modulation technique potentialities and to present a technological option for the high-frequency electronic power converters development. The resonant converter operates at 50 kW output power under a 400 kHz frequency and it is constituted by inverter cells using ultra-fast IGBT devices. In order to minimize the turn-off losses, the inverter cells operates in a ZVS mode referred by a modified PLL loop that maintains this condition stable, despite the load variations. The sequential pulse gating command strategy used it allows to operate the IGBT devices on its maximum power limits using the derating and destressing current scheme, as well as it propitiates a frequency multiplication of the inverters set. The output converter is connected to a series resonant circuit constituted by the applicator ICTP torch, a compensation capacitor and an impedance matching RF transformer. At the final, are presented the experimental results and the many tests achieved in laboratory as form to validate the proposed new technique.

**Keywords:** Series resonant inverter, IGBT, sequential pulse gating, soft switching ZVS, thermal plasma.

# Sumário

<b>Sumário</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Símbolos e Abreviaturas</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Generalidades .....	1
1.2 Histórico e contexto situacional .....	3
1.3 Justificativa e motivação .....	6
1.4 Objetivos e enfoque .....	7
1.5 Apresentação e organização .....	8
<b>2 Descrição da Planta de Tratamento de Resíduos por Plasma Térmico</b>	<b>10</b>
2.1 Introdução .....	10
2.2 Descrição do sistema .....	11
2.2.1 Arquitetura da planta .....	11
2.2.2 Tocha RF indutiva a plasma térmico – ICTP .....	15
2.2.3 Fonte RF de alta frequência .....	19
2.2.4 Demais subsistemas .....	22
2.3 Caracterização e análise do processo térmico .....	22
2.4 Conclusões .....	22
<b>3 Conversor Ressonante de Alta Frequência - Estudo de Topologias, Modelagem e Técnicas de Controle</b>	<b>24</b>
3.1 Introdução .....	24
3.2 Conceito de comutação seqüencial em alta frequência .....	28

3.2.1	Princípio de funcionamento . . . . .	28
3.2.2	Associação de módulos inversores . . . . .	33
3.2.3	Controle de potência em módulos inversores . . . . .	34
3.3	Análise do conversor ressonante série com acionamento seqüencial . . . . .	35
3.3.1	Topologia do conversor . . . . .	35
3.3.2	Análise qualitativa da célula inversora . . . . .	38
3.3.2.1	Análise em regime no modo ZVS . . . . .	40
3.3.2.2	Análise no modo não-ZVS . . . . .	44
3.3.2.3	Análise do modelo proposto com chaveamento seqüencial . . . . .	48
3.4	Modelagem do conversor ressonante série . . . . .	49
3.4.1	Método de modelagem para pequenos sinais . . . . .	51
3.4.2	Modelagem do estágio de potência . . . . .	52
3.4.3	Modelagem da malha de regulação de potência . . . . .	57
3.4.4	Modelagem da malha de controle de frequência . . . . .	59
3.4.5	Modelagem do amplificador de compensação de erro . . . . .	63
3.4.6	Modelo completo do conversor ressonante . . . . .	64
3.5	Análise do transformador RF de adaptação de impedâncias . . . . .	65
3.5.1	Análise sumária do transformador RF . . . . .	66
3.6	Análise da carga ressonante série . . . . .	72
3.6.1	Descrição da tocha a plasma e do aplicador RF . . . . .	72
3.6.2	Modelo do transformador de plasma . . . . .	74
3.6.3	Avaliação dos parâmetros da carga de plasma . . . . .	78
3.6.4	Transferência de potência ao plasma - Eficiência e potência mínima para manutenção da descarga . . . . .	80
3.7	Conclusões . . . . .	82
<b>4</b>	<b>Conversor Ressonante de Alta Frequência – Desenvolvimento, Implementação e Simulações</b>	<b>84</b>
4.1	Introdução . . . . .	84
4.2	Sistema proposto . . . . .	84

4.2.1	Estrutura funcional .....	84
4.2.2	Especificações do sistema .....	86
4.3	Implementação e dimensionamento .....	86
4.3.1	Estratégia e padrões de acionamento .....	86
4.3.2	Células inversoras .....	90
4.3.3	Módulos de excitação .....	94
4.3.4	Unidade geradora de comando e controle .....	97
4.3.5	Interface e link de fibras ópticas .....	106
4.3.6	Unidade detetora de transições .....	111
4.3.7	Transformador RF de adaptação de impedâncias .....	112
4.3.8	Aplicador RF da tocha ICTP e carga ressonante .....	118
4.4	Simulações .....	121
4.4.1	Células inversoras .....	121
4.4.2	Conversor ressonante .....	124
4.4.3	Unidade geradora de comando e controle .....	126
4.4.4	Transformador RF de adaptação de impedâncias .....	130
4.5	Conclusões .....	131
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>133</b>
5.1	Introdução .....	133
5.2	Resultados obtidos para os diversos perfis de operação .....	133
5.2.1	Conversor ressonante série de alta frequência .....	133
5.2.1.1	No modo de operação ZVS .....	133
5.2.1.2	No modo de operação não-ZVS .....	136
5.2.2	Módulos de excitação .....	140
5.2.3	Unidade geradora de comando e controle .....	142
5.2.5	Interface e link de fibras ópticas .....	144
5.2.5	Unidade detetora de transições .....	145
5.2.6	Transformador RF de adaptação de impedâncias .....	147
5.2.7	Aplicador RF da tocha ICTP e carga ressonante .....	151

5.3 Conclusões .....	152
<b>6 Conclusões Gerais e Perspectivas</b>	<b>154</b>
6.1 Conclusões gerais .....	154
6.2 Perspectivas para trabalhos futuros .....	155
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>157</b>
<b>Apêndice A. Referências dos Trabalhos Publicados</b>	<b>165</b>
<b>Anexos - Dados Técnicos dos Componentes Eletrônicos e dos demais Dispositivos Utilizados</b>	<b>166</b>
A.1 Dados técnicos do módulo IGBT SKM200GB125D .....	166
A.2 Dados técnicos do módulo de excitação SKHI26F .....	166
A.3 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT4046 .....	166
A.4 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT221 .....	166
A.5 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT161 .....	167
A.6 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT138 .....	167
A.7 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT74 .....	167
A.8 Dados técnicos do link de fibras ópticas HFBR1521 .....	167
A.9 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT4068 .....	167
A.10 Dados técnicos do circuito integrado TL3016 .....	167
A.11 Dados técnicos do material magnético 3F3 de FERROXCUBE .....	167
A.12 Dados técnicos do núcleo magnético NC-100/57/25 de THORNTON .....	168
A.13 Dados técnicos do núcleo magnético U100/57/25 de FERROXCUBE .....	168

# Lista de Figuras

<b>Figura</b>	<b>Página</b>
2.1 Diagrama ilustrativo da planta de tratamento . . . . .	12
2.2 Perfil de temperatura das componentes do gás nos modos eletrônico, vibracional e rotacional em condições de LTE . . . . .	16
2.3 Vista ilustrativa de uma tocha ICTP . . . . .	17
2.4 Vista parcial da fonte RF . . . . .	21
3.1 Rendimento típico de fontes RF . . . . .	26
3.2 Mapa de aplicações de semicondutores em inversores . . . . .	27
3.3 Sistema modular de conversores . . . . .	29
3.4 Configurações de inversores . . . . .	30
3.5 Comportamento das perdas de condução, no corte e na comutação para o IGBT FF200 . . . . .	31
3.6 Diagrama de chaveamento seqüencial dos módulos inversores . . . . .	32
3.7 Arranjo de módulos . . . . .	33
3.8 Topologia do conversor ressonante e subsistemas associados . . . . .	36
3.9 Diagrama de blocos do controlador PLL modificado . . . . .	37
3.10 Diagrama simplificado de acionamento das células inversoras . . . . .	38
3.11 Modelo simplificado do inversor ressonante . . . . .	39
3.12 Formas de ondas do sistema em regime no modo ZVS . . . . .	40
3.13 Modelo simplificado do inversor ressonante em modo ZVS para a etapa 2 . . . . .	41
3.14 Modelo simplificado do inversor ressonante em modo ZVS para a etapa 4 . . . . .	42
3.15 Etapas do inversor no modo ZVS durante um ciclo de comutação . . . . .	43
3.16 Formas de onda do sistema em regime no modo não-ZVS . . . . .	44
3.17 Etapas do inversor no modo não-ZVS durante um ciclo de comutação . . . . .	47
3.18 Formas de ondas do estágio de potência . . . . .	49
3.19 Curva de resposta da potência de saída em função de $d$ . . . . .	50
3.20 Diagrama do inversor ressonante com sistema de controle . . . . .	50
3.21 Modelo simplificado da célula inversora ressonante . . . . .	52
3.22 Circuito equivalente da célula inversora ressonante . . . . .	52

3.23	Relação de conversão de tensão do conversor ressonante em regime estável . . .	55
3.24	Diagrama da malha de regulação de potência . . . . .	58
3.25	Diagrama da malha de controle de frequência . . . . .	59
3.26	Circuito equivalente de carga de $C_c$ durante o período $\tau_\beta$ . . . . .	60
3.27	Modelo completo para pequenos sinais do conversor ressonante, incluindo o estágio de potência, a malha de controle de frequência e a malha de controle de fase . . . . .	64
3.28	Vista do transformador RF do tipo <i>planar</i> . . . . .	65
3.29	Circuito equivalente do transformador RF de adaptação de impedâncias . . . . .	66
3.30	Curva de magnetização de um núcleo de ferrite genérico . . . . .	67
3.31	Vista em corte de uma tocha RF a acoplamento indutivo . . . . .	73
3.32	Diagrama hipotético do modelo a transformador de plasma . . . . .	74
3.33	Diagrama do modelo equivalente do transformador de plasma . . . . .	75
4.1	Estrutura funcional do conversor ressonante e subsistemas associados . . . . .	85
4.2	Diagrama de conexão do conversor ressonante . . . . .	87
4.3	Diagrama de entrelaçamento da seqüência de acionamentos . . . . .	88
4.4	Diagrama de interconexão dos módulos de excitação e dos IGBTs . . . . .	89
4.5	Seqüências de acionamento do conversor ressonante de alta frequência . . . . .	90
4.6	Vista ilustrativa do módulo IGBT SKM200GB125D de SEMIKRON . . . . .	92
4.7	Vista ilustrativa das células inversoras constituindo o conversor ressonante . . . . .	94
4.8	Vista ilustrativa do módulo de excitação SKHI26F de SEMIKRON . . . . .	97
4.9	Diagrama elétrico simplificado da unidade geradora de comando e controle . . . . .	98
4.10	Diagrama funcional da seção VCO do circuito integrado 74HCT4046 . . . . .	99
4.11	Ábacos para determinação da frequência mínima do VCO . . . . .	99
4.12	Diagrama elétrico do gerador de <i>dead-time</i> e ábaco para determinação da constante de tempo do multivibrador . . . . .	100
4.13	Vista ilustrativa da unidade geradora de comando e controle . . . . .	101
4.14	Diagrama funcional da seção PLL do circuito integrado 74HCT4046 . . . . .	102
4.15	Diagrama de resposta do comparador tipo II e oscilogramas. . . . .	103
4.16	Vista ilustrativa de uma seqüência completa de comando . . . . .	106
4.17	Vista ilustrativa dos optoacopladores e do link de fibras ópticas . . . . .	107
4.18	Ábaco para determinação da corrente de polarização do HFBR1521 . . . . .	108
4.19	Ábaco para correção da largura de pulso e do atraso de propagação . . . . .	109

4.20	Diagrama elétrico da interface do link óptico . . . . .	110
4.21	Diagrama elétrico do detector de transições da corrente da carga ressonante . . . . .	111
4.22	Vista ilustrativa do detector de transições da corrente da carga ressonante . . . . .	111
4.23	Diagrama ilustrativo do arranjo dos núcleos empilhados . . . . .	114
4.24	Diagrama de empilhamento e entrelaçamento dos enrolamentos . . . . .	115
4.25	Vista ilustrativa do transformador RF de adaptação de impedâncias . . . . .	117
4.26	Diagrama mecânico do aplicador RF da tocha ICTP . . . . .	118
4.27	Vista ilustrativa da tocha ICTP e do aplicador RF . . . . .	119
4.28	Diagrama da célula inversora usada nas simulações . . . . .	122
4.29	Ciclo de comutação na frequência $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$ . . . . .	122
4.30	Ciclo de comutação na frequência $f_s = f_0 - \Delta f_{ZVS}$ . . . . .	123
4.31	Ciclo de comutação na frequência $f_s = f_0 + 50 \text{ kHz}$ . . . . .	123
4.32	Ciclo de comutação na frequência $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$ no modo ZVS . . . . .	123
4.33	Diagrama do conversor ressonante usado nas simulações . . . . .	124
4.34	Ciclo de comutação na frequência $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$ no modo ZVS . . . . .	125
4.35	Seqüência de comutação na frequência $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$ no modo ZVS . . . . .	125
4.36	Seqüência de comutação na frequência $f_s = f_0 - 50 \text{ kHz}$ . . . . .	126
4.37	Seqüência de comutação na frequência $f_s = f_0 + 50 \text{ kHz}$ . . . . .	126
4.38	Diagrama da unidade de comando e controle usado nas simulações . . . . .	127
4.39	Detalhe da seqüência dos oito pulsos de acionamento das quatro células . . . . .	128
4.40	Detalhe do “dead-time” inserido nas seqüências de acionamento . . . . .	128
4.41	Diagrama da seqüência contínua de acionamento . . . . .	129
4.42	Diagrama da seqüência de acionamento de 1.000 pulsos . . . . .	129
4.43	Diagrama do circuito equivalente do transformador RF de impedâncias . . . . .	130
4.44	Simulação do transformador RF de impedâncias com carga total . . . . .	130
4.45	Simulação do transformador RF de impedâncias com meia carga . . . . .	131
4.46	Simulação do transformador RF de impedâncias a vazio . . . . .	131
5.1	Comutação do IGBT no <i>turn-on</i> no modo ZVS . . . . .	134
5.2	Comutação do IGBT no <i>turn-off</i> no modo ZVS . . . . .	134
5.3	Tensão e corrente na carga ressonante no ponto de operação ZVS . . . . .	135
5.4	Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas no ponto de operação ZVS . . . . .	135

5.5	Tensão e corrente na carga ressonante na frequência de 200 kHz . (Operação no modo não-ZVS) . . . . .	137
5.6	Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas na frequência de 200 kHz . (Operação no modo não-ZVS) . . . . .	137
5.7	Tensão e corrente na carga ressonante na frequência de 300 kHz . (Operação no modo não-ZVS) . . . . .	138
5.8	Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas na frequência de 300 kHz . (Operação no modo não-ZVS) . . . . .	138
5.9	Tensão e corrente na carga ressonante na frequência de 400 kHz . (Operação no modo não-ZVS) . . . . .	139
5.10	Figura 5.10 - Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas na frequência de 400 kHz . (Operação no modo não-ZVS) . . . . .	139
5.11	Vista do aplicador RF e da carga resistiva utilizada nos ensaios . . . . .	140
5.12	Atraso introduzido pelo módulo de excitação nas seqüências de pulsos . . . . .	141
5.13	Vista ampliada do atraso introduzido pelo módulo de excitação . . . . .	141
5.14	Seqüência de pulsos para acionamento das células inversoras ressonantes . . . . .	142
5.15	Detalhe do <i>dead-time</i> inserido na seqüência de pulsos de comando . . . . .	142
5.16	Seqüência de acionamento das células inversoras 1 e 2 . . . . .	143
5.17	<i>Dead-time</i> entre pulsos de comando da célula inversora 1 . . . . .	143
5.18	Forma de onda da malha PLL travada na frequência de ressonância . . . . .	144
5.19	Diagrama de ondas dos optoacopladores sem correção . . . . .	144
5.20	Diagrama de ondas dos optoacopladores após correção . . . . .	145
5.21	Sinal na saída da bobina de <i>Rogowski</i> a 200 kHz . . . . .	145
5.22	Sinal na saída da bobina de <i>Rogowski</i> a 300 kHz . . . . .	146
5.23	Sinal na saída da bobina de <i>Rogowski</i> a 400 kHz . . . . .	146
5.24	Tensão na entrada e saída do transformador RF de impedâncias na frequência de 200 kHz . . . . .	148
5.25	Tensão na entrada e saída ampliadas do transformador RF de impedâncias na frequência de 200 kHz . . . . .	148
5.26	Tensão na entrada e saída do transformador RF de impedâncias na frequência de 300 kHz . . . . .	149
5.27	Tensão na entrada e saída ampliadas do transformador RF de impedâncias na frequência de 300 kHz . . . . .	149

5.28	Tensão na entrada e saída do transformador RF de impedâncias na frequência de 400 <i>kHz</i> .....	150
5.29	Tensão na entrada e saída ampliadas do transformador RF de impedâncias na frequência de 400 <i>kHz</i> .....	150
5.30	Posição dos diversos elementos constituindo a carga ressonante .....	151
5.31	Vista do transformador virtual criado entre o aplicador RF e a carga resistiva .	152

# Lista de Tabelas

<b>Tabela</b>	<b>Página</b>
4.1 Especificações gerais do sistema . . . . .	86
4.2 Seqüência de comutação das chaves IGBTs . . . . .	87
4.3 Posição física das células inversoras . . . . .	88
4.4 Interligação das proteções dos IGBTs . . . . .	89
4.5 Relação de módulos IGBTs do tipo NPT de SEMIKRON . . . . .	92
4.6 Relação de módulos de excitação SEMIDRIVER de SEMIKRON . . . . .	96
4.7 Parâmetros para cálculo das perdas magnéticas . . . . .	113
4.8 Características físico-elétricas do cobre . . . . .	118
5.1 Principais parâmetros do transformador RF . . . . .	147
5.2 Principais parâmetros do aplicador RF da tocha ICTP . . . . .	151

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

<b><i>Símbolo</i></b>	<b>Descrição</b>
$A_c$	Área da seção reta do núcleo magnético
$A_w$	Área da seção reta da espira
$C_{apl\_ICTP}$	Capacitância medida do aplicador RF da tocha ICTP
$C_{cam}$	Capacitância parasita da camada inter-espiras
$C_{in}$	Capacitância dinâmica do gate do IGBT
$C_{iss}$	Capacitância estática do gate do IGBT
$C_n$	Capacitor de n° n
$CNTP$	Condições Normais de Temperatura e Pressão
$C_{RF}$	Capacitor de compensação do aplicador RF
$C_s$	Capacitância da chave IGBT
$CSI$	Current Switching Inverter
$d$	Ciclo de trabalho ou <i>duty-cycle</i>
$D$	Diâmetro do indutor
$D_{conv}$	Ciclo de operação do conversor
$D_{inv}$	Ciclo de operação do inversor
$D_n$	Diodo de n° n
$DRE$	Destruction and Removal Efficiency
$f_0$	Frequência de ressonância da carga
$f_{equ}$	Frequência de operação equivalente do transformador RF
$F_m$	Ganho do modulador PWM
$f_s$	Frequência de chaveamento
$G_d$	Função de transferência do compensador PID
$G_e$	Função de transferência do VCO
$GTO$	Gate Turn Off transistor
$I_1$	Corrente no primário do transformador RF
$I_2$	Corrente no secundário do transformador RF
$I_c$	Componente cossenoidal da corrente na carga ressonante

<i>ICTP</i>	Inductively Coupled Thermal Plasma
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
$I_L$	Corrente circulando na carga ressonante
$I_{Lr}$	Pico de corrente reversa na carga
$I_{Ls}$	Corrente eficaz circulando na indutância do barramento
$I_{rp}$	Pico de corrente reversa
$I_s$	Componente senoidal da corrente na carga ressonante
<i>ISM</i>	Industrial, Scientific and Medical
$K$	Temperatura absoluta em Kevin
$k$	Coefficiente geométrico do indutor
$L$	Comprimento do indutor
$L_{apl\_ICTP}$	Indutância medida do aplicador RF da tocha ICTP
$l_c$	Comprimento médio do caminho magnético do núcleo
$L_{cam}$	Indutância de dispersão da camada
$L_e$	Indutância equivalente
$L_{mag}$	Indutância de magnetização
$L_{RF}$	Indutância do aplicador RF da tocha ICTP
$L_s$	Indutância parasita do barramento CC
$l_w$	Comprimento médio da espira
$l_w$	Comprimento de uma espira
$M$	Coefficiente de mútua indução
$m_e$	Massa do elétron
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
$n$	Número de células inversoras
$N:I$	Relação de transformação do transformador RF
$N_1$	Numero de espiras do primário
$N_2$	Numero de espiras do secundário
$n_e$	Número de elétrons
<i>NPT</i>	Non Punch Through
$P_0$	Potência de saída na carga ressonante
<i>PDM</i>	Pulse Density Modulation
$P_{Fouc}$	Perdas no transformador RF por correntes de Foucault
$P_{hyst}$	Perdas no transformador RF por histerese

$PLL$	Phase Locked Loop
$P_{out}$	Potência de saída
$P_{pl}$	Potência no plasma
$P_{wind}$	Perdas nos enrolamentos do transformador RF
$PWM$	Pulse Width Modulation
$Q$	Carga acumulada na junção do IGBT
$Q_0$	Fator de qualidade do circuito na frequência de ressonância
$Q_n$	Chave IGBT de nº n
$r$	Raio do indutor
$R_{apl\_ICTP}$	Resistência medida do indutor do aplicador RF da tocha ICTP
$R_{ca}$	Resistência dos enrolamentos em corrente alternada
$R_{cc}$	Resistência dos enrolamentos em corrente contínua
$RF$	Radiofrequência
$R_{pl}$	Resistência do plasma
$R_{RF}$	Resistência equivalente apresentada pelo aplicador RF
$R_s$	Resistência série do barramento
$R_{th}$	Resistência térmica equivalente
$SIT$	Static Induction Transistor
$S_n$	Tempo de subida da rampa do PWM
$T$	Temperatura em graus Kelvin
$t_{off}$	Intervalo de tempo para estabelecimento do corte do IGBT
$t_{off}$	Tempo de corte do IGBT
$t_{on}$	Intervalo de tempo para estabelecimento da condução do IGBT
$t_{on}$	Tempo de acionamento do IGBT
$Tr$	Tempo de recuperação do IGBT
$V_0$	Tensão de barramento da fonte CC
$v_{AB}$	Tensão instantânea na carga ressonante
$V_c$	Componente cossenoidal da tensão na carga ressonante
$V_{CA}$	Tensão em corrente alternada
$V_{CC}$	Tensão em corrente contínua
$V_{CE}$	Tensão entre emissor e coletor do IGBT
$v_{ce}$	Tensão instantânea entre coletor e emissor
$v_{DSn}$	Tensão instantânea sobre o diodo e chave de nº n

$V_g$	Tensão da fonte no modelo para grandes sinais
$v_p$	Tensão instantânea de surto
$v_p$	Tensão instantânea de surto
$v_{ref}$	Tensão de referência do comparador da malha de potência
$v_{ref\omega}$	Tensão de referência do comparador da malha de frequência
$V_s$	Componente senoidal da corrente na carga ressonante
$VSI$	Voltage Switching Inverter
$W_s$	Frequência de chaveamento no modelo para grandes sinais
$X_{pl}$	Reatância da carga de plasma
$Z_0$	Impedância da carga na ressonância
$ZCS$	Zero Current Switching
$ZVS$	Zero Voltage Switching
$\delta$	Profundidade de penetração da onda no material
$\zeta$	Rendimento no plasma
$\sigma$	Resistividade do meio
$\sigma_{cu}$	Condutividade do cobre
$\nu$	Frequência eletrônica de colisão dos elétrons
$\Phi$	Ângulo de deslocamento de fase entre sinais
$\omega_0$	Frequência angular natural da carga
$\omega_s$	Frequência angular de chaveamento

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Generalidades

A crescente escassez de energia sob as suas mais diversas formas no âmbito mundial, apesar da maioria dos países realizarem vultosos investimentos na pesquisa de novas fontes energéticas ou no aprimoramento das atuais tecnologias, tem provocado a progressiva valorização dos insumos existentes e das *commodities* em geral. Como consequência, este cenário tem conduzido a uma busca incessante por plantas, sistemas e equipamentos que apresentam rendimento e desempenho cada vez mais elevado, isto para o mínimo consumo de energia possível [Rodrigues et al. 2008]. Esta tendência generalizada não poderia também deixar de ser verificada no setor elétrico que, por meio do seu segmento acadêmico, vem envidando pesquisas capazes de aportar as respostas esperadas aos desafios propostos. Em eletrônica de potência, e na linha de conversores estáticos de alta frequência, em especial, novas soluções tecnológicas têm surgido, fruto do estudo e da implementação de conceitos inovadores aplicados ao projeto de plantas, sistemas, equipamentos e componentes.

Focada nesta linha de pesquisa, esta tese caracteriza-se, essencialmente, como uma contribuição ao desenvolvimento de novas topologias e padrões de acionamento empregados em estruturas inversoras ressonantes, operando em altas frequências. Com isto, torna-se possível oferecer uma alternativa tecnológica de menor complexidade e custo, sobretudo se comparada às pesadas estruturas conversoras empregando válvulas termiônicas de potência, geralmente utilizadas para atender a essas aplicações.

Deve ser enfatizado, também, que a singularidade da estrutura proposta nesta tese tornou-se possível devido à forte evolução tecnológica registrada, nestes últimos anos, no segmento de componentes eletrônicos de potência [Jayant Baliga 2001]. Neste aspecto, o setor manufatureiro de semicondutores tem aportado uma contribuição significativa com o aprimoramento e o desenvolvimento de novos dispositivos de comutação mais rápidos, que oferecem maior capacidade de manejo de corrente e tensão.

---

Como já é de amplo conhecimento dos segmentos acadêmico e industrial, desde seu surgimento e ao longo destas últimas duas décadas, os dispositivos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) [Brown 1998] vêm sendo largamente empregados em circuitos de comutação, suplantando, gradualmente, nas aplicações industriais da eletrônica de potência, os demais tipos de dispositivos de chaveamento até então utilizados. Contudo, ainda persiste, como sendo um dos maiores fatores limitantes para a utilização generalizada desses componentes em conversores elétricos estáticos e estruturas inversoras, a redução da capacidade de chaveamento, quando operando em altas frequências, devido à existência de capacitâncias parasitas internas engendrando importantes perdas de comutação e condução.

Diversas técnicas têm sido propostas nos projetos de conversores em alta frequência para superar essas limitações, todas inerentes à própria estrutura constitutiva dos dispositivos IGBTs. Técnicas de redução da magnitude das correntes circulando no dispositivo, chamadas de *current derating*, de comutação suave em ZVS e ZCS (*Zero Voltage Switching and Zero Current Switching*) para aliviar a fadiga elétrica proporcionada pela ação repetida do chaveamento, de *destressing* e, mais recentemente, de uma nova técnica de comutação por acionamento seqüencial, denominada de *sequential gate pulsing*. Recentes trabalhos acadêmicos produzidos no cenário internacional por grupos de pesquisas de vanguarda têm sugerido, em decorrência do surgimento de novos componentes semicondutores com características de comutação mais rápidas, a utilização de estruturas ressonantes agrupadas e acionadas em seqüência, possibilitando a operação em frequências bem mais elevadas, com alto desempenho.

Com esta nova topologia de circuito, mediante a utilização de dispositivos IGBTs de comutação rápida agrupados em estruturas ressonantes múltiplas e com auxílio de estratégias de comando seqüencial apropriadas, torna-se possível ampliar os limites de operação em frequência. As frequências de operação, até então limitadas a poucas dezenas de kHz, alcançam a centena de kHz sem aumento significativo das perdas de chaveamento. A aplicação deste conceito inovador de arquitetura associado à uma nova estratégia de comando em inversores ressonantes possibilita, então, viabilizar a construção de conversores CC/CA de média potência em alta frequência que poderão vir a substituir, vantajosamente, antigas estruturas baseadas em dispositivos semicondutores convencionais ou equipadas com válvulas termiônicas de tecnologia obsoleta e baixa eficiência.

Como o trabalho proposto nesta tese é parte integrante de um projeto mais amplo que envolve o desenvolvimento e a construção de uma planta experimental de tratamento de

---

resíduos industriais e efluentes petroquímicos por plasma térmico, descreve-se sucintamente o sistema para situar o contexto e a relevância da aplicação. Isto permitirá que o leitor entenda as razões que levaram à elaboração desta proposição, para que a mesma não pareça desconexa ou solta.

## **1.2 Histórico e Contexto Situacional**

Reiterando o fato que o tratamento de resíduos não constitui o enfoque direto desta tese, mas, sobretudo, valendo-se como elemento de provocação, reflexão e sensibilização, não é possível ignorar que um dos grandes e crescentes problemas enfrentado pela sociedade moderna é a alta produção de resíduos de toda natureza e os efeitos correlatos que estes produzem, seja em escala planetária ou local. O resultado prático é a degradação do meio ambiente e a poluição dos diversos ecossistemas, com reflexos diretos na qualidade de vida das populações. De maneira geral é possível afirmar que quanto mais industrializado é o país, maior é a quantidade de resíduos que produz. De forma análoga, quanto maior é a concentração populacional em uma determinada região, maior é o problema apresentado localmente. O que diferencia essencialmente as sociedades evoluídas das demais é a abordagem que estas fazem do problema e os cuidados que dispensam à solução. No caso do Brasil, embora haja um princípio de sensibilização e tomada de consciência da população em decorrência do processo educativo e da mídia em geral, o que estamos vendo ainda hoje, salvo raras exceções, são enormes lixões a céu aberto onde são despejadas, diariamente, centenas de toneladas de resíduos das mais variadas procedências, sem nenhuma precaução de manejo ou tratamento sanitário.

A cidade de Natal, RN, em decorrência do forte crescimento populacional e turístico que vem registrando nestas últimas décadas [Figueiredo 2006], se defronta com esta mesma realidade e problemática. Os números chegam a ser impressionantes, quando observados com atenção. A grande Natal, aglomeração metropolitana com pouco mais de 850.000 habitantes produz, diariamente, cerca de mil e quinhentas toneladas de lixo sendo, setecentas toneladas de procedência doméstica, oito toneladas de procedência hospitalar, cento e cinquenta toneladas de entulhos recolhidas por caçambas polígonas e outras seiscentas toneladas de resíduos de natureza diversa, oriundas da poda de árvores e da construção civil, entre outros. Todo este lixo, até bem pouco tempo, era despejado a céu aberto no aterro de Cidade Nova, na periferia urbana de Natal, sem nenhum tipo de tratamento ou precaução de disposição, ou ainda a esmo, em terrenos baldios. Para remediar a esta situação, a Prefeitura Municipal de

---

---

Natal em parceria com a empresa BRASECO S/A construiu o novo aterro sanitário no município de Ceará-Mirim. Este aterro sanitário, com capacidade para receber 1.400 toneladas diárias nos próximos 20 anos, entrou em operação em meados de 2004 e deverá absorver paulatinamente a maior parte dos resíduos produzidos diariamente em Natal.

No caso de atividades ligadas à área de saúde produzindo resíduos hospitalares compostos por órgãos e tecidos mortos, material contaminado, substâncias orgânicas e inorgânicas tóxicas, medicamentos, rejeitos cortantes de metal e de vidro, material plástico, resíduos fenólicos e outros efluentes químicos diversos, o problema de descarte assume contornos ainda mais complexos. De fato, esses resíduos, geralmente de difícil degradação, contaminam o solo e os lençóis freáticos de uma área bem maior de que a do local da disposição [Ministério Público do RN 2010]. Mesmo assim, até bem pouco tempo, todo este lixo hospitalar vinha sendo misturado ao de procedência doméstica, sendo disposto no mesmo aterro sanitário, sem qualquer tipo de tratamento.

Diante da gravidade do problema, a Promotoria de Justiça da Comarca de Natal instaurou, em passado recente, inquérito civil para apurar as razões pelas quais os serviços de saúde não estavam dando tratamento adequado ao lixo hospitalar que produzem, uma vez que as Leis Municipais de nº 4.100/92, nº 4.748/96 e a Portaria Estadual nº 142/97 determinam aos estabelecimentos de saúde que tratem e gerenciem adequadamente os seus próprios resíduos, desde a geração até o destino final.

Em Natal, somente alguns poucos hospitais e clínicas possuem câmaras de incineração de lixo. Mesmo assim, o processo de combustão e a temperatura alcançada por esses fornos de incineração, operando com queimadores a gás ou querosene, geralmente não são suficientes para estabilizar todas as componentes orgânicas e bacterianas, e proporcionar o tratamento adequado dos resíduos queimados. Desta forma, grande parte dos gases tóxicos e das cinzas poluentes é liberada na atmosfera, de sorte que as normas ambientais continuam sendo descumpridas. Para remediar a este problema, um serviço especial de coleta do lixo hospitalar está sendo feito por empresa especializada, a SERQUIP, que coleta o lixo de cerca de setecentas unidades independentes de saúde e o incinera em São Gonçalo do Amarante, município da região metropolitana de Natal.

No caso dos resíduos perigosos e efluentes petroquímicos resultantes das atividades industriais locais, e em especial os do setor petrolífero, embora sejam produzidos em menor quantidade, não são menos poluentes por tanto [Grande Morávia Industrial 2003]. Esses resíduos, por força das normas sanitárias nacionais, não podem ser descartados e dispostos em

---

aterros sanitários comuns sem o devido tratamento e passam a constituir um importante contencioso ambiental para essas empresas. Quando incinerados, os métodos empregados não proporcionam temperaturas suficientemente altas para estabilizar os componentes orgânicos liberados na atmosfera com forte concentração de metais pesados, fenóis, componentes clorados, enxofre e outras substâncias potencialmente cancerígenas. No mais, a incineração inadequada desses resíduos de procedência industrial e, principalmente, os ricos em organoclorados e hidrocarbonetos, além de produzir substancial quantidade de cinzas contendo partículas não estabilizadas, é uma fonte importante de emissão de dioxinas e furanos, na atmosfera. Um dos efeitos mais nocivos provocado por essas substâncias tóxicas é a conhecida disrupção hormonal que propicia o surgimento de câncer sob suas várias formas, além de afetar grandemente o sistema imunológico e reprodutivo das espécies vivas.

Para minimizar a emissão dessas substâncias a tendência mundial é utilizar, cada vez mais, tecnologias de destruição térmica por meio de elevadas temperaturas, de forma a neutralizar os componentes ativos, promovendo a inertização e a vitrificação do resíduo último. Essas novas tecnologias, utilizando o plasma como fonte energética, oferecem uma resposta adequada para essas aplicações e podem complementar de maneira vantajosa os processos convencionais de incineração. A alta densidade de energia produzida, as altíssimas temperaturas alcançadas e a flexibilidade no controle dos gases plasmáticos são algumas das características básicas do processo [Teixeira 2001]. No mais, a associação de sistemas de co-geração possibilita que grande parte da energia despendida no processo seja recuperada, sob forma de vapor térmico e/ou na produção de gases de síntese que poderão ser utilizados para o acionamento de grupos eletrogêneos ou, ainda, alimentar células a combustível.

A UFRN - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, através do seu programa de pós-graduação em engenharia elétrica e de computação, sensibilizada e interessada pela temática do problema, propôs a implantação de um projeto experimental de tratamento dos resíduos industriais e efluentes petroquímicos por plasma térmico. Pela complexidade envolvida no desenvolvimento desta nova tecnologia e o vulto de recursos financeiros necessários à sua implantação, parcerias com demais instituições federais, estaduais, municipais e empresas interessadas neste segmento de atividade foram propostas. Instituições de fomento tecnológico e mecanismos de financiamento foram identificados e solicitados para que o projeto pudesse ser viabilizado em prazo definido, bem como instrumentos jurídicos foram estabelecidos para formalização das parcerias e definição das responsabilidades das partes. Em decorrência, uma proposta para a construção de uma planta de tratamento de

---

---

resíduos por plasma térmico foi submetida e aprovada pela FINEP – Financiadora de Estudos e Projetos [Salazar et al. 2003], com o objetivo de viabilizar a fase experimental do projeto.

### **1.3 Justificativa e Motivação**

Em contraponto aos processos tradicionais de queima ou incineração do lixo, que produzem quantidades substanciais de cinzas, efluentes e gases como subproduto da combustão, o tratamento por plasma térmico propicia a fusão, inertização e vitrificação dos resíduos últimos. As altíssimas temperaturas alcançadas pelo jato de plasma provocam a dissociação molecular dos resíduos orgânicos em suas componentes básicas. O produto resultante é uma escória inerte, estabilizada química e fisicamente, que não apresenta mais nenhum risco para o meio ambiente. Esta escória sólida pode ser então disposta em aterros sanitários ou, ainda, reutilizada na pavimentação de calçadas e ruas, e como material de enchimento, na construção civil.

É importante registrar que as tecnologias utilizando o plasma térmico como fonte de calor estão ganhando cada vez mais importância na sociedade moderna por oferecer um tratamento limpo, definitivo, e que possibilita recuperação energética do processo sob forma de gases ou, ainda, propicia a reciclagem de metais e outras ligas contidas nos resíduos processados. Uma das aplicações imediatas desta tecnologia, no país, poderia ser voltada, por exemplo, para o tratamento e a recuperação de metais nobres e altamente poluentes contidos em baterias, pilhas, lâmpadas fluorescentes e alógenas, catalisadores automotivos e outros, já que, por lei, os seus fabricantes são obrigados a dar o tratamento adequado aos produtos descartados.

Há, ainda, o caso dos materiais e substâncias radioativos utilizados em medicina e na indústria em geral, que necessitam ser reciclados ou inertizados antes de sua disposição final, por constituir um risco potencial à saúde da sociedade, e de cujos efeitos são de difícil avaliação. Quem não se lembra do acidente ocorrido em Goiânia, há cerca de 20 anos, com uma cápsula de césio descartada inadvertidamente em um ferro velho.

Em fim, todos esses fatores somados contribuem para a contaminação lenta e progressiva do subsolo e dos lençóis freáticos da região onde são depositados os resíduos, pela ação dos metais pesados, sais e outros, o que, forçosamente, conduzirá a pesados investimentos na captação de novos mananciais hídricos para abastecer a cidade.

---

---

Apesar das nítidas vantagens oferecidas pelo processo de inertização por plasma térmico, não se deve esquecer de que se trata de uma tecnologia complexa e dispendiosa, que deve ser empregada somente quando as demais tecnologias convencionais se revelam ineficazes para alcançar os resultados requeridos. Assim, os critérios para sua aplicação devem ser pautados no atendimento às normas [Governo Federal do Brasil 2003] emanadas do CONAMA – Conselho Nacional do Meio Ambiente, da ANVISA – Agência Nacional de Vigilância Sanitária, e da ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas, através das Resoluções, Recomendações, NBRs e ISOs.

Assim, diante das diversas razões apresentadas, a possibilidade de contribuir para minorar o impacto ambiental provocado pelo descarte inadequado de resíduos altamente poluentes e de aportar uma solução tecnológica efetiva para um problema que aflige a sociedade constitui em si um forte fator motivador. Obviamente, a abordagem temática do problema extrapola os limites práticos desta tese de doutorado que objetiva, tão somente, o estudo de uma parte específica do sistema de tratamento, a fonte RF e, mais propriamente, o conversor ressonante CC/CA de alta frequência.

Desta forma, para o escopo desta tese de doutorado, são abordados apenas os aspectos da planta de tratamento voltados com maior enfoque para o combustor a plasma e, particularmente à fonte de alimentação RF, conversor ressonante de alta frequência, sistema de controle e à instrumentação associada.

## **1.4 Objetivos e Enfoque**

Este trabalho objetiva aportar uma contribuição efetiva ao desenvolvimento e à construção de conversores estáticos de média potência do tipo CC/CA, com capacidade situada na casa das dezenas de kW, e operando em alta frequência na casa da centena de kHz. O conversor proposto é arquitetado com base numa combinação modular de células inversoras ressonantes a IGBTs, comutadas sequencialmente no tempo segundo a técnica *sequential gate pulsing*. Esta técnica, além de reduzir o estresse elétrico sofrido pelos dispositivos de chaveamento, propicia o aumento da frequência final de operação na razão direta do número de células inversoras associadas, através do efeito de multiplexação. As células inversoras empregam dispositivos IGBTs de potência de última geração produzidos com tecnologia NPT (*Non Punch Through*), que proporciona maior velocidade de chaveamento. Além de incorporar técnicas convencionais de comutação suave, são testados novos padrões de acionamento para reduzir as perdas de condução, corte e recuperação

---

---

reversa, estes baseados em técnicas de comutação seqüencial dos módulos. Para verificar a propriedade desta proposta, é feita a modelagem dos principais elementos por meio da ferramenta computacional MatLab/Simulink<sup>®</sup> de MATHWORKS<sup>®</sup>, bem como as diversas topologias de circuitos e associações de módulos são simuladas, testadas, analisadas e comparadas com auxílio do OrCAD/PSpice<sup>®</sup> de CADENCE<sup>®</sup> e do Proteus<sup>®</sup> de LABCENTER ELECTRONICS<sup>®</sup>.

Assim, o trabalho pretende demonstrar a potencialidade proporcionada por esta nova técnica de comutação, investigar os possíveis padrões de chaveamento e seqüências de acionamento e, com base nas indicações obtidas, implementar o padrão oferecendo o melhor desempenho para o conversor ressonante proposto.

Acessoriamente, por constituir etapas fundamentais na produção de resultados, são consideradas partes integrantes deste trabalho a caracterização dos dispositivos IGBTs, no tocante à especificação dos pontos de operação das estruturas inversoras ressonantes, bem como o estudo do comportamento da impedância complexa apresentada pelo aplicador RF da tocha ICTP (*Inductively Coupled Thermal Plasma*).

## **1.5 Apresentação e Organização**

Este trabalho é organizado e apresentado em seis capítulos, complementados por apêndices, anexos, diagramas e notas técnicas, sendo:

O capítulo 1 apresenta uma breve descrição dos problemas relacionados ao descarte inadequado de resíduos, dos aspectos históricos e contexto situacional, da motivação temática da proposição e dos objetivos do trabalho desenvolvido nesta tese.

O capítulo 2 apresenta a descrição da planta de tratamento de resíduos por plasma térmico em fase de implantação na UFRN, de forma a situar o escopo e a finalidade do trabalho. Esta descrição aborda, em especial, os diversos aspectos relacionados à tocha de plasma e à fonte RF de alta freqüência, permitindo situar sua função no ambiente de operação da planta e compreender melhor a importância do trabalho proposto. Serve, também, de embasamento para a especificação e o dimensionamento do aplicador RF da tocha ICTP, o qual é parte integrante da carga ressonante.

O capítulo 3 faz uma breve retrospectiva dos vários tipos de conversores operando em altas freqüências, bem como uma revisão das diversas topologias e técnicas de controle utilizadas em inversores ressonantes. Apresenta, também, a técnica de modelagem aplicada ao desenvolvimento do conversor ressonante proposto. São analisados, igualmente, os demais

---

dispositivos auxiliares associados e suas interações com o sistema principal. Embora não sendo parte do estudo conduzido nesta tese, são apresentados, acessoriamente, e a título informativo, os mecanismos de surgimento e de sustentação dos plasmas térmicos.

O capítulo 4 apresenta o projeto de desenvolvimento, o dimensionamento e a implementação proposta para as estruturas inversoras ressonantes, a estratégia de comando adotada e a atuação das malhas de controle. Apresenta, também, o dimensionamento do transformador de impedâncias e do aplicador RF da tocha ICTP por ser parte integrante da carga ressonante. São também apresentados os resultados das simulações relativas aos diversos circuitos implementados, como forma de validar as proposições feitas.

O capítulo 5 apresenta os principais resultados experimentais do conversor ressonante de alta frequência e das diversas partes do sistema, com a resposta das malhas de controle, obtidos até então.

Finalmente, no capítulo 6, são apresentadas as conclusões gerais sobre os principais aspectos teóricos e práticos observados até o momento. Esses pontos constituirão marcos para a complementação e a continuidade dos trabalhos apresentados, bem como, para a proposição de novos trabalhos.

---

# Capítulo 2

## Descrição da Planta de Tratamento de Resíduos por Plasma Térmico

### 2.1 Introdução

Embora não constitua o enfoque direto desta tese de doutorado, a descrição da planta de tratamento de resíduos industriais perigosos e efluentes petroquímicos por plasma térmico justifica e embasa as razões segundo as quais o trabalho foi proposto. Desta forma, serão mais facilmente entendidos os limites da aplicação, bem como as especificidades da tese proposta.

A definição dos principais elementos constituintes da planta de tratamento é efetuada com base no estudo inicialmente produzido, especificando os principais parâmetros de operação da planta e delimitando as condições de contorno do sistema. Por se tratar de uma planta experimental de pequena capacidade é adotado, para o processo termodinâmico de base, o tratamento dos resíduos mediante simples destruição e dissociação dos componentes orgânicos, com queima imediata dos gases produzidos, sem nenhum esquema de valorização energética associado. Por outro lado, os resíduos inorgânicos presentes são inertizados, vitrificados e descartados, também sem incluir nenhum processo de reciclagem das componentes metálicas e/ou cerâmicas. A partir da escolha do processo de tratamento foi então definida a arquitetura funcional para o projeto da planta de tratamento e dos diversos subsistemas associados, bem como foi determinada a linha metodológica a ser empregada na modelagem e no dimensionamento dos principais elementos. Foi também realizado um estudo para definir o custo aproximativo de construção da planta de tratamento de resíduos e fornecer os subsídios necessários ao dimensionamento dos recursos financeiros.

Como ponto inicial de dimensionamento da planta é especificado, como capacidade diária de tratamento para uma jornada contínua de dez horas, o processamento integral de 250 kg de resíduos plásticos industriais ou de 750 kg de efluentes petroquímicos com, respectivamente, poder calorífico médio de 30 kJ/kg e 10 kJ/kg. Esses valores energéticos conduzem à utilização de um conjunto tocha-combustor, para o processamento dos resíduos,

---

apresentando uma potência elétrica equivalente de 50 *kW*. Fisicamente, a planta ocupa uma área útil com cerca de 25 *m*<sup>2</sup> e é alimentada por uma subestação elétrica do tipo trifásica sob tensão de 380 *V<sub>CA</sub>*, com potência instalada de 105 *kVA*. O processo de inertização e vitrificação empregado deve assegurar uma redução no volume dos resíduos orgânicos de, no mínimo, 95 %, e não produzir quantidades de substâncias tóxicas, como dioxinas e furanos, acima dos padrões de emissão preconizados pelas normas do MMA e da ANVISA.

Apesar de apresentar uma configuração inicial bem definida, o projeto da planta de tratamento, pela sua concepção baseada em uma arquitetura modular, oferece um elevado potencial evolutivo que permitirá migrar, posteriormente, para o estudo de novos processos e implantação de um esquema de co-geração de energia elétrica.

Nos itens a seguir, apresenta-se uma descrição sucinta da planta de tratamento de resíduos por plasma térmico e dos principais subsistemas associados, que se encontra, atualmente, em fase de implantação e teste na UFRN, e cuja construção foi viabilizada através de financiamento da FINEP.

## **2.2 Descrição do Sistema**

### **2.2.1 Arquitetura da planta**

A planta experimental de tratamento é constituída, basicamente, por um sistema de carregamento e alimentação manual dos resíduos, um reator principal a plasma operando à pressão atmosférica, uma tocha a plasma indutivo com fonte de alimentação RF de alta frequência, um sistema de refrigeração da tocha por água circulante, um reator secundário de degaseificação e queima dos gases, um sistema de depuração e lavagem de particulados, e um sistema de exaustão e dispersão de vapores na atmosfera [Nema et al. 2002]. A figura 2.1 apresentada a seguir ilustra, de forma simplificada, a arquitetura geral da planta.

O carregamento dos resíduos sólidos é feito, manualmente, pela parte superior do reator principal através de uma dupla porta do tipo corta-fogo, acionada por um atuador pneumático. A antecâmara é pressurizada por um pequeno fluxo de nitrogênio, de forma a prevenir qualquer risco de explosão durante a operação de carregamento dos resíduos sólidos. Os efluentes líquidos são injetados diretamente no combustor a plasma por meio de um sistema de pressurização utilizando um compressor independente.

O reator a plasma principal é constituído por um recipiente metálico feito com chapa de aço revestido, internamente, com material cerâmico refratário, de forma a garantir o

---

isolamento térmico com o ambiente externo. A câmara do reator principal oferece um volume interno de, aproximadamente,  $0,1 \text{ m}^3$ . Para assegurar a completa dissociação molecular do material orgânico e a vitrificação dos resíduos metálicos e/ou cerâmicos sob tratamento, a temperatura média da câmara primária é ajustada entre  $1500 \text{ }^\circ\text{C}$  e  $1600 \text{ }^\circ\text{C}$ . Uma porta corta-fogo situada na parte mais inferior do reator, esta também acionada por um atuador pneumático, possibilita a remoção periódica da escória inertizada e vitrificada proveniente dos resíduos não-orgânicos tratados.

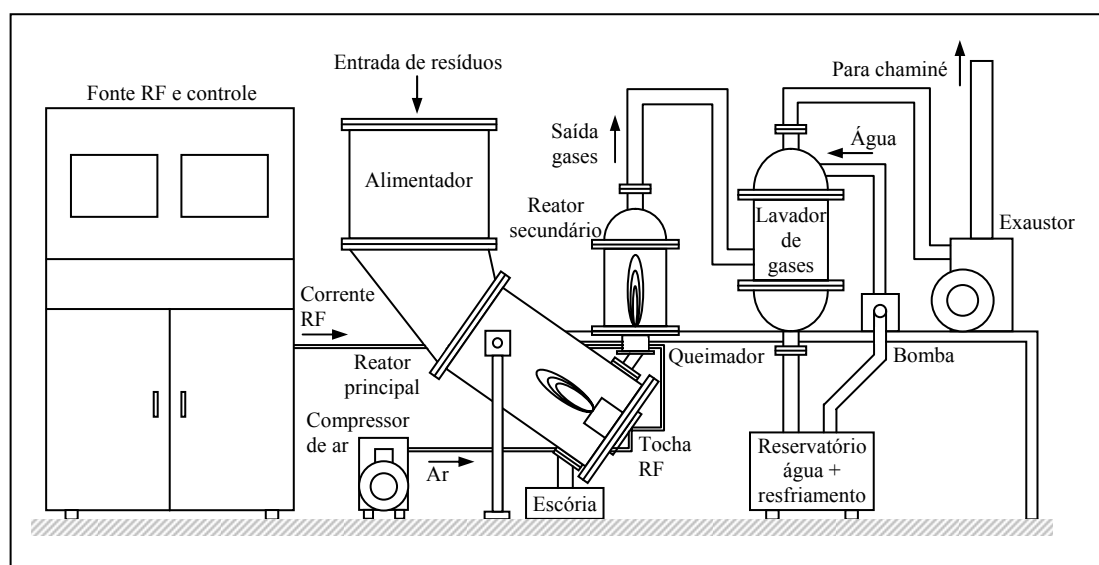


Figura 2.1 – Diagrama ilustrativo da planta de tratamento

A tocha a plasma utilizada pelo combustor é do tipo indutivo, tecnologia inovadora que oferece melhor controlabilidade da temperatura do reator [Ganguli et al. 2002] e, por não possuir eletrodos metálicos internos, não contamina os eventuais gases de síntese produzidos durante o processo de tratamento. Este tipo de tocha permite, ainda, devido à sua estrutura mecânica peculiar, a introdução axial dos gases e resíduos a serem tratados, possibilitando assim maior tempo de residência na chama por operar com velocidade de exaustão mais baixa de que as tochas convencionais a arco CC. O corpo da tocha de plasma e o flange de fixação são resfriados por meio de um fluxo circulante de água de-ionizada e desmineralizada, dimensionado para a aplicação. A tocha indutiva do reator principal é alimentada por uma fonte RF de alta frequência operando na frequência nominal de  $400 \text{ kHz}$ . Um sistema de rastreamento por PLL (*Phase Locked Loop*) excursiona em frequência o ponto de operação, dentro de uma faixa de  $\pm 20 \%$ . A adoção de uma frequência de operação suficientemente baixa permite a utilização de um conversor ressonante de alto rendimento a IGBTs baseado em

---

novas técnicas de comutação seqüencial, em lugar dos tradicionais osciladores equipados com tubos termiônicos a vácuo. Ainda sim, a faixa de frequência escolhida propicia uma construção mecânica mais simples da tocha, com elementos constituintes de maiores dimensões físicas, notadamente no tocante ao indutor, bocal constritor e sistema de refrigeração.

A fonte RF de alta frequência é constituída por uma estrutura retificadora CA/CC formada por um estágio *booster* trifásico a IGBTs, com pré-regulador de carga para ajuste do fator de potência global, associada a um conversor ressonante CC/CA baseado em inversores ressonantes produzindo uma corrente senoidal. O acionamento do conversor ressonante CC/CA é provido por um módulo gerador de comando e controle construído especificamente para a aplicação. O conversor ressonante CC/CA excita o indutor da tocha a plasma por meio de um transformador casador de impedância resfriado por circulação de água de-ionizada. O transformador de impedância propicia, adicionalmente, o necessário isolamento galvânico entre a rede elétrica da planta, fonte RF e tocha ICTP, uma vez que o retificador *booster* é alimentado diretamente pela rede. Todo o conjunto é blindado para impedir o vazamento de radiação eletromagnética para o exterior. O comando do retificador, a supervisão de tarefas e o controle das principais funcionalidades da fonte RF de alta frequência são implementados por um módulo microprocessador DSP (*Digital Signal Processor*) dotado de porta serial para comunicação remota com o microcomputador de processo. Assim, com base nos requisitos operacionais gerados pelo computador de processo e a partir das demais informações provenientes das malhas de instrumentação, a fonte RF de alta frequência ajusta o ponto de operação da tocha e assegura a transferência otimizada de energia RF ao plasma. A tocha a plasma, constituída pelo aplicador RF e o capacitor de compensação, é excitada no modo de ressonância série, operando com potência nominal de 50 kW.

A tocha usa, a princípio, uma mistura ar-nitrogênio ajustada na proporção de 90 % de ar para 10 % de nitrogênio, injetada por um compressor de alta pressão, para a geração do plasma. A opção por este tipo de mistura plasmática se prende a fatores econômicos, uma vez que o nitrogênio é um gás barato, de fácil aquisição no comércio local. O fluxo da mistura ar-nitrogênio necessário para garantir uma potência de plasma excitado de 50 kW é estimado em 10 l/min. O resfriamento auxiliar do tubo de confinamento da tocha é provido por um fluxo de argônio, com vazão de 60 l/min. [Venkatramani 2002]. Válvulas automatizadas para regulação dos fluxos de gases são controladas pelo programa principal do supervisor de

---

---

tratamento. Um sistema auxiliar de ignição por descarga de pulsos de alta tensão propicia a partida da tocha de plasma, na fase inicial de operação do sistema.

O reator secundário é constituído por um recipiente metálico cilíndrico fechado, feito com chapa de aço, sendo revestido internamente com material cerâmico refratário, de forma a garantir o isolamento térmico para com o ambiente gasoso. O volume interno apresentado pela câmara corresponde a cerca de 1/3 do volume interno do reator primário. Os gases quentes produzidos por pirólise dos resíduos no reator primário, estes contendo grande quantidade de hidrocarbonetos, monóxido de carbono e hidrogênio, ao penetrar na câmara secundária onde encontram um ambiente rico em oxigênio, são queimados a uma temperatura de cerca de 1.200 °C e se recombinaem em CO<sub>2</sub> e H<sub>2</sub>O. Para que estas transformações possam ocorrer é necessário dimensionar fisicamente o reator de forma a garantir que o tempo de residência desses gases circulando na câmara secundária não seja inferior a 0,3 s.

O sistema de lavagem e depuração dos gases residuais é constituído por um recipiente metálico cilíndrico provido de um chuveirinho na extremidade superior, recebendo um fluxo contínuo de água pressurizada. A parede interna da parte inferior do recipiente de lavagem onde são injetados os gases quentes provenientes da câmara secundária é recoberta com material cerâmico. A água pulverizada proporciona o rápido resfriamento dos gases, diminuindo bruscamente sua temperatura de cerca de 1000 °C para a temperatura ambiente e evitando, assim, as reações de recombinação. A água aquecida pelos gases é recolhida na base inferior do recipiente para ser devolvida ao tanque de resfriamento. Uma bomba assegura o ciclo contínuo de circulação da água. Eventualmente, uma solução de NaOH pode ser diluída na água, de forma a remover traços de HCl. De forma análoga, o recipiente foi dimensionado fisicamente de maneira tal que o tempo de residência dos gases, na câmara de lavagem e depuração, seja suficiente para garantir o completo resfriamento dos mesmos.

O sistema de exaustão e dispersão é constituído por uma ventoinha do tipo centrífuga e uma chaminé. A ventoinha succiona os gases do sistema de tratamento, bem como, produz uma pressurização negativa no nível do reator principal e da câmara secundária, retirando o excesso de ar do processo. A chaminé, por fim, conduz e dispersa o vapor de água na atmosfera.

Todo o controle do processo de tratamento, ajuste dos parâmetros e monitoração das condições de operação do sistema é feito por um supervisor rodando em LabVIEW<sup>®</sup> de NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION<sup>®</sup>, sob plataforma Windows<sup>®</sup>NT. Dois microcomputadores do tipo PC, ambos equipados com interface serial RS-232, são afetados

---

---

ao monitoramento e à supervisão do sistema de tratamento. O ajuste das válvulas de fluxo, controle dos sensores de pressão, temperatura, corrente e implementação de níveis de alarme em pontos críticos do sistema são feitos por CLPs (Controladores de Lógica Programável).

### **2.2.2 Tocha RF indutiva a plasma térmico – ICTP**

A escolha de uma tocha ICTP como gerador de plasma térmico resulta de uma decisão de projeto, já que outros tipos de aplicadores a plasma, de estrutura e construção mais simples, como as tochas de arco CC ou CA não transferido [Bonizzoni et al. 2002] poderiam também ser utilizados para a aplicação proposta. O interesse específico ligado ao desenvolvimento deste tipo de tecnologia decorre do fato que a mesma poderá ser estendida vantajosamente, no futuro, ao processamento e à geração de gases de síntese associados a esquemas de cogeração elétrica. Isto notadamente se justifica para a produção de hidrogênio de alta pureza que poderá ser utilizado em motores a combustão interna acionando grupos geradores, ou, ainda, em células a combustível [Mauchien et al. 2002]. Assim, é sob este enfoque particular que deve ser entendida a escolha desta tecnologia.

Um dos segmentos do projeto consiste, então, em desenvolver um dispositivo capaz de gerar e transferir a maior quantidade possível de calor ao material a ser tratado, e que apresenta alto rendimento de conversão eletro-térmica, com baixo custo operacional. Em atendimento ao requisito de baixo custo operacional, escolha-se o ar seco pressurizado enriquecido com nitrogênio industrial como gás plasmático [Abeele et al. 2001]. Embora o ar seco, por ser composto de, aproximadamente, 20 % de oxigênio e 80 % de nitrogênio, apresenta forte característica oxidante, esta propriedade terá pouca influência sobre o processo final já que a tocha ICTP não possui eletrodos metálicos internos sendo erodidos pelo jato de plasma, e cujos vapores poderiam contaminar eventuais gases de síntese. No projeto da tocha, um dos fatores preponderantes relaciona-se à potência mínima necessária para sustentar a descarga no plasma, uma vez que o ar, por ser uma molécula diatômica, apresenta um potencial de ionização elevado, da ordem de  $15,76 eV$ , o que exige maior nível de excitação da fonte RF de alta frequência.

A equação proposta na literatura por Saha (1932) e amplamente utilizada em termodinâmica, inter-relaciona esses fatores na transição do estado neutro para ionizado, uma vez que a modelização da tocha é feita para o estado de equilíbrio termodinâmico local [Rutberg 2002], chamado LTE (*Local Thermodynamic Equilibrium*), ou seja, num estado tal que uma temperatura única caracteriza todos os modos internos de energia do átomo excitado

---

sejam eles, eletrônico, rotacional e vibracional. Assim, é assumido que a temperatura global de uma parte devida à energia cinética dos elétrons e, de outra, à energia do gás ionizado, é aproximadamente igual em consequência da condição de equilíbrio térmico local. A figura 2.2 apresenta o gráfico da distribuição radial de temperatura para estes três modos de energia, sejam eles, eletrônico, vibracional e rotacional, para o ar seco na condição LTE quando excitado à pressão atmosférica [Tafa 2001], gerando uma temperatura máxima no gás de, aproximadamente,  $0,8 \text{ eV}$ , ou seja,  $9.000 \text{ K}$ .

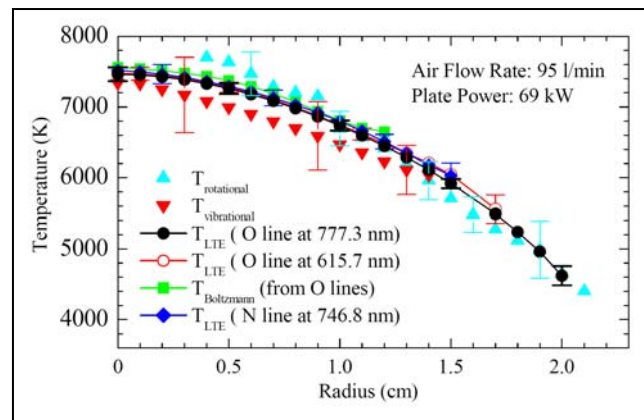


Figura 2.2 – Perfil de temperatura das componentes do gás ar nos modos, eletrônico, vibracional e rotacional em condição LTE. (Reproduzido do documento: Optical diagnostics of atmospheric pressure air plasmas. Tafa Corp.®)

Obviamente, temperaturas mais elevadas poderiam ser obtidas usando gases de maior entalpia, mas os valores indicados correspondem à escolha inicialmente feita, na fase de definição do projeto. Outro importante fator a ser observado, no dimensionamento da tocha ICTP, é para que a frequência de excitação aplicada ao campo eletromagnético seja inferior à frequência eletrônica do plasma, esta diretamente dependente da densidade de elétrons por unidade de volume. No caso específico não existe esta possibilidade, pois a frequência de operação da tocha fixada  $400 \text{ kHz}$  encontra-se bem abaixo da frequência eletrônica crítica do plasma, naquelas condições de pressão [Sakakibara et al. 2002]. A interação do campo eletromagnético produzido pelo indutor com o plasma ocorre sobre uma superfície concêntrica que determina uma camada na qual a energia RF é amplamente absorvida, refletida ou dispersa. Esta camada de interação propicia uma profundidade de penetração  $\delta$  da energia, relacionada com a frequência de radiação do campo eletromagnético, onde o plasma apresenta uma condutância elétrica  $\sigma$ , para uma permeabilidade magnética  $\mu$  do

meio. Para o caso considerado, na frequência de 400 *kHz* e para o gás nitrogênio à temperatura de 8000 *K*, a profundidade de penetração é de cerca de 25 *mm*. Esta interação é descrita matematicamente pelas equações de Maxwell (1879) e pela equação de balanço de energia, onde o termo relativo à absorção descrito pela lei de Ohm (1825) corresponde ao aquecimento do plasma. O segundo termo corresponde à emissão de radiação infravermelha e ultravioleta, e os demais termos correspondem à condução axial e radial de calor [Tanaka et al. 2002], e às perdas por difusão, respectivamente.

De forma prática, para transferir a máxima quantidade de energia eletromagnética ao meio, é necessário obter um coeficiente geométrico  $k$  tal que o raio  $r$  da coluna de plasma corresponda de 1,5 a 3 vezes a profundidade de penetração  $\delta$ . Isto conduz, para o caso considerado na aplicação, à utilização de um tubo de confinamento de material cerâmico com diâmetro interno de 75 *mm*. A máxima eficiência de ionização do volume de plasma é obtida com um indutor apresentando uma relação geométrica entre diâmetro  $D$  e comprimento  $L$ , de 1,5. Assim, o indutor é constituído por sete espiras feitas de tubo de cobre com diâmetro externo de 3/8 de polegada, espaçadas de 5 *mm* [Fauchais et al. 1997]. O dimensionamento final do aplicador RF da tocha ICTP é obtido por modelagem e equacionamento matemático, para as condições de contorno estipuladas. Simulações serão desenvolvidas, posteriormente, para predir os resultados e avaliar o potencial evolutivo do dispositivo para potências maiores. A figura 2.3, apresentada a seguir, mostra o corte de uma tocha ICTP.

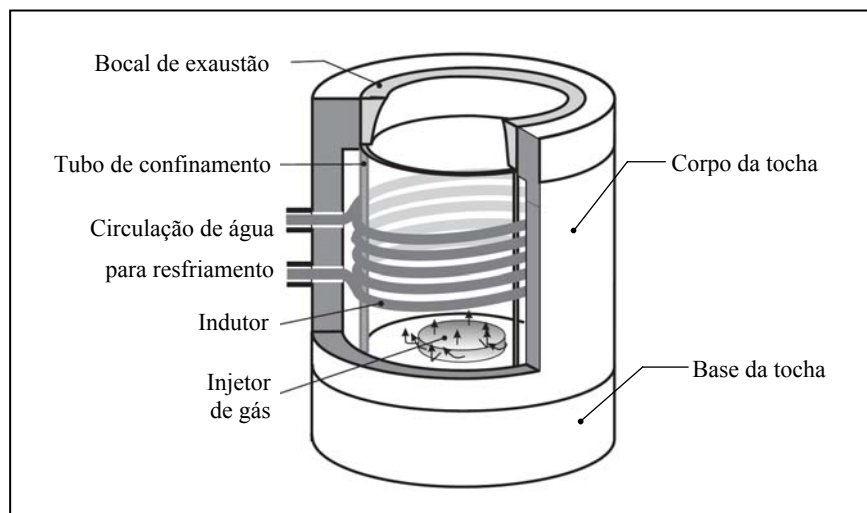


Figura 2.3 – Vista ilustrativa de uma tocha ICTP.  
(Reproduzido parcialmente do documento: Optical diagnostics of atmospheric pressure air plasmas. TAFACorp.®)

---

Na fase inicial de operação da tocha ICTP é necessário ignitar o plasma até que a descarga no mesmo possa se auto-sustentar [Liao 2002]. A maior dificuldade desta situação decorre do importante volume de ar contido na antecâmara da tocha, à pressão atmosférica, e do alto potencial de ruptura elétrica apresentado pelo ar. Na aplicação proposta, um sistema de ignição provido de vela automotiva gerando descargas pulsantes de alta tensão auxilia a fase de partida. O gerador de ignição é construído com base em dispositivos automotivos já existentes no mercado comercial interno.

No mais, é importante lembrar que as características elétricas do plasma, e por conseqüente a natureza da impedância complexa refletida, dependem grandemente do tipo de gás, da pressão e vazão, da potência de excitação e das condições de operação do reator. Assim, para obter a máxima transferência de potência para a tocha ICTP é necessário que a parte real da impedância refletida pelo plasma  $R_{pl}$  seja igual à impedância de saída da fonte RF e que a parte complexa  $X_{pl}$  se torne nula. Como esta condição dificilmente ocorre, ou não se mantém estável de forma permanente, é preciso inserir um circuito de casamento. A adaptação é proporcionada por um transformador com núcleo de ferrite conectado ao aplicador RF da tocha a plasma por meio de um capacitor de compensação. Seu valor é dimensionado para que o circuito formado pelo aplicador RF da tocha, este combinado por sua vez com a indutância refletida do plasma, ressoe na frequência nominal de 400 kHz, cancelando assim as componentes reativas apresentadas pelo sistema. As variações do ponto de sintonia são rastreadas por um circuito PLL que define a frequência de operação da fonte RF, dentro de uma faixa de  $\pm 100$  kHz. A característica de não casamento apresentado pela tocha ICTP neste ponto, fora do regime de operação, é utilizado para minimizar os elevados transientes de sobre tensão provocados pelo fator de mérito do indutor da tocha, com reflexo direto sobre o conversor ressonante CC/CA de alta frequência.

O conjunto aplicador RF da tocha a plasma e transformador de adaptação são integrados na forma de um bloco monolítico provido de um sistema de resfriamento por água circulante pressurizada, dimensionado para dissipar o calor produzido pelas perdas de transmissão e de conversão. Uma projeção preliminar do rendimento das diversas estruturas conduz a uma expectativa de perdas da ordem de 1 % a 3 % para o transformador RF e de 25 % a 28 % para a tocha ICTP, servindo como elementos de base para o dimensionamento do sistema de refrigeração.

---

---

O fluxo de ar plasmático necessário para transferir a potência nominal de 50 kW é estimado entre 10 litros e 15 litros por minuto, às CNTP (Condições Normais de Temperatura e Pressão), determinando uma velocidade de exaustão de 250 a 300 cm/s na saída do bocal da tocha. Com base nestes valores, determinam-se as características do grupo compressor de ar necessário ao funcionamento do sistema, bem como para suprir a operação das válvulas de regulação de fluxo. Estima-se que o tempo de residência na zona dos gases quentes, este diretamente proporcional ao comprimento da coluna de plasma e velocidade de exaustão, será de aproximadamente 70 ms.

### 2.2.3 Fonte RF de alta frequência

A fonte RF de alta frequência é arquitetada sobre dois conversores de potência, sendo um do tipo retificador CA/CC com pré-regulador PFC (*Power Factor Correction*), fornecendo uma tensão contínua no barramento de 750 V<sub>CC</sub> @ 75 A [Santos, 2009], e outro, do tipo CC/CA de alta frequência, entregando 50 kW de potência, gerando, a partir da tensão de barramento, a corrente senoidal RF necessária para a excitação da tocha ICTP.

A correção do fator de potência da fonte RF é necessária, pois a carga, composta pelos inversores ressonantes e o aplicador RF da tocha ICTP, apresenta forte componente reativa que puxa o fator de potência para valores bastante baixos. A princípio, pensou-se utilizar um retificador trifásico não controlado, de estrutura mais simples, e implementar o controle de potência da tocha RF, bem como o ajuste do fator de potência por meio de técnicas de modulação por densidade de pulsos, também chamado de PDM (*Pulse Density Modulation*), atuando diretamente no padrão de acionamento dos inversores. Esta solução, porém, foi descartada, pois produziria forçosamente algumas seqüências longas de ciclos com nulos na tensão RF de saída, o que poderia levar à extinção ou instabilidade do plasma, em decorrência de níveis de excitação inadequados. Ademais, é sabido que esta técnica produz alto conteúdo harmônico na corrente de linha para padrões de baixa densidade de modulação, sendo fortemente dependente dos interstícios de quantização estabelecidos. A solução adotada foi a de implementar o controle de potência da tocha RF mediante ajuste da tensão CC de barramento e realizar a correção do fator de potência por sintetização das correntes CA de linha, com auxílio de um modulador PWM (*Pulse Width Modulation*) digital empregando a modulação vetorial. Esta técnica apresenta a vantagem de possibilitar um controle extremamente preciso da tensão CC de barramento e, em consequência, da potência fornecida à carga pelos inversores ressonantes, além de manter a impedância dinâmica do retificador em

---

---

valores praticamente constantes. No mais, o estudo do retificador *booster* realizado em trabalhos anteriores trouxe a fundamentação necessária para a implementação deste novo sistema de controle. Assim, com base nos resultados obtidos em trabalhos paralelos, se pode afirmar que a utilização da técnica de modulação vetorial aporte um real ganho no rendimento da estrutura retificadora e facilite o atendimento às normas IEC 61000 quanto à emissão de harmônicos, quantidade de distorção produzida e limites de interferência eletromagnética, chamada EMI (*ElectroMagnetic Interference*), conduzida e/ou irradiada nas linhas de alimentação.

O conversor CA/CC é constituído por um retificador *booster* formado por uma ponte trifásica a IGBTs com diodos reversos incorporados, equipada com módulos excitadores. O conjunto é montado sobre um bloco dissipador resfriado por um fluxo de ar forçado. Para minimizar as perdas engendradas nos IGBTs e diodos, o chaveamento é feito na frequência de 10 kHz segundo um padrão de comutação suave empregando técnicas ZCS (*Zero Current Switching*). Os indutores *booster*, com indutância de 1 mH e capacidade de corrente para 100 A, são constituídos por um núcleo de ferro laminado do tipo C com grão orientado, de baixas perdas. A geração dos comandos para acionamento dos IGBTs, estratégia de controle e processamento dos diversos sinais de controle é feito por um módulo microcontrolador DSP da família TMS320F2800, de TEXAS INSTRUMENTS INC.<sup>®</sup>. Adicionalmente, o módulo DSP implementa as diversas funcionalidades requeridas pelo retificador, bem como executa a supervisão dos diversos parâmetros de operação. A interconexão entre o DSP e os módulos de excitação é feita por fibra óptica, de forma a eliminar possíveis interferências induzidas por EMI nas linhas de comando. A comunicação do módulo DSP com o supervisor de processo é feita por uma porta de comunicação serial, no padrão RS-232C. Esta porta de comunicação serial, conectada ao microcomputador PC do supervisor de processo, possibilita programar os parâmetros de operação e de supervisão do sistema.

O conversor ressonante CC/CA de alta frequência é arquitetado sobre quatro células inversoras ressonantes em ponte completa de 50 kW cada, agrupadas em configuração paralela. Um transformador RF, inserido entre conversor ressonante CC/CA e carga, isola galvanicamente a tocha RF da rede de energia elétrica, eliminando possível risco de eletrocussão e provendo a necessária adaptação de impedância com a tocha. As pontes inversoras são equipadas com dispositivos IGBTs de terceira geração e tecnologia NPT (*Non Punch Through*), que oferecem substancial redução das perdas de comutação e incorporam diodos reversos rápidos, para circulação das correntes de retorno. O conjunto de chaves é

---

montado sobre um bloco dissipador em alumínio resfriado por um fluxo de ar forçado que acomoda, também, os módulos excitadores. A geração dos comandos para acionamento dos IGBTs, estratégia de controle, seqüenciamento dos módulos inversores e processamento dos diversos sinais de controle é provido por um módulo de comando e proteção especificamente desenvolvido para a aplicação. Toda a interconexão necessária entre o módulo de comando e controle e os módulos de excitação é feita por links de fibra óptica, eliminando assim possíveis interferências induzidas por EMI nas linhas de comando. O chaveamento dos IGBTs das pontes é feito segundo um padrão de comutação suave empregando técnicas ZVS de forma a minimizar as perdas de comutação. A estratégia de comando é apresentada e discutida em detalhes mais adiante, nos capítulos 3 e 4.

Fisicamente, a fonte RF de alta frequência é integrada em dois armários metálicos, no padrão de 19 polegadas, com 24 unidades de altura. É alimentada por uma rede trifásica de  $380 V_{CA} / 100 A$ , e dispõe de diversas funcionalidades auxiliares, tais como, acionamento e proteção de circuitos associados, e medição e monitoração dos principais parâmetros operacionais. A figura 2.4 apresenta uma vista parcial da fonte RF de alta frequência composta de seus dois conversores.

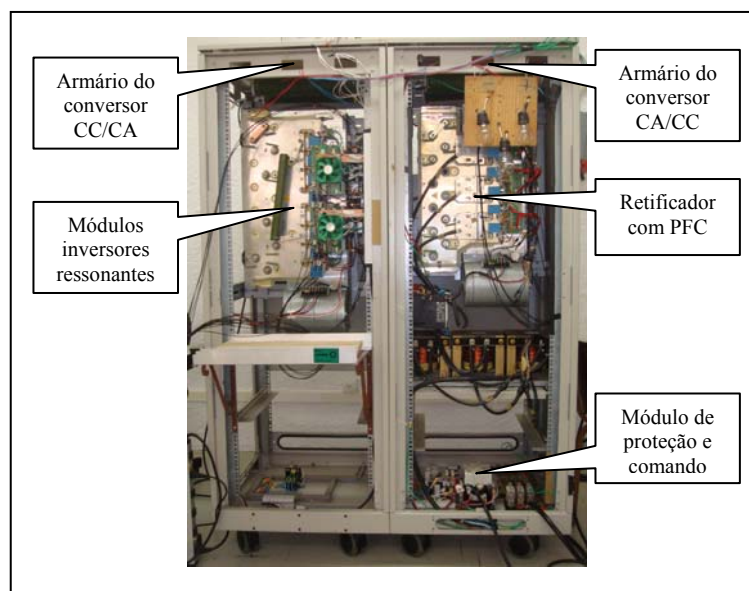


Figura 2.4 – Vista parcial da fonte RF

A estrutura modular adotada na concepção do projeto e na construção da fonte RF de alta frequência possibilitará que sejam feitas, posteriormente, novas associações de módulos de forma a obter níveis de potência mais elevados para equipar plantas de maior capacidade.

#### **2.2.4 Demais subsistemas**

Os demais subsistemas, como a unidade de refrigeração da tocha ICTP, a unidade de pressurização, a unidade compressora, etc., embora sejam partes integrantes da planta de tratamento de resíduos por plasma térmico, não serão mais abordados nesta tese por não apresentar um vínculo funcional direto com o conversor ressonante CC/CA.

De forma análoga, a instrumentação, o controle da planta, o sistema supervisor, bem como o conjunto constituído pelos diversos dispositivos de proteção não são apresentados por terem sido objeto de outra tese em separado [Guimarães 2009].

### **2.3 Caracterização e Análise do Processo Térmico**

Para caracterizar a eficiência elétrica da tocha ICTP e da fonte RF de alta frequência é necessário estabelecer o balanço energético global da planta de tratamento de resíduos [Abeele et al. 2001]. Esses ensaios serão conduzidos e realizados posteriormente, em parceria, pelo Departamento de Engenharia Elétrica da UFRN e pelo Laboratório de Eletrônica de Potência do INPE/CRN.

Por outro lado, amostras de escória vitrificada serão recolhidas na saída do reator a plasma e analisadas, de forma a caracterizar a natureza e o teor dos componentes residuais existentes nas mesmas.

Amostras de gases também serão coletadas na saída da câmara secundária para estabelecer os níveis residuais de cada composto orgânico e determinar os índices de eficiência de remoção e destruição final proporcionados pelo processo, chamados de DREs (*Destruction and Removal Efficiency*), bem como verificar sua conformidade com as normas ambientais vigentes. Essas análises serão também realizadas, posteriormente, pelo Departamento de Engenharia Química da UFRN ou, eventualmente, por laboratório independente especializado.

### **2.4 Conclusões**

Este capítulo apresentou a arquitetura funcional e a estrutura da planta de tratamento de resíduos, bem como descreveu os principais subsistemas que a compõe. Descreveu, também, os mecanismos de surgimento e as condições de sustentação do plasma. Embora não estando diretamente no cerne desta tese, a descrição da planta de inertização de resíduos serviu para situar o contexto e a aplicabilidade do trabalho proposto, possibilitando ao leitor

---

entender a inter-relação existente entre a fonte RF de alta frequência, o conversor ressonante de alta frequência e as especificidades de seu regime de operação com as demais partes do sistema.

Outro ponto de importância abordado neste capítulo é a descrição da tocha ICTP, apresentando os critérios adotados para o seu projeto e dimensionamento, uma vez que o aplicador RF que a constitui é parte integrante da carga do conversor ressonante CC/CA. Como as características do aplicador RF são fortemente dependentes dos parâmetros inferidos pela coluna de plasma e do seu regime de operação, através da indutância e resistência refletidas, é de suma importância caracterizar esses mecanismos de interação, uma vez que representam fatores determinantes para a definição e o dimensionamento do próprio conversor ressonante.

---

# Capítulo 3

## Conversor Ressonante de Alta Frequência - Estudo de Topologias, Modelagem e Técnicas de Controle

### 3.1 Introdução

Diversos tipos de geradores ou de conversores RF são utilizados na excitação de tochas ICTP, dependendo da frequência e potência de operação requerida. Pelo menos dois grupos principais de estruturas, usando conceitos sistêmicos distintos de geração e/ou de conversão, podem ser classificados e caracterizados como segue:

a) Um primeiro grupo, geralmente denominado de geradores de altas frequências [Kinn 1945] ou geradores RF, é formado por estruturas osciladoras operando em baixo, médio ou alto nível de potência. Essas estruturas oscilam segundo uma lei de variância senoidal ou pseudo-senoidal engendrada pela excitação de um circuito LC operando na ressonância ou, ainda, mediante sintetização discreta de frequência. Esses osciladores ou sintetizadores são normalmente seguidos por um ou vários estágios de amplificação, podendo ser lineares ou não, para obtenção do nível final de potência desejado. Os principais dispositivos eletrônicos que equipam essas estruturas osciladoras são as válvulas termiônicas e os tubos industriais a vácuo, ambos podendo operar numa extensa faixa de frequência e potência, da ordem de alguns poucos MHz a várias centenas de MHz, bem como de algumas dezenas de W até centenas de kW. Ainda encontram-se os *klystrons*, os magnétrons e os tubos a ondas progressivas TWT (*Traveling Wave Tube*) que, através dos elementos ressonantes formados por seus eletrodos e cavidades internas, operam em frequências bem mais altas, da ordem de GHz, embora numa faixa de potência geralmente mais baixa. Contudo, a principal limitação apresentada por todos esses dispositivos a vácuo, onde o processo de transferência de energia decorre da condução elétrica propiciada por um feixe eletrônico, refere-se ao baixo rendimento de conversão [Chauveau 1998] que, dependendo da classe de amplificação

---

---

utilizada, na prática não passa dos 60 %. No mais, esses dispositivos, por possuir eletrodos internos consumidos pelo processo de geração termiônica, apresentam um ciclo de vida relativamente curto, da ordem de 1.000 a 5.000 horas, ao fim do qual devem ser substituídos ou reconicionados. Ainda requerem, para o seu correto funcionamento, complexos sistemas de resfriamento para dissipar as altas perdas térmicas engendradas nos seus eletrodos.

De forma análoga, os dispositivos semicondutores são pouco usados, pois, quando utilizados em estruturas geradoras configuradas em osciladores ou amplificadores, sofrem das mesmas limitações de rendimento, dependendo da classe de amplificação empregada, sem, portanto, apresentar níveis de potência equivalentes ao das válvulas de vácuo, no estado atual da tecnologia.

Em síntese, todos os geradores de alta frequência ou geradores RF constituídos por estruturas osciladoras e amplificadoras apresentam um rendimento relativamente baixo, para as diversas classes de operação possíveis e, por esta razão, são pouco empregados como geradores de alta potência.

b) Um segundo grupo, composto por conversores estáticos CC/CA de alta frequência, empregando estruturas de chaveamento que manejam a potência final requerida mediante um processo direto de conversão e não mais por meio de um processo de amplificação sucessiva, sendo mais comumente denominados de inversores RF. Esses inversores geralmente incorporam diversos dispositivos de auxílio à comutação, privilegiando as transições nos modos ressonantes, no sentido de atenuar os surtos de corrente e/ou de tensão e, assim, possibilitar o aumento da frequência de operação e a redução das perdas por efeito *Joule*. Os principais dispositivos utilizados na comutação são os bem conhecidos tiristores e GTOs (*Gate Turn-Off thyristors*), capazes de operar com correntes e tensões de magnitude extremamente elevadas, até da ordem de kA e de kV [Brown 1998], porém com frequências de chaveamento limitadas a alguns kHz. Mais recentemente, surgiram os IGBTs que operam quase nesta mesma faixa de potência, porém numa faixa de frequências mais elevada, esta da ordem de dezenas de kHz. Nestas últimas duas décadas, em especial, grande esforço tem sido dispensado pelas instituições e laboratórios de pesquisas no desenvolvimento de conversores a IGBTs utilizando os modos ressonantes para auxiliar a comutação. Estas novas técnicas de comutação suave ampliam consideravelmente os limites de utilização desses dispositivos, possibilitando aplicações que aumentam em 3 ou 4 vezes a frequência de comutação obtida no modo não suave. Há ainda, os transistores MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*) e SITs (*Static Induction Transistors*) [Sheng et al.

---

2000] de potência, operando na faixa de centenas de kHz até alguns MHz, embora apresentem maiores limitações nas características de corrente e tensão, restringindo assim a potência total manejada a uns poucos kW.

A figura 3.1 ilustra possíveis faixas hipotéticas de rendimento típico para geradores RF e conversores RF, para uma mesma gama de aplicações, ressaltando as diferenças de rendimento para os dois tipos de tecnologias apresentados.

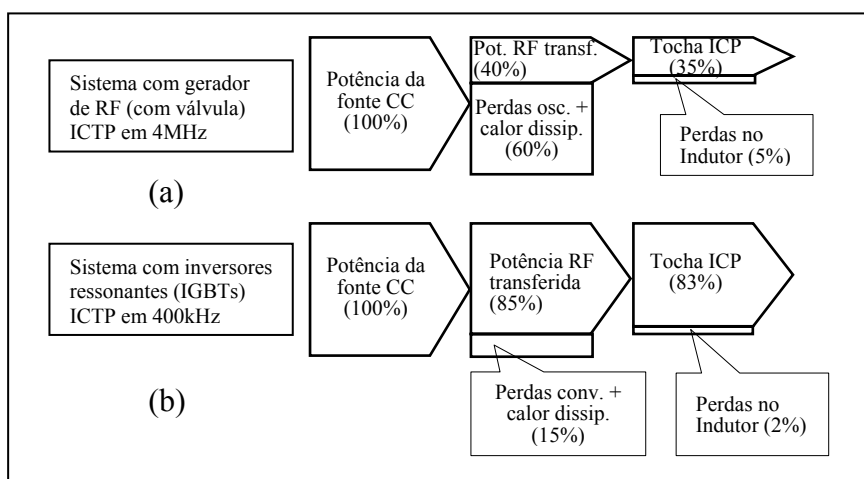


Fig. 3.1 – Rendimento típico de fontes RF: (a) com válvulas; (b) com IGBTs

Diante do panorama tecnológico investigado, os dispositivos dos tipos MOSFETs e SITs de potência apresentados neste segundo grupo poderiam, aparentemente, parecer mais adequados para a aplicação proposta [Blake et al. 2001], sobretudo no tocante às características de chaveamento em altas frequências e de rendimento. Contudo, para alcançar o nível de potência requerido pela aplicação proposta, seria necessário associar vários módulos em paralelo uma vez que a potência manejada por cada módulo empregando esta tecnologia dificilmente ultrapassa os 15 kW, nesta faixa de frequência. Surgem, também, outras dificuldades de ordem tecnológica relacionadas ao acionamento do dispositivo na zona de comutação, devido à alta capacitância da porta de controle. Outro importante fator limitante associado a esses dispositivos é a baixa tolerabilidade a surtos e transientes de tensão e, em último caso, ao seu preço bastante elevado, se comparado à dispositivos IGBTs com igual capacidade de manejo de potência.

Frente a este amplo leque de restrições, partiu-se então em busca de uma nova tecnologia que não apresentasse os inconvenientes enumerados. Assim, a pesquisa foi orientada para o estudo de sistemas inversores ressonantes empregando estruturas modulares

com comutação seqüencial, tecnologia incipiente e inovadora que possibilita estender a faixa de utilização dos IGBTs em até várias centenas de kHz. Este avanço foi possível graças a um novo arranjo topológico do conversor ressonante e ao aproveitamento de algumas das propriedades intrínsecas apresentadas pelos IGBTs da nova família NPT [Francis et al. 2003]. Esta nova família de dispositivos é construída sobre uma delgada pastilha de silício na qual a espessura do substrato foi substancialmente reduzida, possibilitando correspondente diminuição na dopagem da junção  $p^+$ . Esta redução da espessura associada à diminuição da dopagem do material semiconductor permite diminuir o tempo de recuperação no corte, ou seja, no *turn-off*, provocado pela recombinação dos portadores de carga na junção de emissor e, assim, conferir maior velocidade de comutação ao dispositivo. No mais, esses novos dispositivos [Hesper et al. 2003] atendem plenamente aos critérios de baixo custo, robustez elétrica e alta tolerabilidade a falhas, requisitos inicialmente fixados como metas de projeto.

A título de ilustração, a figura 3.2 apresenta um mapa de aplicação para as diversas famílias de semicondutores de potência usadas em inversores.

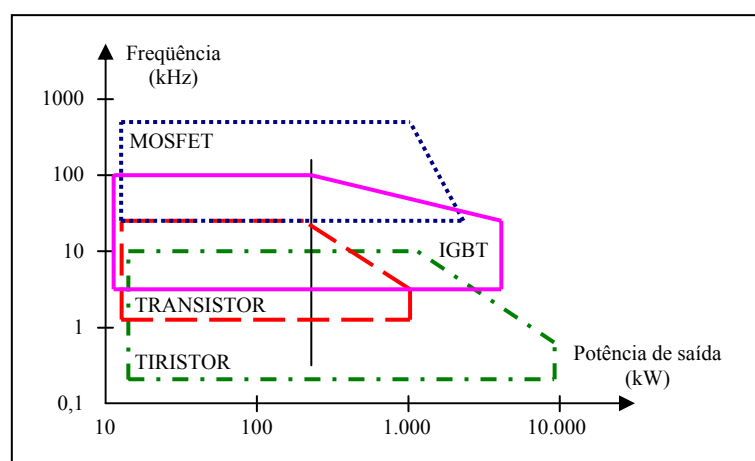


Fig. 3.2 – Mapa de aplicações de semicondutores em inversores

Com base na possibilidade de extensão dos limites operativos dos IGBTs do tipo NPT associada a novas técnicas de acionamento, é proposto o desenvolvimento de um conversor CC/CA de alta frequência empregando este conceito inovador de estrutura, baseada em inversores ressonantes. Também, para efeito de simplificação de nomenclatura, o conversor ressonante CC/CA de alta frequência doravante passará também a ser denominado de conversor ressonante de alta frequência e os módulos que o compõe de células inversoras ressonantes.

Nas seções a seguir, é apresentado um estudo sobre conceituação de inversores ressonantes e das possíveis topologias empregadas para a conexão de módulos. Apresenta-se, também, uma técnica de modelagem empregando o método da função descritiva estendida que, além de descrever o sistema, propicia um melhor ambiente de simulação. Este método será então utilizado no desenvolvimento desta tese para modelar a planta. Diversas simulações utilizando as ferramentas computacionais Matlab<sup>®</sup>, Simulink<sup>®</sup> e PSpice<sup>®</sup> são efetuadas para a predição de resultados.

## **3.2 Conceito de Comutação Seqüencial em Alta Freqüência**

Com base no estudo dos diversos dispositivos apresentados no parágrafo anterior e nos critérios que nortearam a escolha da estrutura inversora a IGBTs em ponte completa, é feita uma revisão sucinta das diversas topologias e possíveis associações entre módulos. Apresenta-se, também, a técnica de acionamento seqüencial de inversores (*sequential gate pulsing*) empregada para aumentar a freqüência de operação final do conjunto.

### **3.2.1 Princípio de funcionamento**

A associação de módulos inversores, embora constitua uma técnica comumente empregada para elevar o nível de potência total de um sistema ao valor nominal requerido, pode ser também utilizada para aumentar a freqüência da corrente e/ou da tensão fornecida por essas estruturas, aplicando o princípio de simetria e reciprocidade. Considerando que a indústria manufatureira de semicondutores produz, atualmente, dispositivos IGBTs de potência para comutação rápida, é possível construir inversores ressonantes operando na faixa da centena de kHz e de kW. É então possível arquitetar novas estruturas conversoras de alta freqüência apresentando essas características, lançando mão de técnicas de comutação apropriadas [Zied et al. 2001].

Assim, para exemplificar essas possibilidades, dispondo de quatro módulos inversores de características idênticas com potência unitária de 50 kW, operando na freqüência de chaveamento de 100 kHz, é possível fazer três associações distintas, para:

a) Obter um conjunto conversor ressonante formado por quatro módulos inversores de 50 kW / 100 kHz cada, associados de forma a somar as potências fornecidas por cada um deles, produzindo assim uma potência total de 200 kW e operando na freqüência de 100 kHz.

---

b) Obter um conjunto conversor ressonante formado por quatro módulos inversores de  $50\text{ kW} / 100\text{ kHz}$  cada, agrupados dois a dois, segundo uma configuração somadora e seqüencial, e produzindo uma potência total de  $100\text{ kW}$ , operando na freqüência de  $200\text{ kHz}$ .

c) Finalmente, obter um conjunto conversor ressonante formado por quatro módulos inversores de  $50\text{ kW} / 100\text{ kHz}$  cada, acionados de forma seqüencial, produzindo uma potência total de  $50\text{ kW}$ , na freqüência de  $400\text{ kHz}$ .

A figura 3.3, apresentada a seguir, ilustra graficamente as diversas possibilidades de arranjo entre os módulos inversores, seja de forma a aumentar a potência e/ou a freqüência.

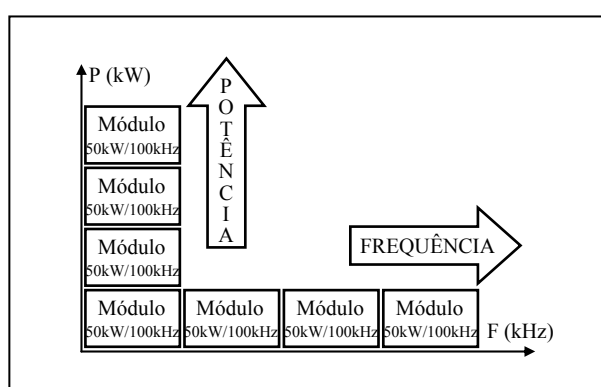


Figura 3.3 – Sistema modular de conversores

Graficamente, é possível visualizar os três arranjos e entender de forma intuitiva este conceito para as diversas associações possíveis. Obviamente, é esta última configuração utilizando o conceito de soma de freqüência através do acionamento seqüencial dos módulos inversores que foi empregada, sendo objeto do estudo e desenvolvimento proposto nesta tese. Esta nova topologia permite operar em freqüências mais elevadas a partir de dispositivos apresentando, individualmente, limites de operação mais severos. A quantidade de inversores podendo ser associados para aumentar a freqüência é limitada, na prática, pelo tempo de corte,  $t_{off}$ , apresentado por cada um dos braços das células inversoras. No atual estado da tecnologia, os IGBTs de potência do tipo NPT apresentam um  $t_{off}$  mínimo de 200 a 300 ns, e a quantidade de células  $n$  é definida, empiricamente, para que  $t_{on}/t_{off} \geq 4$ , o que corresponde a um limite prático de freqüência de  $500\text{ kHz}$ , obtido com 4 ou 5 células inversoras.

De forma geral, os módulos inversores podem ser alimentados por uma fonte de tensão constante VSI (*Voltage Switching Inverter*), ou de corrente constante CSI (*Current*

*Switching Inverter*), sendo que ambas as configurações podem operar, respectivamente, nas ressonâncias série e paralela da carga, representadas pelo conjunto transformador, indutor da tocha e capacitor de compensação [Dede et al. 1993]. As estratégias de comutação normalmente implementadas utilizam técnicas de comutação suave, com o chaveamento dos dispositivos na transição pelos zeros de tensão, para os inversores do tipo VSI, e na transição de corrente nula, para os inversores do tipo CSI. Assim, para satisfazer estas condições, nos inversores CSI o modo de comutação é capacitivo, dominado pelas perdas no acionamento (*turn-on*) dos IGBTs, enquanto nos inversores VSI, o modo de comutação é indutivo, dominado pelas perdas no corte (*turn-off*) dos IGBTs. Ainda sim, os inversores CSI necessitam de um diodo em série com cada IGBT para assegurar o bloqueio da corrente, no semi-ciclo reverso. Esta configuração apresenta assim uma perda de condução maior, pois, no meio-ciclo direto, este diodo também é percorrido pela corrente de carga. Para frequências de operação mais elevadas o inversor CSI tende a apresentar problemas na recuperação reversa, principalmente se os diodos não forem de chaveamento rápido e o modo de operação ZCS perfeitamente estabelecido. Nesta topologia, a corrente circulando na carga e apresentada pelo circuito ressonante é quadrada, enquanto a tensão resultante é senoidal. Pelas restrições elencadas, os inversores com fonte de corrente CSI são geralmente empregados em aplicações que operam com baixas frequências de chaveamento. Por isto, é um conversor pouco empregado e, doravante, nosso estudo incidirá apenas sobre o inversor VSI operando com estratégia de comutação no modo ZVS.

A figura 3.4 apresenta, a seguir, possíveis configurações de inversores ressonantes dos tipos VSI e CSI com as cargas ressonantes associadas em série e em paralelo, respectivamente usadas em estratégias de comutação suave ZVS e ZCS.

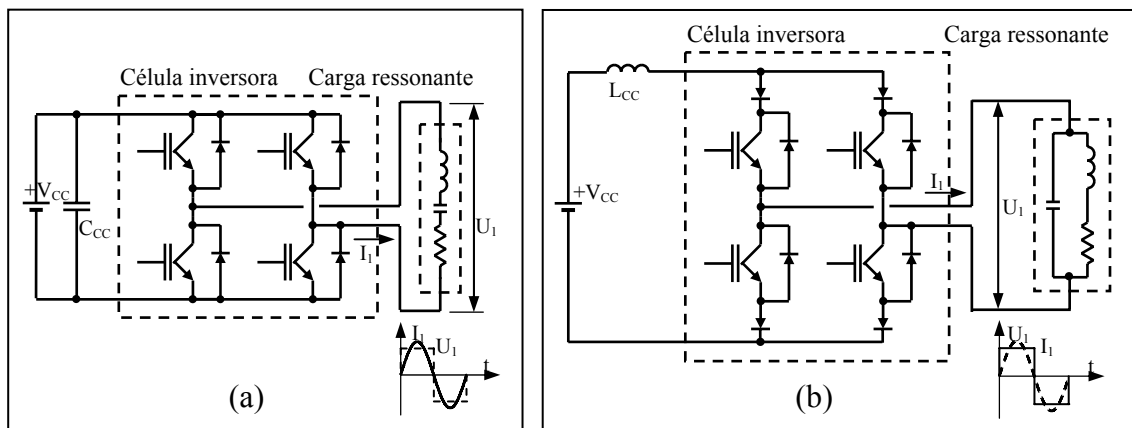


Fig. 3.4 – Configurações de inversores: (a) Tipo VSI; (b) Tipo CSI

Nos IGBTs, à medida que a frequência de chaveamento aumenta, as perdas produzidas durante o instante do corte (*turn-off*) das chaves se tornam dominantes, superando até as perdas de condução e as observadas no instante do acionamento (*turn-on*) [Schönknecht et al. 2002]. É necessário então propiciar um caminho alternativo para que a carga acumulada na capacitância da junção seja escoada rapidamente. Esta função é suprida pelo diodo de roda livre, chamado de *free-wheeling diode*, conectado em paralelo com o IGBT, o qual deve apresentar características de comutação e recuperação rápidas. Por outro lado, diversas técnicas para reduzir as perdas são utilizadas, seja subutilizando a capacidade de manejo e/ou lançando mão das propriedades intrínsecas dos dispositivos. Neste escopo, técnicas de *destressing* são normalmente empregadas para reduzir a fadiga elétrica imposta ao dispositivo, de forma a melhor manejar e diminuir as perdas de chaveamento. Mesmo assim, as perdas tendem a aumentar com a elevação da frequência e os limites de temperatura de operação são rapidamente ultrapassados. Ensaios efetuados em IGBTs de potência da família NPT mostram que, enquanto as perdas de condução e de acionamento (*turn-on*) crescem linearmente com a corrente drenada, as perdas no corte (*turn-off*) não variam linearmente na mesma proporção com o aumento de corrente, crescendo de forma diferenciada. Verifica-se que são proporcionalmente maiores para correntes de baixa intensidade do que para correntes altas.

A figura 3.5, apresentada a seguir, ilustra este padrão de comportamento para um IGBT de potência do tipo FF200 de EUPEC / INFINEON TECHNOLOGIES® [Kleveland et al. 2000], em alta frequência.

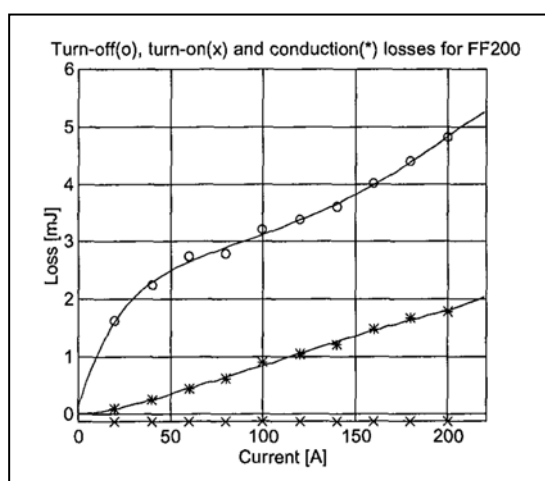


Fig. 3.5 – Comportamento das perdas de condução, no corte e na comutação para o IGBT FF200. (Gráfico reproduzido do *datasheet* do IGBT FF200. EUPEC Corp.®)

Isto demonstra claramente que, subutilizar a capacidade de manejo de corrente de um dispositivo IGBT de potência, em alta frequência, não é necessariamente o melhor caminho para reduzir a fadiga elétrica, como intuitivamente poderia o parecer.

Por outro lado, verifica-se que, no chaveamento de IGBTs em altas frequências, a soma das perdas engendradas no pico de corrente passa a ser muito maior do que a capacidade de dissipação térmica intrínseca do módulo, mesmo este sendo equipado com circuito de refrigeração. No mais, há ainda o calor produzido na porta (*gate*) do IGBT pelo sinal de excitação que, nas altas frequências, ultrapassa a capacidade de dissipação da junção. Um novo método pode então ser utilizado, complementarmente, para diminuir essas perdas [Kleveland et al. 2000]: o da redução da corrente média, por *derating* de corrente na carga, mediante implementação da técnica de chaveamento seqüencial (*sequential gate pulsing*) que, aplicada aos vários dispositivos IGBTs, diminui a frequência efetiva de comutação. Adicionalmente, a técnica de chaveamento seqüencial apresenta ainda uma vantagem, pois irá requerer menor potência para a excitação das portas das células inversoras, uma vez que operam com um ciclo de frequência mais baixa.

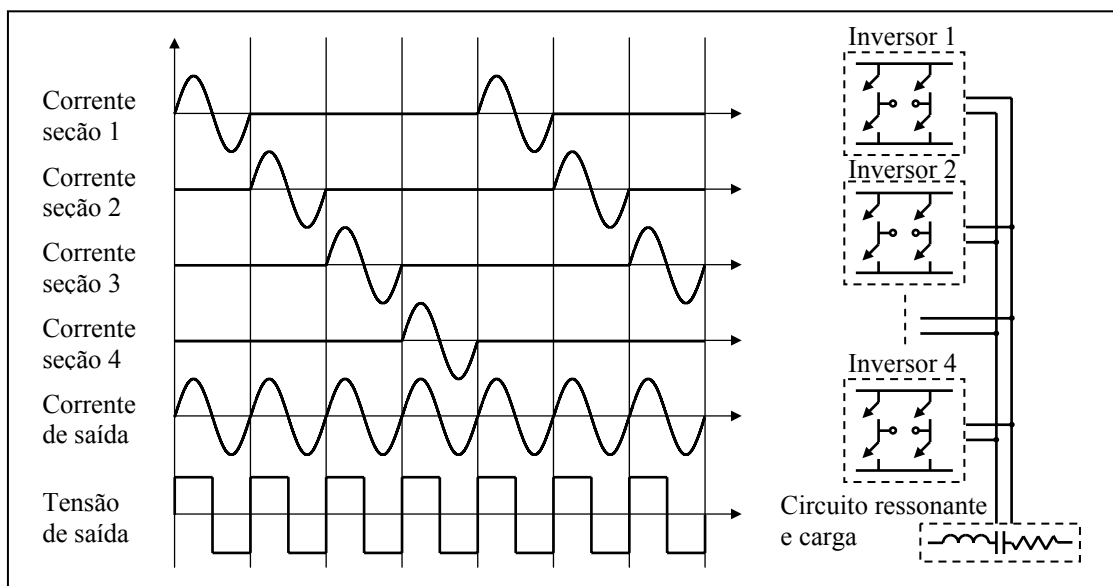


Fig. 3.6 – Diagrama de chaveamento seqüencial dos módulos inversores

Lançando mão dessas técnicas, a redução da fadiga elétrica obtida pelo chaveamento seqüencial possibilita que os IGBTs operem, em intervalos curtos, com correntes bem mais elevadas de que se fossem comutados a cada período, uma vez que cada seção tem participação efetiva somente em  $1/N$  períodos. Para o caso estudado nesta tese, são utilizados

quatro inversores com potência nominal unitária de  $50\text{ kW}$ , operando na frequência de  $100\text{ kHz}$ , com carga ressonante sintonizada em  $400\text{ kHz}$ . Nesta frequência, a duração de um meio ciclo de corrente na carga é de  $1,25\ \mu$ . Nessas condições, a transição da tensão de saída deverá ocorrer em, no máximo  $100\text{ ns}$ . Assumindo no barramento CC uma tensão de  $750\text{ V}_{CC}$ , o gradiente de tensão a ser provido pelo IGBT é de  $7,5\text{ kV} / \mu\text{s}$ . Este valor será utilizado, inclusive, para o dimensionamento dos módulos de excitação. Desta forma, fica evidenciado que, acionando os inversores ressonantes segundo um padrão seqüencial e sincronizado, é possível obter, na saída, uma tensão alternada quadrada com frequência resultante quatro vezes superior a da frequência à qual cada inversor está operando, individualmente.

A seqüência simplificada de acionamento das células inversoras proposta por este método é apresentada na figura 3.6. Em síntese, estas técnicas de *destressing* e *derating* proporcionam um alívio da fadiga elétrica, bem como suavizam as condições de funcionamento dos módulos de excitação, mediante a redução da frequência efetiva de comutação das chaves.

### 3.2.2 Associação de módulos inversores

A associação de módulos inversores com comutação seqüencial pode ser feito de diversas formas para somar frequência e potência na saída, dependendo da necessidade ou aplicação requerida. Esquemas com conexão das saídas em paralelo, série ou mista [Stier et al. 2002] são normalmente utilizados, conforme ilustrado pela figura 3.7.

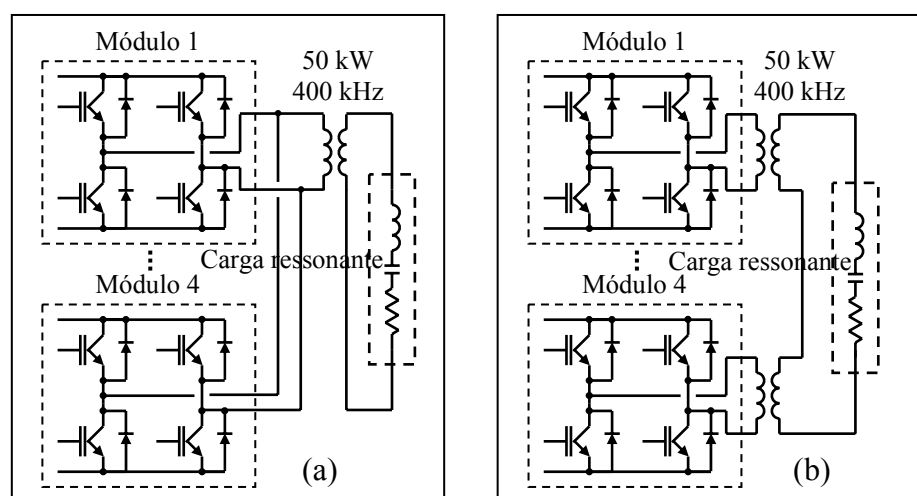


Fig. 3.7 – Arranjo de módulos: (a) configuração paralela; (b) configuração série

---

A principal vantagem proporcionada pela ligação paralela é que a corrente circula apenas na célula inversora ativa durante a parte do ciclo do qual contribui, enquanto os IGBTs dos outros módulos estão bloqueados. Em seguida, a contribuição é fornecida pelo próximo módulo inversor e, assim, sucessivamente, pelos demais até completar uma seqüência de comutação, quando o ciclo se repete. Esta configuração requer uma sincronia perfeita entre os diversos sinais de comando e excitação, pois, jamais, dois ou mais dispositivos IGBTs podem ser acionados simultaneamente.

Na conexão série, a corrente da carga ressonante circula por todos os módulos inversores, estejam contribuindo ou não naquela parte do ciclo, aumentando assim as perdas de condução. Como somente um módulo inversor contribui efetivamente a cada vez, a corrente de retorno é obrigada a circular também pelos diodos chamados de *free-wheeling diodes* dos demais módulos. Da mesma forma, em seguida, a contribuição é fornecida pelo próximo módulo, e assim, sucessivamente, até completar o ciclo. Nesta configuração, todas as seqüências de comutação no modo ZVS se referem, exclusivamente, ao módulo inversor contribuindo, possibilitando a utilização de controles independentes em cada módulo.

Assim, cada alternativa de conexão, seja em série ou paralelo, apresenta as suas especificidades, vantagens e restrições. Para o desenvolvimento proposto nesta tese, em função do estudo investigativo conduzido preliminarmente, adotou-se a configuração paralela por apresentar o melhor compromisso entre perdas, facilidades na implementação prática da topologia proposta para o conversor ressonante, e por requerer a utilização de um único transformador RF de adaptação de impedâncias.

### **3.2.3 Controle de potência em módulos inversores**

Existem vários métodos para controlar a potência de saída de um módulo inversor. Os mais utilizados são:

a) Por variação da tensão no barramento CC. Para isto, é necessário que o retificador que fornece a tensão CC de barramento seja do tipo controlado. Este método simples e eficaz, embora imponha maior complexidade ao retificador, possibilita a operação do conversor ressonante no modo ZVS em ampla faixa dinâmica de variação da carga, com um mínimo de perdas.

b) Por variação da freqüência de chaveamento. Baseado na propriedade segundo a qual a impedância da carga ressonante série aumenta para freqüências situadas acima do ponto de ressonância. Contudo, por degradar o modo de comutação ZVS fora do ponto de

---

---

operação, as perdas introduzidas pelo corte dos IGBTs aumentam nas mesmas proporções tornando este método de controle ineficiente para a aplicação proposta.

c) Por deslocamento de fase (*phase-shifting*) entre os sinais de acionamento aplicados aos pares de IGBTs [Wenfang et al. 2009]. Esta estratégia equivale a um padrão de modulação por largura de pulso PWM, fazendo com que o período de aplicação da tensão de barramento à carga ressonante, para cada semi-ciclo, corresponda à interseção dos sinais de acionamento, determinando intervalos durante o ciclo no qual a tensão é zero. Este eficiente método de controle pode ser utilizado em conversores ressonantes com acionamento seqüencial, desde que o deslocamento de fase entre os pulsos de comando assegure um tempo morto mínimo na comutação dos IGBTs, para acomodação do *turn-off*.

d) Por inserção de padrões de acionamento nulos na estratégia de comando. A carga ressonante recebe energia somente quando os pares de IGBTs são acionados [Esteve et al. 2007]. Na ausência de comando, podendo ocorrer durante um ou mais ciclos, a carga ressonante oscila livremente na sua frequência natural de ressonância, sem que haja reposição de energia. Trata-se de um método de controle eficiente, requerendo, porém, um padrão de acionamento complexo e não adequado à aplicação proposta, pois poderia provocar a extinção do plasma nos períodos de nulos.

No desenvolvimento proposto nesta tese, o método de controle do nível de potência de saída dos inversores ressonantes é obtido por variação da tensão CC de barramento. Este método foi escolhido com base em vasta investigação documental e estudos prévios, sobretudo por sua eficiência e simplicidade, e por apresentar pouca dependência às variações da carga ressonante e, conseqüentemente, das condições da coluna de plasma.

### **3.3 Análise do Conversor Ressonante Série com Acionamento Seqüencial**

#### **3.3.1 Topologia do conversor**

O conversor ressonante com acionamento seqüencial é constituído por um conjunto de quatro células inversoras a IGBTs idênticas, configuradas em ponte completa e conectadas em paralelo [Schönknecht et al. 2001], acionadas em seqüência por uma estratégia de comando específica. O conversor é conectado a uma carga ressonante série por meio de um transformador de adaptação de impedâncias. A figura 3.8 apresenta a topologia adotada para o conversor ressonante e demais subsistemas associados.

---

Para assegurar o mínimo de perdas possível [Schwartz et al. 2001], o chaveamento das chaves IGBTs das estruturas inversoras é feito no modo ZVS. Na estratégia de controle escolhida, passa então a existir um ângulo de defasagem entre tensão e corrente na carga, o qual deve ser mantido em valor adequado para assegurar a condição ZVS em toda a faixa de operação. Esta condição é obtida por um artifício, forçando o chaveamento das chaves IGBTs a uma frequência  $f_s$  maior de que a frequência natural de ressonância  $f_0$  da carga, tornando, assim, a carga ressonante ligeiramente indutiva [Khan et al. 2005]. Esta defasagem tem como efeito reduzir a eficiência da célula inversora, contudo a frequência de chaveamento  $f_s$  será mantida o mais próximo possível da frequência natural  $f_0$  da carga ressonante, de forma a minimizar a circulação de energia reativa no circuito.

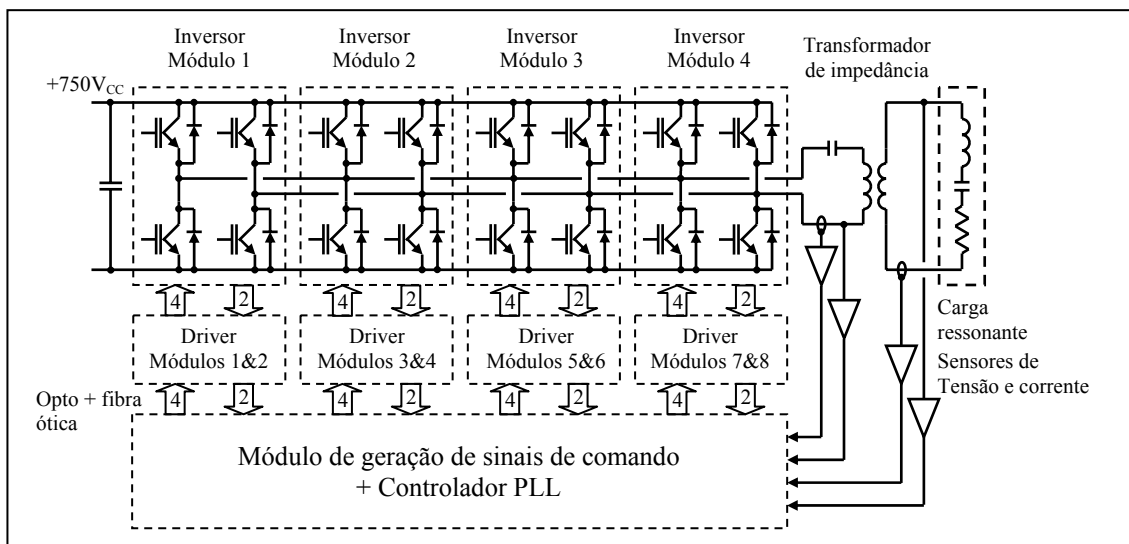


Fig. 3.8 - Topologia do conversor ressonante e subsistemas associados

Na topologia adotada para o conversor ressonante proposto, esta função é desempenhada por uma malha PLL modificada que rastreia a frequência natural de ressonância da carga e ajusta a frequência dos pulsos de comando. Amostras da tensão e corrente circulando na carga ressonante são recolhidas por sensores que referenciam a malha PLL. A figura 3.9 apresenta o diagrama de blocos do controlador PLL modificado com um bloco de atraso de fase para acomodar os diferentes atrasos inerentes aos circuitos e assegurar a comutação no modo ZVS. A estratégia de controle é descrita em detalhes mais adiante, no parágrafo 3.3.2.

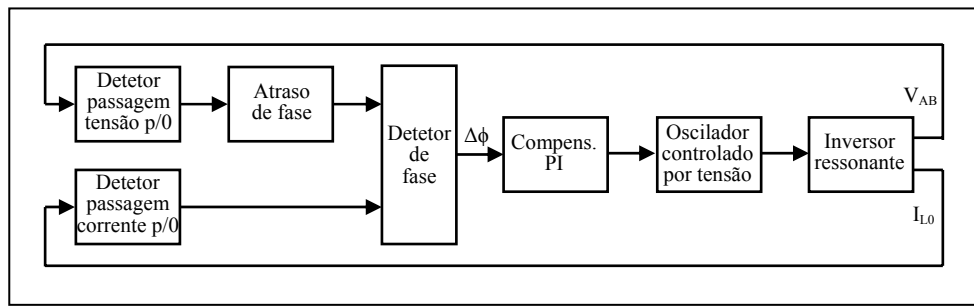


Fig. 3.9 - Diagrama de blocos do controlador PLL modificado

O padrão de modulação aplicado às chaves IGBTs corresponde ao da modulação por deslocamento de fase com controlador modificado [Dede et al. 1996], no qual o deslocamento de fase entre os sinais de acionamento das semi-pontes de cada braço das células inversoras é forçado para  $\phi = 0$ . Por esta razão, na implementação do padrão de comando seqüencial do conversor ressonante, na aplicação proposta, é incorporado um tempo morto (*dead-time*) fixo, em cada ciclo de acionamento do par de chaves IGBTs. Este tempo morto atende a duas finalidades, sendo:

- a) A uma premissa de segurança do sistema, garantindo que sob quaisquer condições de operação, comando ou falha das malhas de controle, dois ou mais braços das células inversoras jamais poderão ser acionados ao mesmo tempo.
- b) Acomodar o período de recuperação reversa dos diodos e dos IGBTs no instante do corte e assegurar a comutação no modo ZVS.

Na técnica de modulação do tipo *sequential gate pulsing* o período útil de fornecimento de potência correspondente a cada célula inversora representa apenas parte do seu ciclo de operação, uma vez que cada célula opera em  $1/4$  da freqüência nominal de operação do conversor ressonante. Desta forma, a implementação do controle de potência por deslocamento de fase  $\phi$  entre os sinais de acionamento contribuiria para diminuir ainda mais o tempo de atuação de cada inversor.

Por esta razão, optou-se por fazer o controle da potência de saída diretamente pelo controle da tensão de barramento CC. Este método, simples e robusto, assegura que as condições de chaveamento dos IGBTs se mantêm constantes, mesmo havendo fortes variações da carga ressonante. Este método tem, ainda, a propriedade de dessensibilizar a atuação do controlador, evitando que surjam oscilações na malha de controle do PLL modificado em decorrência de sua rápida resposta em freqüência.

A figura 3.10 ilustra, de forma simplificada, as diversas etapas de comutação das células inversoras e a obtenção da condição ZVS para as chaves IGBTs [Simeonov et al. 1996]. As etapas de comutação são analisadas de forma pormenorizada e descritas em detalhes, mais adiante.

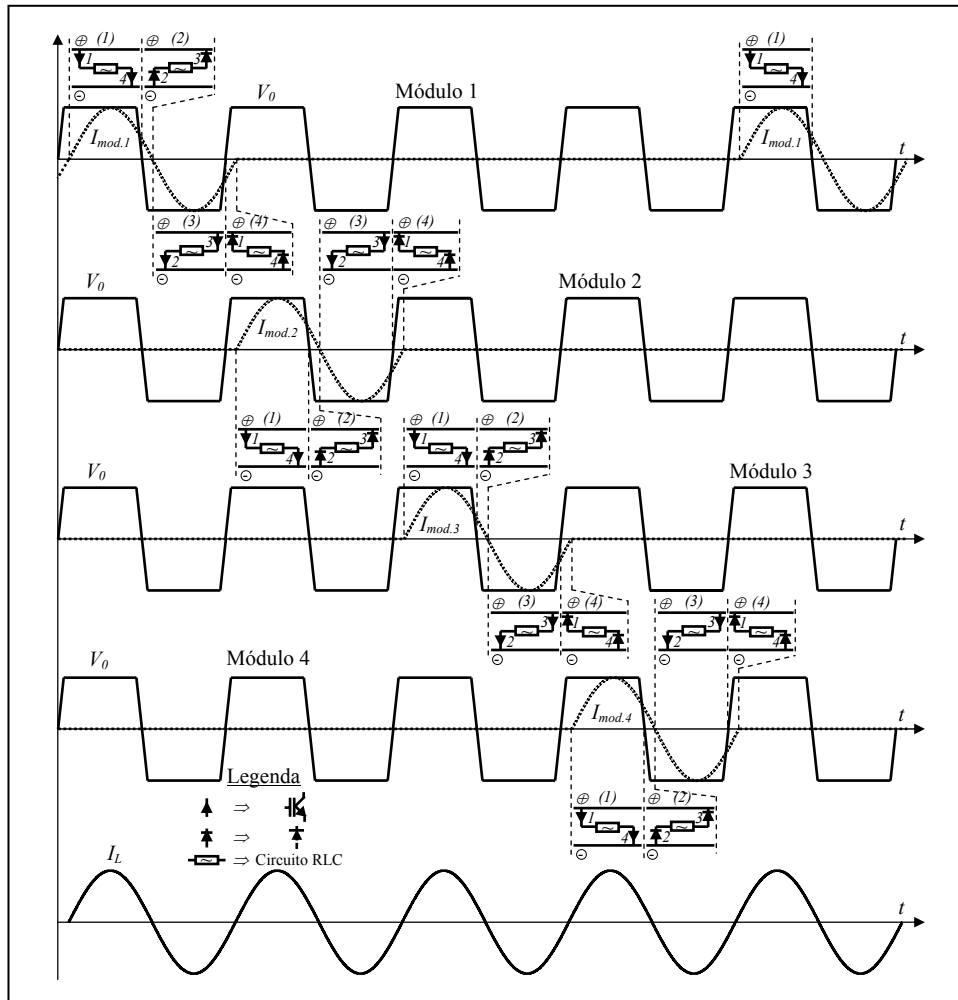


Fig. 3.10 – Diagrama simplificado de acionamento das células inversoras

### 3.3.2 Análise qualitativa da célula inversora

A análise qualitativa é feita para um conversor ressonante série [Yingnian et al. 2008], no qual os dispositivos IGBTs de chaveamento e os componentes passivos como indutância, capacitância e resistência da carga ressonante apresentam valores fixos e definidos para um determinado ponto de operação. Obviamente, isto não corresponde à situação real e dinâmica do circuito, pois os parâmetros da carga ressonante são fortemente influenciados pelas condições da coluna de plasma interagindo com o aplicador RF. Contudo, esta

aproximação será suficiente para realizar uma análise qualitativa do conversor sem prejuízo da compreensão dos mecanismos envolvidos na comutação das chaves IGBTs.

Uma vez que o conversor ressonante série utiliza  $n$  células inversoras idênticas conectadas em paralelo, e comutadas seqüencialmente [Rossetto et al. 1998], o estudo de suas propriedades é conduzido para uma única célula, considerando que a análise se aplica, automaticamente, às demais seções.

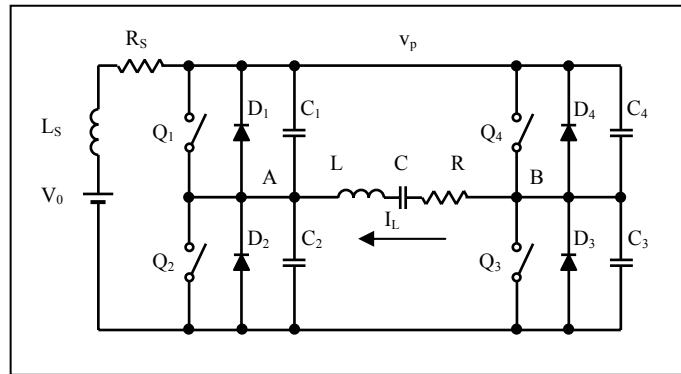


Fig. 3.11 – Modelo simplificado do inversor ressonante

A figura 3.11 apresenta a topologia da célula inversora em ponte completa proposta, com o circuito ressonante associado, composto pela indutância equivalente  $L = L_{RF} \cdot N^2$ , o capacitor de ressonância série equivalente  $C = C_{RF}/N^2$ , e a resistência de carga equivalente  $R = R_{RF} \cdot N^2$ . Esses elementos equivalentes representam, respectivamente, a indutância do aplicador da coluna de plasma refletida, o capacitor de compensação, e a resistência refletida do plasma, combinada com a resistência dos indutores e dos enrolamentos do transformador. Esses elementos são referidos à saída do conversor pelo transformador de casamento de impedância  $T_{RF}$ , com relação de transformação  $N:1$ . A tensão da fonte de alimentação é referenciada como  $V_0$ , e os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  representam as capacitâncias parasitas das junções dos IGBTs e dos diodos associados em paralelo com o barramento. A indutância  $L_s$  e a resistência  $R_s$  representam, respectivamente, a indutância parasita do barramento e a resistência associada. Para assegurar a operação no modo ZVS, a frequência de chaveamento  $f_s$  é assumida como sendo ligeiramente maior do que a frequência de ressonância  $f_0$  da carga. Desta forma, a corrente  $i_L$  na carga ressonante apresenta um atraso de fase em relação à tensão de saída  $v_{AB}$ .

### 3.3.2.1 Análise em regime no modo ZVS

Inicialmente, é analisada a operação da célula inversora em regime, no modo ZVS [Kifune et al. 2004]. Para ilustração, algumas formas de onda típicas do sistema são apresentadas na figura 3.12.

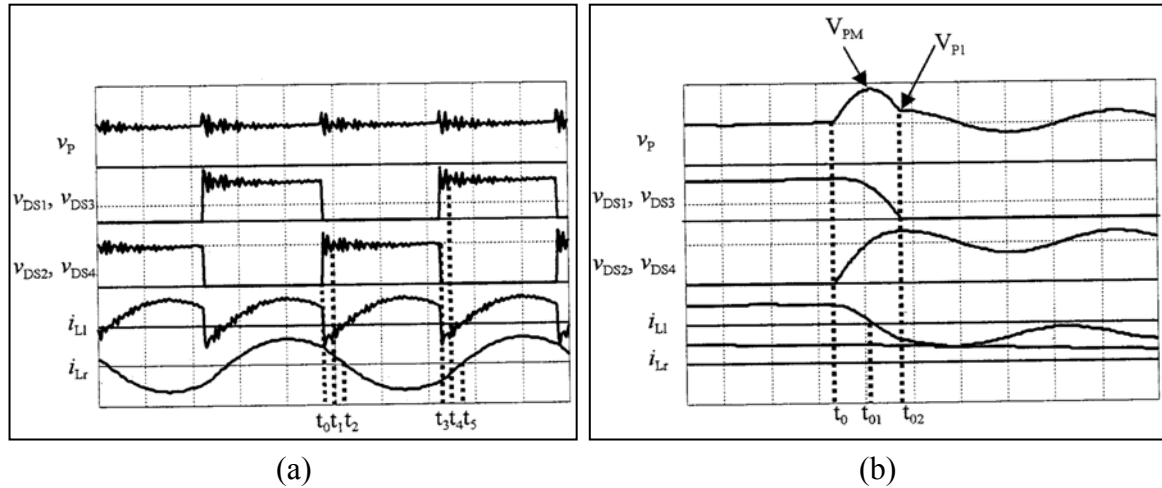


Fig. 3.12 – Formas de ondas do sistema em regime no modo ZVS: (a) Tensão e corrente sobre as chaves; (b) Tensões e correntes expandidas em torno de  $t_0$

A análise da célula inversora ressonante serie é feita com base nos trabalhos desenvolvidos por Chen et al. (2001) e por Viria et al. (2007) para o circuito equivalente apresentado na figura 3.11. Assim, são apresentadas as principais etapas de comutação do sistema para um meio ciclo de operação. Subdividindo-se o semi-período em 6 etapas, temos:

- Etapa 1, para  $t < t_0$ : antes de  $t_0$ , as chaves IGBTs  $Q_2$  e  $Q_4$  estão conduzindo e o circuito equivalente correspondente à etapa 1 é mostrado na figura 3.15 (a). Assim, no instante  $t = t_0$ , a corrente  $i_L$  na carga ressonante é positiva e as tensões sobre os diodos e capacitores  $D_2$ ,  $C_2$ ,  $D_4$  e  $C_4$  são nulas.

- Etapa 2, para o intervalo  $t_0 \leq t < t_{01}$ : durante o tempo morto do IGBT, no intervalo  $t_0 \leq t < t_1$ , todas as chaves IGBTs estão cortadas. Em  $t_0$ , as chaves  $Q_2$  e  $Q_4$  são levadas ao corte e o circuito equivalente resultante da etapa 2 é mostrado na figura 3.15 (b). Desta forma, as capacitâncias parasitas  $C_2$  e  $C_4$  são carregadas, enquanto  $C_1$  e  $C_3$  são descarregadas. Assumindo que todas as capacitâncias são iguais, ou seja,  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ , a tensão de surto  $v_p(t)$  pode ser expressa a partir do circuito equivalente simplificado da etapa 2 apresentado a seguir, na figura 3.13.

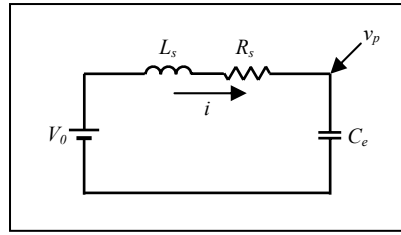


Fig. 3.13 – Modelo simplificado do inversor ressonante em modo ZVS para a etapa 2

Aplicando a malha de *Kirchhoff* ao circuito equivalente da etapa 2:

$$V_0 = L_s \cdot \frac{di}{dt'} + i \cdot R_s + v_{C_e}, \quad \text{com} \quad i(t' = 0) = I_0 \quad (3.1)$$

, e:

$$C_e \cdot \frac{dv_{ce}}{dt'} = i, \quad \text{e} \quad v_{ce}(t' = 0) = v_p(t' = 0) = V_0 \quad (3.2)$$

, onde  $t' = t - t_0$ , e  $C_e = (C_1 \text{ em s\u00e9rie com } C_2) // (C_3 \text{ em s\u00e9rie com } C_4)$ .

Desta forma, a tens\u00e3o resultante no capacitor:

$$v_p(t') = V_0 + \frac{I_0 \cdot Z_0}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \cdot e^{-\zeta \cdot \omega_n t'} \cdot \text{sen} \left( \omega_n \cdot \sqrt{1 - \zeta^2} \cdot t' - \phi \right) \quad (3.3)$$

, com  $\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta} \right)$ ,  $\omega_n = 1 / \sqrt{L_s \cdot C_e}$ ,  $Z_0 = \sqrt{L_s / C_e}$  e  $\zeta = R_s / 2 \cdot \sqrt{C_e / L_s}$ .

- Etapa 3, para o intervalo  $t_{01} \leq t_0 < t_{02}$ : em  $t_{01}$ , a corrente  $i_{L_s}$  decresce para zero at\u00e9 mudar de sentido, o que corresponde ao circuito equivalente da etapa 3, na figura 3.15 (c). Entre  $t_{01}$  e  $t_{02}$  a tens\u00e3o existente  $v_p$  diminui gradualmente.

- Etapa 4, para o intervalo  $t_{02} \leq t < t_1$ : em  $t_{02}$  as capacit\u00e2ncias  $C_2$  e  $C_4$  s\u00e3o carregadas ao potencial  $V_{p1}$  como mostra a figura 3.12 (b) fazendo que  $v_{DS2}$  e  $v_{DS4}$  sejam iguais a  $v_p$  quando  $D_1$  e  $D_3$  conduzem. A opera\u00e7\u00e3o do circuito equivalente da etapa 4 \u00e9 mostrada na figura 3.15 (d). Desta forma, para  $t \geq t_{02}$ , a tens\u00e3o  $v_{DS2}(t) = v_{DS4}(t)$  que, por sua vez, \u00e9 igual a  $v_p(t)$ . O modelo equivalente simplificado correspondente \u00e0 etapa 4 \u00e9 mostrado a seguir, na figura 3.14.

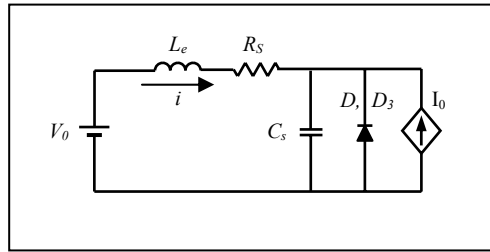


Fig. 3.14 – Modelo simplificado do inversor ressonante em modo ZVS para a etapa 4

Como é assumido que a frequência de chaveamento  $f_s$  na partida é maior do que a frequência de ressonância da carga  $f_0$ , a corrente na mesma pode então ser considerada como sendo gerado por uma fonte de corrente constante, com  $C_s = C_4 + C_2$ . Desta forma, aplicando novamente a malha de *Kirchhoff*:

$$V_0 = L_s \cdot \frac{di}{dt''} + i \cdot R_s + v_{C_s} \quad (3.4)$$

, e:

$$C_s \cdot \frac{dv_{C_s}}{dt''} = i + I_0 \quad (3.5)$$

, com  $i(t''=0) = -I_0$  e  $v_{C_s}(t''=0) = v_p(t''=0) = v_{p1}$ , quando  $t'' = t - t_{02}$ .

Assim, a tensão de saída resultante é expressa por:

$$v_{C_s}(t'') = V_0 + (V_{p1} - V_0 - I_0 \cdot R_s) \cdot \frac{-1}{\sqrt{1 - \xi_1^2}} \cdot e^{-\xi_1 \cdot \omega_{n1} \cdot t''} \cdot \text{sen} \left( \sqrt{1 - \xi_1^2} \cdot \omega_{n1} \cdot t'' \right) \\ + (V_{p1} - V_0 - I_0 \cdot R_s) \cdot \frac{R_s}{Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \xi_1^2}} \cdot e^{-\xi_1 \cdot \omega_{n1} \cdot t''} \cdot \text{sen} \left( \sqrt{1 - \xi_1^2} \cdot \omega_{n1} \cdot t'' \right) \quad (3.6)$$

, onde  $\omega_{n1} = 1/\sqrt{L_s \cdot C_s}$ ,  $Z_{01} = \sqrt{L_s/C_s}$  e  $\xi_1 = R_s/2 \cdot \sqrt{C_s/L_s}$

- Etapa 5, para o intervalo  $t_1 \leq t < t_2$ : em  $t = t_1$ , as tensões  $v_{DS1}$  e  $v_{DS3}$  não são mais iguais a zero e as chaves  $Q_1$  e  $Q_3$  são comutadas no *turn-on*, sob condição ZVS. O circuito equivalente resultante da etapa 5 é mostrado na figura 3.15 (e).

- Etapa 6, para o intervalo  $t_2 \leq t < t_3$ : após  $t = t_2$ , a corrente na carga ressonante  $i_L$  se torna negativa, novamente. O circuito equivalente resultante da etapa 6 é mostrado na figura 3.15 (f). A partir deste ponto, se inicia o meio ciclo seguinte, onde a mesma análise poderá ser desenvolvida e repetida para  $t_3$ ,  $t_4$  e  $t_5$ .

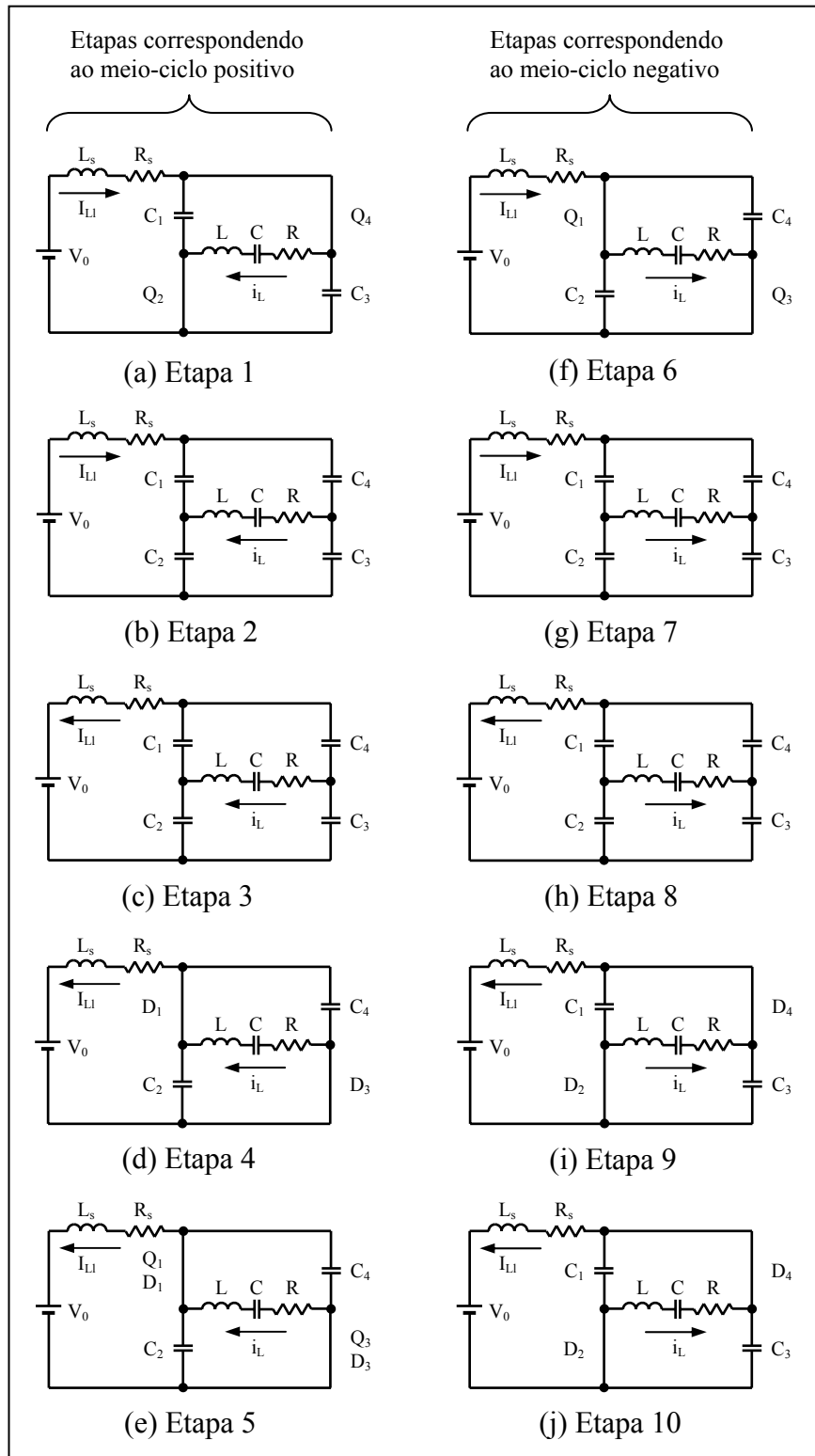


Fig. 3.15 – Etapas do inversor no modo ZVS durante um ciclo de comutação

Da análise apresentada, observa-se que os surtos de corrente ocorrem principalmente na etapa 2. Contudo, devido à função de chaveamento suave expressa pela equação (3.3) e à pequena magnitude da corrente  $I_0$ , o surto de tensão é bastante atenuado.

### 3.3.2.2 Análise no modo não-ZVS

Quando conversor ressonante opera em frequência mais baixa de que a frequência natural de ressonância da carga ressonante, a condição ZVS fica perdida [Viria et al. 2007]. Esta situação pode ocorrer sob duas condições, sendo:

a) Se a malha do PLL não for modificada, a condição de operação ZVS pode ser temporariamente perdida durante vários períodos de comutação.

b) Se a carga refletida pela tocha ICTP for mínima, a frequência ressonante natural da carga se torna muito alta e pode extrapolar o limite superior de operação em frequência do inversor. Isto pode engendrar fortes surtos de tensão produzindo interferências eletromagnéticas, devido ao descasamento da carga e danificar o inversor. É então importante que a correção em frequência proporcionada pela malha PLL tenha resposta rápida, fazendo convergir a comutação das chaves IGBTs para o modo ZVS.

De forma análoga, para analisar esta situação, é utilizado o mesmo modelo apresentado na figura 3.11, no modo não-ZVS. Para ilustração, algumas formas de onda típicas do sistema são apresentadas na figura 3.16 e mostram o instante da partida onde a condição ZVS não está estabelecida.

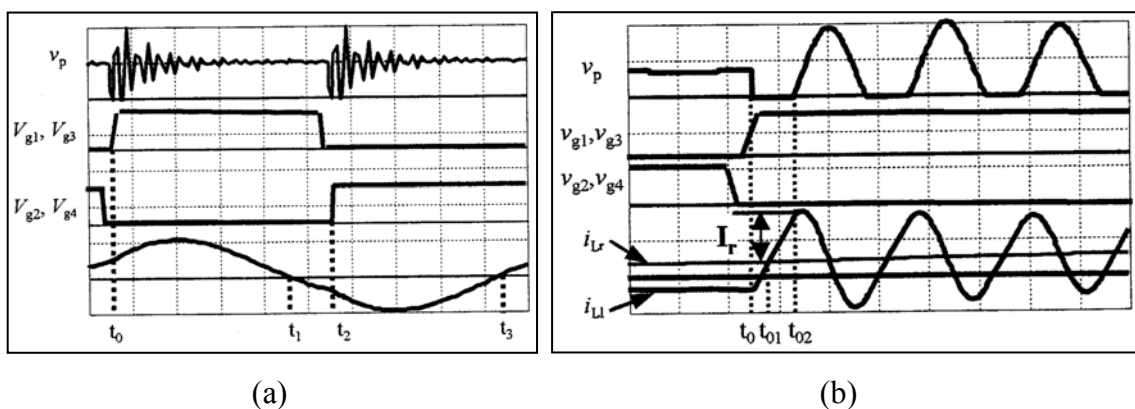


Fig. 3.16 – Formas de ondas do sistema em regime no modo não-ZVS: (a) Tensão e corrente sobre as chaves; (b) Tensões e correntes expandidas em torno de  $t_0$

No modo não-ZVS, em contraposição ao modo ZVS, os transientes ocorrem no instante da comutação, no *turn-on* dos IGBTs. Das observações feitas, quando as chaves

IGBTs estão em condução e são levadas ao corte, ou seja, no *turn-off*, decorre certo tempo de recuperação para que estas voltem à situação de bloqueio. Assim, durante este processo de recuperação reversa dos diodos, para efeito de modelagem e análise, o diodo é assumido como um curto circuito durante o período de recuperação  $T_r$ . Este período de recuperação  $T_r$  pode ser estimado a partir da carga  $Q_r$  armazenada nos diodos e na junção dos IGBTs e pelo pico de corrente reversa  $I_{rp}$ , sendo:

$$T_r = \frac{2 \cdot Q_r}{I_{rp}} \quad (3.7)$$

Após o processo de recuperação, o diodo deixa de conduzir e a tensão de bloqueio é restabelecida. A análise do fenômeno de partida e da operação em modo não-ZVS é feita dividindo o meio-ciclo de operação novamente em 6 etapas, como mostrado na figura 3.17.

- Etapa 1, para  $t < t_0$ : antes de chegar em  $t_0$  os IGBTs  $Q_2$  e  $Q_4$  entram em corte no *turn-off*. A corrente  $I_{Lr}$  é negativa e circula pelos diodos  $D_2$  e  $D_4$ . O circuito equivalente correspondente da etapa 1 é apresentado na figura 3.17 (a).

- Etapa 2, para o intervalo  $t_0 \leq t < t_{01}$ : no instante  $t_0$ , as chaves  $Q_1$  e  $Q_3$  são chaveadas no *turn-on* estabelecendo um curto circuito entre  $v_p$  e a massa. Este fenômeno pode ser observado de  $v_p(t)$  na forma de onda da figura 3.16 (b), para  $t > t_0$ . O circuito equivalente e o sentido da corrente de saída são mostrados na figura 3.17 (b). No intervalo entre  $t_0$  e  $t_{01}$  a corrente fluindo através de  $L_s$  diminui para zero, muda de sentido, e aumenta novamente. O circuito equivalente correspondente da etapa 2 é mostrado na figura 3.17 (b).

- Etapa 3, para o intervalo  $t_{01} \leq t < t_{02}$ : em  $t = t_{01}$ ,  $i_{Ls}(t_{01})$  é igual a  $i_{Lr}(=I_0)$ . Então a corrente reversa de recuperação circula através dos diodos  $D_2$  e  $D_4$ , simultaneamente. Este processo de recuperação deverá terminar antes que  $t = t_{02}$ , quando a corrente reversa em cada diodo atinge um valor correspondente à carga acumulada. Assim, pode ser visto que, devido ao tempo de recuperação, a corrente  $i_{Ls}$  fluindo através de  $L_s$  pode aumentar significativamente. Em outras palavras, devido à existência deste período de recuperação, maior quantidade de carga é armazenada em  $L_s$ . O circuito equivalente correspondente da etapa 3 é apresentado na figura 3.17 (c).

- Etapa 4, para o intervalo  $t_{02} \leq t < t_1$ : após o período de recuperação,  $D_2$  e  $D_4$  são levados ao corte, no *turn-off*. Neste instante, aparece um surto de tensão e  $L_s$  e  $C_s$  começam

a oscilar, provocando surtos de tensão sobre  $Q_2$  e  $Q_4$ . O circuito equivalente correspondente à etapa 4 é apresentado na figura 3.17 (d). Para a análise, assume-se que  $i_{Lr}$  é produzido por uma fonte de corrente constante e corresponde ao circuito equivalente simplificado da figura 3.14. As equações diferenciais expressando o surto de corrente e tensão para este circuito são as seguintes:

$$V_0 = L_s \cdot \frac{di}{dt'} + i \cdot R_s + v_{Cs}(t'), \quad \text{com} \quad i(0) = I_0 + I_r \quad (3.8)$$

, e:

$$C_s \cdot \frac{dv_{Cs}(t')}{dt'} = i - I_0, \quad \text{com} \quad v_{Cs}(0) = 0 \quad (3.9)$$

, onde  $t' = t - t_{02}$ , e  $I_r$  como mostrado na figura 3.16 (b). Assim:

$$v_{Cs}(t') = (V_0 - I_0 \cdot R_s) \cdot \left[ 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \xi_1^2}} \cdot e^{-\xi_1 \cdot \omega_{n1} t'} \cdot \text{sen} \left( \omega_{n1} \cdot \sqrt{1 - \xi_1^2} \cdot t' - \phi \right) \right] \\ + I_r \cdot Z_{01} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \xi_1^2}} \cdot e^{-\xi_1 \cdot \omega_{n1} t'} \cdot \text{sen} \left( \omega_{n1} \cdot \sqrt{1 - \xi_1^2} \cdot t' \right) \quad (3.10)$$

, com  $\omega_{n1} = 1/\sqrt{L_s \cdot C_s}$ ,  $Z_{01} = \sqrt{L_s/C_s}$ , e  $\xi_1 = R_s/2 \cdot \sqrt{C_s/L_s}$ .

É também interessante de notar que se:

$$\frac{R_s^2 \cdot C_s}{4 \cdot L_s} \geq 1 \quad (3.11)$$

, o circuito é amortecido e não há oscilações. Para esta etapa, o circuito equivalente correspondente é mostrado na figura 3.17 (d). Se o transiente de tensão não se sustentar por um tempo longo, então o circuito em regime corresponde ao da figura 3.17 (e). As correntes  $i_{Lr}$  e  $i_{Ls}$  são correntes ressonantes que circulam também através dos elementos  $L_s$ ,  $C_s$  e  $R_s$ .

- Etapa 5, para o intervalo  $t_1 \leq t < t_2$ : no instante  $t_1$ , a corrente  $i_{Lr}(t_1)$  circulando na carga ressonante é igual a zero. Para  $t > t_1$ , a corrente  $i_{Lr}$  tem o sentido invertido e circula através das chaves IGBTs  $Q_1$  e  $Q_3$ . O circuito equivalente correspondente a esta etapa é mostrado na figura 3.17 (f).

- Etapa 6, para o intervalo  $t_2 \leq t < t_3$ : as chaves  $Q_2$  e  $Q_3$  entram em condução no *turn-on*, no instante  $t_2$ , quando um novo meio ciclo se repete. Assim, a partir deste ponto e na seqüência, inicia-se o meio ciclo seguinte, onde a mesma análise poderá ser desenvolvida, para o intervalo  $t_2$  a  $t_4$ .

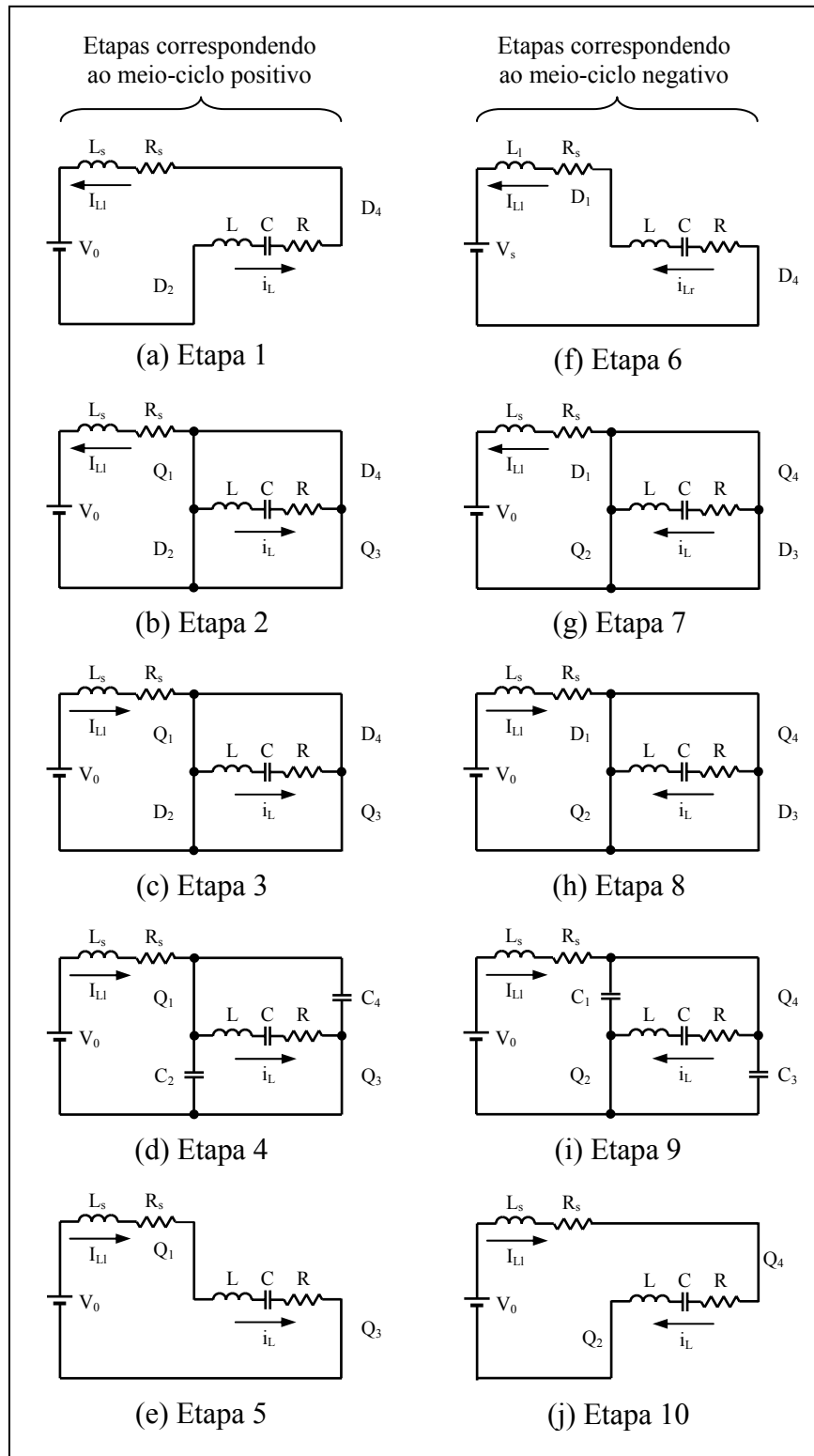


Fig. 3.17 – Etapas do inversor no modo não-ZVS durante um ciclo de comutação

### 3.3.2.3 Análise do modelo proposto com chaveamento seqüencial

Na operação do conversor ressonante com chaveamento seqüencial, a condição ZVS de cada célula inversora deve ser mantida, da mesma forma. Para que isto ocorra, as cargas parasitas  $Q_0$  armazenadas nas junções dos diodos e das chaves IGBT devem ser removidas durante o período morto (*dead-time*) que é inserido no padrão de acionamento. Esta noção é importante, pois irá determinar o tempo mínimo necessário para o escoamento das cargas e, conseqüentemente, definir a freqüência máxima de operação suportada pelos dispositivos de chaveamento. Assim, o ângulo de condução necessário a esta condição pode ser calculado. Como as capacitâncias parasitas são carregadas e descarregadas ao valor da tensão da fonte  $V_0$  duas vezes por ciclo, a energia armazenada pelas mesmas é expressa por:

$$2 \cdot Q_0 = 2 \cdot C_0 \cdot V_0 \quad (3.12)$$

, e por uma célula inversora contribuir somente em 1 a cada 4 ciclos:

$$2 \cdot C_0 \cdot V_0 = \int_{\phi/4\omega_s}^{\pi/4\omega_s} I_L \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) \cdot dt \quad (3.13)$$

Resolvendo a expressão para o ângulo de condução  $\phi$ , vem que:

$$\cos \phi = \frac{2 \cdot \omega_s \cdot C_0 \cdot V_0}{I_0} - 1 \quad (3.14)$$

, com o ângulo de condução podendo variar de 0 a  $\pi/8$  do período  $T_s$ , para um conversor ressonante formado por quatro células inversoras. No caso do ângulo de condução ser igual a  $\pi/8$  indica que o *dead-time* é igual a 0. Por isso, a máxima freqüência de operação na qual cada inversor pode operar é determinada por  $I_0$  e  $C_0$ , para a condição em que o ângulo de condução  $\phi$  converge para o seu mínimo valor, isto é, para 0. Forçando o ângulo de condução  $\phi \rightarrow 0$ , no limite, a máxima freqüência de operação é dada por:

$$\omega_{max} = \frac{I_0}{C_0 \cdot V_0} \quad (3.15)$$

A corrente média circulando em cada chave IGBT é função do ângulo de condução  $\phi$  e pode ser expressa por:

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} I_0 \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) \cdot dt = \frac{I_0}{2 \cdot \pi} \cdot (1 - \cos \phi) \quad (3.16)$$

De forma análoga, a corrente eficaz circulando no par de chaves IGBT é dada por:

$$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} I_0^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_s \cdot t) \cdot dt} = \frac{I_0}{2} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \phi - \text{sen}(2 \cdot \phi)}{2 \cdot \pi}} \quad (3.17)$$

Assim, além das especificações usuais de tensão e de corrente suportadas pela chave IGBT, nas aplicações em alta frequência é importante avaliar as demais características apresentadas pelo dispositivo e, em especial, a taxa de variação da tensão no tempo chamada de *slew rate*, definida por  $dv/dt$ , e imposta no instante do *turn-off* do dispositivo IGBT. Assim, a taxa mínima para assegurar esta condição deve ser:

$$\frac{dv}{dt} \geq \frac{I_0}{2 \cdot C_0} \cdot \text{sen} \phi \quad (3.18)$$

, com a potência de saída do conversor ressonante expressa por:

$$P_{out} = \frac{V_0 \cdot I_0}{2 \cdot \pi} \cdot (1 - \cos \phi) \quad (3.19)$$

### 3.4 Modelagem do Conversor Ressonante Série

A modelagem é feita para uma célula inversora ressonante com controle por deslocamento de fase [Kassakian et al. 1991]. Esta estratégia de controle foi escolhida para a modelagem por ser a mais completa e incorporar os controles da potência de saída e da frequência de operação para assegurar o chaveamento no modo ZVS. Os demais conversores ressonantes em ponte completa derivam desta topologia e representam casos particulares. Assim, é assumido que as quatro chaves IGBTs são acionadas por sinais simétricos, com ciclo de trabalho de 50 %, e as chaves, em cada braço, são acionadas por sinais de comando complementares [Grajales et al. 1993]. A figura 3.18 apresenta os sinais de acionamento das chaves IGBTs da célula inversora ressonante.

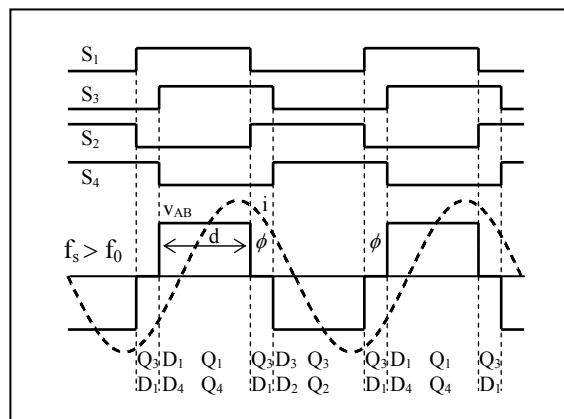


Fig. 3.18 – Formas de ondas do estágio de potência

A potência de saída é regulada mediante variação do ângulo  $\phi$  impresso nos sinais de comando  $S_1/S_3$  e  $S_2/S_4$  das chaves IGBTs  $Q_1/Q_3$  e  $Q_2/Q_4$ . A tensão resultante no circuito ressonante é praticamente quadrada, e apresenta um ciclo de trabalho,  $d$ , sendo  $d < 1$ .

Considerando, para uma dada frequência de chaveamento, que  $f_s$  esteja bastante próxima da frequência de ressonância  $f_0$ , é possível visualizar, graficamente, na resposta da curva, o processo de atuação do controle de potência para diferentes valores de  $d$ . A figura 3.19 apresenta o gráfico da resposta da potência de saída em função do *duty-cycle*,  $d$ .

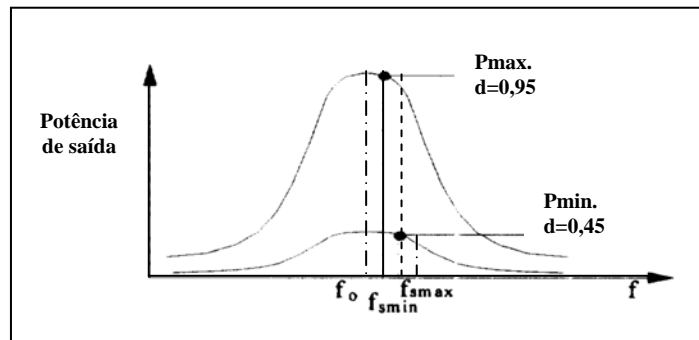


Fig. 3.19 – Curva de resposta da potência de saída em função de  $d$

A figura 3.20 mostra o diagrama simplificado do conversor ressonante série com as duas malhas de controle.

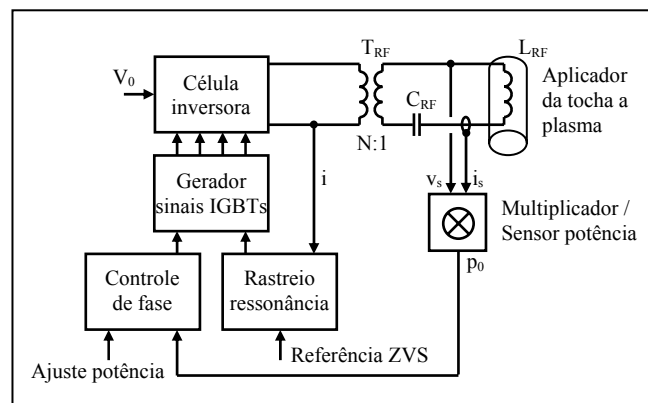


Fig. 3.20 – Diagrama do inversor ressonante com sistema de controle

A malha de controle do deslocamento de fase do modulador PWM apresenta uma resposta lenta, uma vez que monitora a potência de saída  $P_0$  e ajusta o ciclo de trabalho, ou seja, o *duty-cycle*,  $d$ , de forma a manter  $P_0$  no ponto de operação fixado.

---

Por outro lado, a malha de controle de frequência [Nagai et al. 1997] apresenta uma resposta rápida já que monitora a defasagem existente no circuito ressonante série e determina o valor da frequência de chaveamento  $f_s$  para assegurar a condição ZVS.

Assim, a modelagem é feita, inicialmente, para o estágio de potência e, em seguida, para cada uma das malhas de controle.

### 3.4.1 Método de modelagem para pequenos sinais

Diversos métodos de modelagem podem ser utilizados para a descrição e o projeto de estruturas inversoras ressonantes [Youssef et al. 2004]. Basicamente, três técnicas podem ser usadas, sendo: a da amostragem de dados, a da função descritiva estendida, e a do método aproximado. Para este estudo foi adotado o método da função descritiva estendida [Bucknell, 1998]. Proposto inicialmente na literatura por Krylov & Bogolyubov (1932), este método lança mão de uma aproximação para analisar um determinado problema de controle não linear. O método é baseado no princípio da quase linearização do sistema não linear sob análise por um sistema linear que depende somente da amplitude dos sinais de entrada.

Uma das propriedades deste método é de, além de especificar o sistema por funções de estado, facilitar as etapas posteriores de simulação. Esta metodologia, contudo, só pode ser aplicada para o modo de condução contínua, que é o caso do conversor ressonante série. A primeira hipótese para o emprego deste método é que os sinais do conversor ressonante serão aproximados para suas componentes fundamentais. Assim, a especificação do modelo para pequenos sinais é feito com base na equação diferencial não linear do inversor ressonante e pressupõe que os dois termos descontínuos da equação se referem, respectivamente, à tensão na saída do inversor e à corrente drenada pela carga ressonante.

As funções descontínuas são então eliminadas assumindo que, por serem formadas por sinais quadrados, estas podem ser aproximadas para suas respectivas componentes fundamentais. Assim, assumindo que as componentes de tensão e corrente do circuito ressonante são sinusoidais, poderá ser expressa uma equação não linear para o conversor. Pequenas perturbações são então introduzidas nas variáveis para linearizar a equação de regime estacionário do conversor, resultando num modelo para pequenos sinais contínuos no tempo.

Assim, o método da função descritiva estendida [Sewell et al. 2004] é aplicado na modelagem do estágio de potência do inversor ressonante série. Adicionalmente, modelos para pequenos sinais em malha fechada são derivados para especificar o controle da malha de

---

fase do modulador PWM e o controle da malha de frequência ZVS, uma vez que ambas as malhas controlam o sistema.

### 3.4.2 Modelagem do estágio de potência

Neste parágrafo, apresenta-se o procedimento de modelagem pelo método da função descritiva estendida [Yang et al. 1992]. Este método de modelagem é amplamente utilizado nos trabalhos de Grajales et al. (1993) para obter o modelo para pequenos sinais do estágio de potência do inversor ressonante série e serve de referência para esta especificação. O diagrama simplificado do estágio de potência da célula inversora ressonante é apresentado pela figura 3.21.

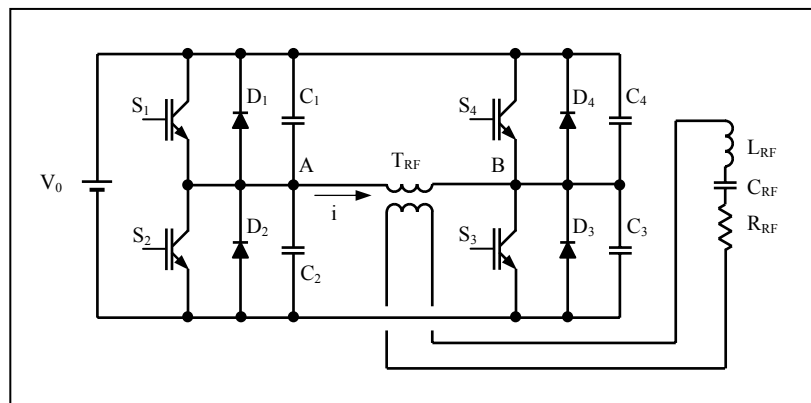


Fig. 3.21 – Modelo simplificado da célula inversora ressonante

Para efeito de modelagem o estágio de potência do inversor ressonante série é representado por seu circuito equivalente [Grajales et al. 1995], conforme mostrado a seguir na figura 3.22.

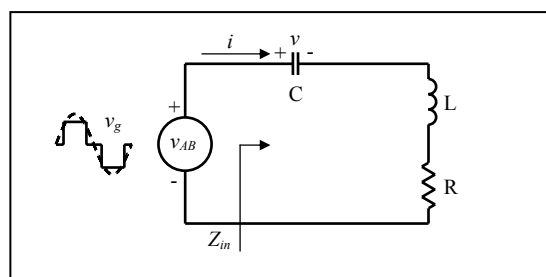


Fig. 3.22 – Circuito equivalente da célula inversora ressonante

Os elementos do circuito ressonante série são referidos à saída do inversor através da relação de transformação  $N$  provida pelo transformador de impedância, sendo:  $C = C_{RF}/N^2$ ,  $R = R_{RF} \cdot N^2$  e  $L = L_{RF} \cdot N^2$ . Os principais parâmetros do circuito referidos à saída do conversor ressonante são:  $\omega_0 = 1/\sqrt{L \cdot C}$ , a frequência de ressonância do circuito,  $Q = Z_0/R$ , o coeficiente de qualidade do circuito ressonante,  $Z_0 = \sqrt{L/C}$  e,  $\omega_n = \omega_s/\omega_0$ , a relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de ressonância. Aplicando, inicialmente, ao circuito da figura 3.22 as leis das malhas de *Kirchhoff*, expressam-se as funções de estado:

$$L \cdot \frac{di}{dt} + v + i \cdot R = v_{AB} \quad (3.20)$$

, e:

$$C \cdot \frac{dv}{dt} = i \quad (3.21)$$

As variáveis de saída são:

$$v_0 = R \cdot i \quad (3.22)$$

, e a potência média de saída fornecida à resistência  $R$ , dada por:

$$P_0 = \frac{1}{2} \cdot R \cdot i^2 \quad (3.23)$$

Utilizando a aproximação harmônica da série de *Fourier* e considerando unicamente o termo fundamental para expressar a corrente  $i(t)$  no indutor e a tensão  $v(t)$  no capacitor, vem:

$$i(t) \approx i_c(t) \cdot \cos(\omega_s \cdot t) + i_s(t) \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) \quad (3.24)$$

, e:

$$v(t) \approx v_c(t) \cdot \cos(\omega_s \cdot t) + v_s(t) \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) \quad (3.25)$$

Pela natureza dos sinais, deve ser observado que o envelope dos termos em seno e cosseno  $\{i_c, i_s, v_c, v_s\}$  varia lentamente no tempo e que o comportamento dinâmico desses termos deve ser investigado. Assim, as derivadas de  $i(t)$  e de  $v(t)$  são expressas por:

$$\frac{di}{dt} = \left( \frac{di_s}{dt} - \omega_s \cdot i_c \right) \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) + \left( \frac{di_c}{dt} + \omega_s \cdot i_s \right) \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (3.26)$$

, e:

$$\frac{dv}{dt} = \left( \frac{dv_s}{dt} - \omega_s \cdot v_c \right) \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) + \left( \frac{dv_c}{dt} + \omega_s \cdot v_s \right) \cdot \text{cos}(\omega_s \cdot t) \quad (3.27)$$

Aplicando a função descritiva estendida à tensão de entrada, tem-se:

$$v_{AB} = \frac{4}{\pi} \cdot v_g \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} \cdot d\right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = v_c \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.28)$$

Considerando que período do sinal de modulação aplicado  $d$  é bem menor do que a frequência de chaveamento  $f_s$ , os termos das equações (3.20) e (3.21) podem ser substituídos pelas equações (3.24), (3.25) e (3.28). Usando o método de balanceamento harmônico, essas equações podem ser decompostas em quatro novas equações, separando-as por grupos em termos de seno e co-seno. Desta forma, as equações para os termos em seno, são dadas por:

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{i_s}{C} + \omega_s \cdot v_c \quad (3.29)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{-v_s - i_s \cdot R + v_c}{L} + \omega_s \cdot i_c \quad (3.30)$$

, e as com termos em co-seno, por:

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C} - \omega_s \cdot v_s \quad (3.31)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{-v_c - i_c \cdot R}{L} - \omega_s \cdot i_s \quad (3.32)$$

As equações (3.29) a (3.32) são usadas para especificar o ponto de operação, forçando todas as derivadas para zero. Assim, o ponto de operação é definido por:

$$I_s = \frac{V_g \cdot W_s^2 \cdot C^2 \cdot R}{W_s^4 \cdot C^2 \cdot L^2 - 2 \cdot W_s^2 \cdot C \cdot L + 1 + W_s^2 \cdot C^2 \cdot R^2} \quad (3.33)$$

$$I_c = \frac{V_g \cdot W_s \cdot C \cdot (1 - W_s^2 \cdot L \cdot C)}{W_s^4 \cdot C^2 \cdot L^2 - 2 \cdot W_s^2 \cdot C \cdot L + 1 + W_s^2 \cdot C^2 \cdot R^2} \quad (3.34)$$

$$V_s = \frac{V_g \cdot (1 - W_s^2 \cdot L \cdot C)}{W_s^4 \cdot C^2 \cdot L^2 - 2 \cdot W_s^2 \cdot C \cdot L + 1 + W_s^2 \cdot C^2 \cdot R^2} \quad (3.35)$$

$$V_c = \frac{V_g \cdot W_s \cdot C \cdot R}{W_s^4 \cdot C^2 \cdot L^2 - 2 \cdot W_s^2 \cdot C \cdot L + 1 + W_s^2 \cdot C^2 \cdot R^2} \quad (3.36)$$

A solução para o regime estacionário fornece o resultado para a análise em CC do inversor ressonante. Fixando o ciclo de trabalho  $d$  como sendo unitário, ou seja, sem inserção de *dead-time*, a relação entre tensão de entrada,  $V_g$ , e de saída,  $V_s$ , é expressa por:

$$M = \frac{V_s}{V_g} = \frac{W_s \cdot C \cdot R}{\sqrt{W_s^4 \cdot C^2 \cdot L^2 - 2 \cdot W_s^2 \cdot C \cdot L + 1 + W_s^2 \cdot C^2 \cdot R^2}} \quad (3.37)$$

Disto, desprende-se que o ganho de conversão em tensão do conversor ressonante série é função da carga ressonante e da freqüência de chaveamento conforme demonstrado na literatura por Grajales et al. (1993). O resultado é mostrado graficamente na figura 3.23, onde:  $Q = Z/R$ ,  $Z = \sqrt{L/C}$  e  $f_0 = 1/2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$ .

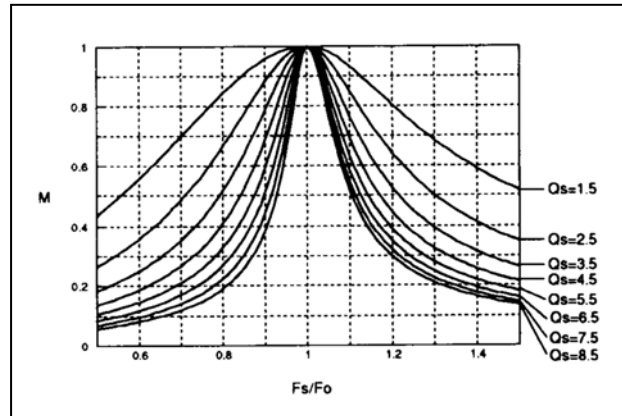


Fig. 3.23 – Relação de conversão de tensão do conversor ressonante em regime estável

O modelo linearizado é obtido aplicando uma perturbação ao modelo para grande sinal [Martin-Ramos et al. 2002] descrito pelas equações (3.29) a (3.32), em torno dos pontos de operação definidos por  $[V_g, D, W_s, Q]$ , onde  $V_g$  é a tensão de entrada,  $W_s$  é a freqüência de chaveamento,  $D$  a relação do ciclo de trabalho e  $Q$  o fator de qualidade da carga, sendo  $Q = W_s \cdot L/R$ . As variáveis com perturbações são as entradas [Rideley 1990], as variáveis de estado e a saída do inversor. Cada vetor tem então a forma:

$$h(t) = H + \hat{h}(t) \quad (3.38)$$

, onde  $H$  é tomado no ponto de operação e  $\hat{h}(t)$  uma perturbação de pequena amplitude. Assim, aplicando as variáveis com perturbação, substituindo os termos nas equações (3.29) a (3.32) e desenvolvendo essas equações em uma expansão de *Taylor*, considerando apenas a primeira derivada parcial, obtém-se o modelo linearizado proposto na literatura por Kassakian (1991). Assim, a equação (3.30) pode ser expressa por:

$$\frac{di_s}{dt} = f(v_s, v_c, i_s, i_c, d, v_g, w_s) \quad (3.39)$$

, que após ser linearizada toma a forma:

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} \approx \frac{\partial f}{\partial v_s} \cdot \hat{v}_s + \frac{\partial f}{\partial v_c} \cdot \hat{v}_c + \frac{\partial f}{\partial i_s} \cdot \hat{i}_s + \frac{\partial f}{\partial i_c} \cdot \hat{i}_c + \frac{\partial f}{\partial \omega_s} \cdot \hat{\omega}_s + \frac{\partial f}{\partial v_g} \cdot \hat{v}_g + \frac{df}{dw_s} \cdot \hat{d} \quad (3.40)$$

, onde cada termo  $df/dx$  é avaliado para o seu ponto de operação. Esta equação é aceitável desde que a perturbação é aplicada ao modelo de pequeno sinal e que os termos de ordem maior são desprezados [Zheng et al. 2007]. Este mesmo procedimento de linearização é aplicado às demais equações (3.33) a (3.36), possibilitando a obtenção do modelo linearizado completo, sendo:

$$\frac{d\hat{v}_s}{dt} = \frac{\hat{i}_s}{C} + W_s \cdot \hat{v}_s + V_c \cdot \hat{\omega}_s \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_s}{dt} = \frac{\hat{v}_s}{L} - \frac{R}{L} \cdot \hat{i}_s + W_s \cdot \hat{i}_c + I_c \cdot \hat{\omega}_s + \frac{2 \cdot V_g}{L} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot D\right) \cdot \hat{d} + \\ \frac{4}{\pi \cdot L} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} \cdot D\right) \cdot \hat{v}_g \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\frac{d\hat{v}_c}{dt} = \frac{\hat{i}_c}{C} - W_s \cdot \hat{v}_s - V_s \cdot \hat{\omega}_s \quad (3.43)$$

$$\frac{d\hat{i}_c}{dt} = \frac{\hat{v}_c}{L} - \frac{R}{L} \cdot \hat{i}_c - W_s \cdot \hat{i}_s - I_s \cdot \hat{\omega}_s \quad (3.44)$$

Este modelo pode ser expresso também em variáveis de estado [Maitelli 2003]:

$$\dot{x} = A \cdot x + B_1 \cdot u_1 + B_2 \cdot u_2 + B_3 \cdot u_3 \quad (3.45)$$

$$y = C \cdot x \quad (3.46)$$

, onde  $y$  é o vetor contendo as variáveis de saída e  $\dot{x}$  o vetor contendo as variáveis de estado, na forma:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_s & \hat{i}_c & \hat{v}_s & \hat{v}_c \end{bmatrix} \\ y &= \hat{p}_0 \end{aligned} \quad (3.47)$$

Substituindo os termos na matriz pelas variáveis, vem:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & W_s & \frac{-1}{L} & 0 \\ -W_s & \frac{-R}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & W_s \\ 0 & \frac{1}{C} & -W_s & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{4}{\pi L} \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} D\right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_g + \begin{bmatrix} \frac{2V_g}{L} \cos\left(\frac{\pi}{2} D\right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} + \begin{bmatrix} I_c \\ -I_s \\ V_c \\ -V_s \end{bmatrix} \hat{\omega}_s$$

$$y = [R \cdot I_s \quad R \cdot I_c \quad 0 \quad 0] \cdot x \quad (3.48)$$

Os autovalores indicados na matriz  $A$  são, na verdade, os pólos de um sistema em malha aberta. Esses pólos são calculados, fazendo:

$$\det (s \cdot I - A) = 0 \quad (3.49)$$

, o que resulta em quatro pólos alocados em:

$$\text{Para os pólos } p_1 \text{ e } p_2: \frac{1}{2} \cdot \frac{R}{L} \pm j \cdot \left( \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4 \cdot Q^2}} - \omega_s \right) \quad (3.50)$$

$$\text{Para os pólos } p_3 \text{ e } p_4: \frac{1}{2} \cdot \frac{R}{L} \pm j \cdot \left( \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4 \cdot Q^2}} + \omega_s \right) \quad (3.51)$$

Os pólos  $p_1$  e  $p_2$  são considerados os pólos resultantes da freqüência de batimento, isto por que são assumidos como sendo alocados na freqüência  $\omega = \omega_0 - \omega_s$ , embora a equação demonstre que a alocação do pólo depende essencialmente do fator de qualidade da carga. A aproximação, para o ponto da freqüência de batimento, contudo não será satisfatória para baixos valores de  $Q$  e/ou quando  $\omega_s$  for muito próximo de  $\omega_0$ . Os dois outros pólos restantes  $p_3$  e  $p_4$  são alocados em pontos de altas freqüências e, por isto, terão um efeito desprezível sobre a resposta de freqüência do modelo para pequenos sinais.

### 3.4.3 Modelagem da malha de regulação de potência

Como o foi explanado anteriormente, a potência de saída pode ser controlada por variação do ciclo de trabalho e, por conseqüente, da quantidade de energia aplicada ao circuito ressonante do inversor. A estratégia de controle é bastante simples, sendo implementada segundo o esquema apresentado na figura 3.20. Os principais componentes são o multiplicador e o controlador PWM. Uma amostra da potência de saída é fornecida por um multiplicador analógico que efetua o produto da corrente e da tensão aplicados à indutância da tocha RF. Este sinal é comparado a uma referência de tensão de forma que, se a potência de saída for maior que a referência, o ciclo de trabalho  $d$  é diminuído. De maneira análoga, se a potência de saída for menor que a referência, o ciclo de trabalho é aumentado. A figura 3.24 mostra a malha fechada de regulação de potência, a partir da qual, após sofrer uma perturbação e ser linearizada, é obtida a relação para o ciclo de trabalho  $\hat{d}$  do inversor, sendo:

$$\hat{d} = -F_m \cdot K_i \cdot G_d(s) \cdot \frac{e^{-sT_d}}{(s + a_p) \cdot R_b \cdot C_b} \cdot \hat{p}_0 \quad (3.52)$$

, onde  $F_m$  é o ganho do modulador por largura de pulso PWM,  $K_i$  é o ganho total do sensor de potência,  $G_d(s)$  a função de transferência do compensador,  $\hat{p}_0$  a saída de potência com perturbação, e  $T_d$  um fator de atraso necessário para compensar o tempo de propagação dos diversos circuitos, inclusive o atraso devido aos módulos de excitação.

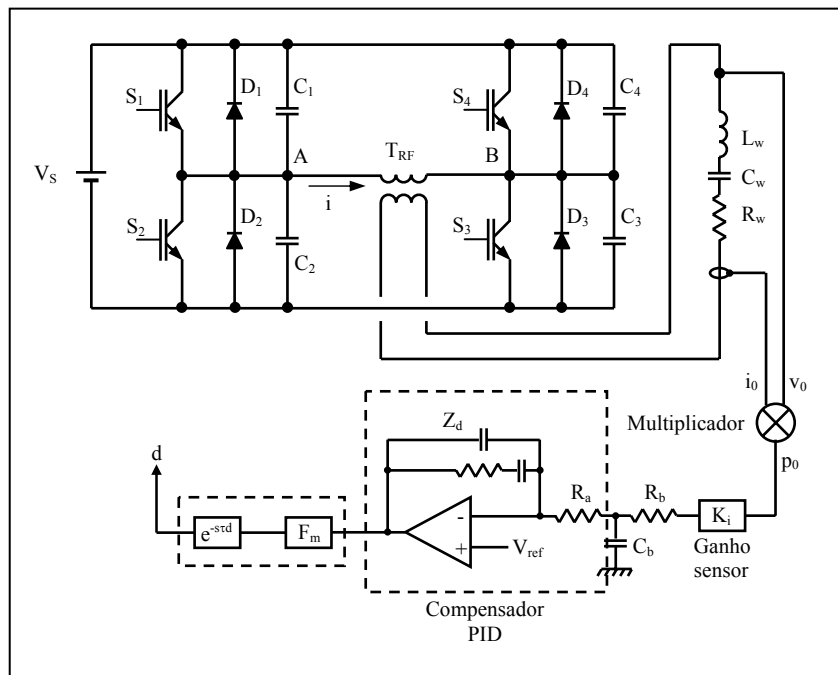


Fig. 3.24 – Diagrama da malha de regulação de potência

A função de transferência do compensador pode ser expressa como:

$$G_d(s) = \frac{Z_d}{R_a} \quad (3.53)$$

, e o ganho do modulador PWM:

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_d} = \frac{1}{S_n \cdot T_s} \quad (3.54)$$

, onde  $S_n$  é a magnitude do tempo de subida da rampa do PWM, e  $T_s = 2 \cdot \pi / \omega_s$ , o período da frequência de chaveamento do conversor.

Como o controlador deve regular tão somente a potência média de saída do inversor ressonante é inserido um filtro passa-baixos na saída do multiplicador para integrar os valores

instantâneos recolhidos. Os elementos  $R_a$ ,  $R_b$  e  $C_b$  formam um filtro e, conseqüentemente, contribuem para a adição do pólo  $a_p$  na equação (3.52), sendo:

$$a_p = \frac{1}{\left(\frac{R_a + R_b}{R_a \cdot R_b}\right) \cdot C_b} \quad (3.55)$$

Assim, a potência de saída com perturbação, dada anteriormente pela equação (3.52), pode ser expressa agora, por:

$$\hat{p}_0 = R \cdot I_s \cdot \hat{i}_s + R \cdot I_c \cdot \hat{i}_c \quad (3.56)$$

### 3.4.4 Modelagem da malha de controle de freqüência

O circuito de controle de freqüência é composto de um circuito de medição de carga segundo proposto por Grajales et al. (1995), do próprio compensador e do oscilador controlado por tensão VCO, como mostrado na figura 3.25.

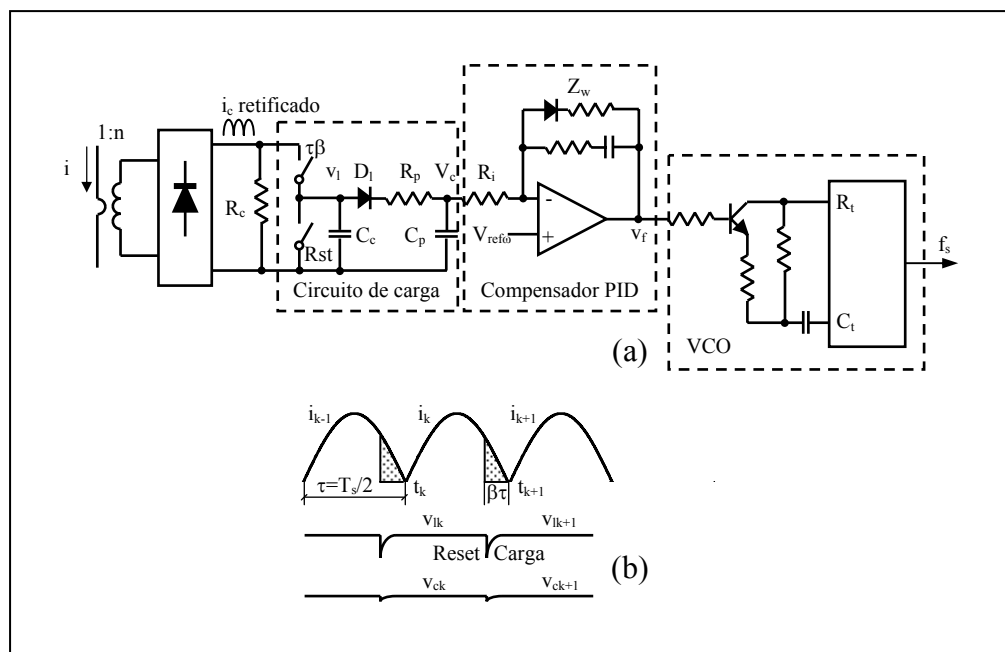


Fig. 3.25 – Diagrama da malha de controle de freqüência: (a) circuito implementado; (b) formas de ondas do circuito de carga

Este circuito regula a carga do circuito de medição de corrente durante a transição ZVS, de forma a garantir que a comutação seja efetuada nas condições ZVS. Se a carga medida pelo sensor de carga for menor que o valor requerido, o circuito deverá aumentar a

freqüência de chaveamento para provocar um intervalo de tempo adicional entre tensão e corrente no circuito ressonante e, assim, aumentar a quantidade de carga no circuito de medição. Em contra parte, se a carga medida é maior de que o valor desejado, então a freqüência de chaveamento deve ser diminuída para aumentar o fator de potência. Em suma, o circuito sensor de carga mede a corrente primária  $i_p$ , retifica e fornece a integral da corrente durante o tempo  $\beta\tau$ . O resultado da integração é representado por  $v_c$ . Esta tensão  $v_c$  é comparada com a tensão de referência  $v_{ref\omega}$  de forma a produzir a tensão de compensação de erro  $v_f$ . Para maior simplificação, o VCO [Bayindir et al. 2003] é geralmente implementado a partir de um circuito integrado comercial dedicado, o qual deve assegurar que sua freqüência de saída irá variar direta e proporcionalmente à tensão de controle  $v_f$ , conforme proposto na literatura por Jovanovic et al. (1987).

Para especificar um modelo da malha fechada para pequenos sinais para este controlador é necessário encontrar uma equação que relaciona a freqüência de saída  $\omega_s$  com a corrente de entrada  $i_p$  [Makky et al. 2008]. Esta equação é então linearizada e associada ao estágio de potência do conversor ressonante para completar o modelo de malha fechada.

A derivação do modelo do circuito de carga é obtida em três passos:

a) Resolvendo para  $v_l$  e  $v_c$  como sendo uma função de  $i_p$ : a figura 3.26 mostra o circuito equivalente durante o período  $\tau_\beta$ . Durante este período, o capacitor  $C_c$  é carregado pela corrente  $i$ , e produz a tensão  $v_l$ . Para a análise do circuito [Tang 1992], é assumido que o diodo  $D_1$  encontra-se inicialmente cortado e inoperante durante a carga de  $C_c$ . Mesmo que  $D_1$  venha a entrar em condução durante a carga de  $C_c$ , o circuito equivalente apresentado na figura 3.26 oferece ainda uma boa aproximação, desde que os elementos  $R_p // R_i \gg R_c$ , e que  $C_c \gg C_p$ , de forma a não comprometer a carga de  $C_c$ .

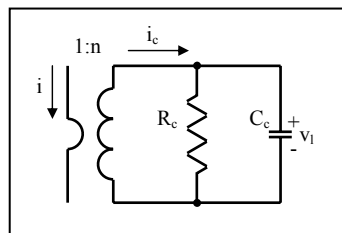


Fig. 3.26 – Circuito equivalente de carga de  $C_c$  durante o período  $\tau_\beta$

Assim, aplicando ao circuito da figura 3.26 a lei das malhas de corrente segundo *Kirchhoff*, resulta que:

$$C_c \cdot \frac{dv_l}{dt} = \frac{i}{n} - \frac{v_l}{R_c} \quad (3.57)$$

Esta equação (3.57) oferece a solução para  $v_l$  durante o tempo  $\tau_\beta$ . Contudo, a partir da forma de onda mostrada na figura 3.25 (b), observa-se que  $v_l$  se mantém constante durante o período  $\tau$ , após ter sido zerado. Assim, usando a equação (3.57) pode ser encontrado o valor alcançado por  $v_l$  em  $t_{k+1}$ , para  $k = 1, 2, \dots, \infty$ , e assumido que permanecerá neste valor até ser zerado. Na verdade, haverá uma ligeira diminuição de  $v_l$  durante o intervalo de tempo em que não há carga do capacitor  $C_c$ , devido às resistências  $R_p // R_i$ , mas os seus efeitos serão incluídos posteriormente. Da equação (3.57) e da figura 3.25 (b), pode se observar que  $v_{l(k+1)}$  é função de  $i_k$ , bem como  $\tau_k \cdot \beta_k$ , conforme proposto por Jovanovic et al. (1987). Como estão sendo estudadas as perturbações ocorrendo em frequências mais baixas de que a frequência de ressonância, isto permite assumir que  $v_{lk}$ ,  $i_k$  e  $\tau_k \cdot \beta_k$  permanecem constantes durante cada período  $k$ . A expressão para  $v_{l(k+1)}$  é então dada por:

$$v_{l(k+1)} = \int_{t_{k+1} - \beta_k \tau_k}^{t_{k+1}} \cdot \frac{e^{-a(t_{k+1} - s)}}{n \cdot C_c} \cdot |i_k(s)| \cdot ds \quad (3.58)$$

, onde  $i_k(s)$  pode ser substituído pela equação (3.24). A solução da equação (3.58) é então dada por:

$$v_{l(k+1)} = \left| \frac{i_{sk} \omega_{sk} - i_{ck} \cdot a - e^{-\beta_k \tau_k a} \cdot [(i_{sk} a + i_{ck} \omega_{sk})] \cdot \text{sen} \beta_k \pi + (i_{sk} \omega_{sk} - i_{ck} a) \cdot \text{cos} \beta_k \pi}{n \cdot C_c \cdot (a^2 + \omega_{sk}^2)} \right| \quad (3.59)$$

, onde  $a$  e  $\beta_k$  são termos constantes.

Aplicando pequenas perturbações na equação (3.59) esta expressão pode ser facilmente linearizada com auxílio de ferramentas matemáticas apropriadas conforme demonstrado na literatura por Grajales et al. (1995). A solução linearizada em torno do ponto de operação  $[V_g, D, W_s, Q]$  é dada por:

$$\hat{v}_{l(k+1)} = A \cdot (E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_{sk} + E_{d\omega} \cdot \hat{d}_k + H_{is\omega} \cdot \hat{i}_{sk} + H_{ic\omega} \cdot \hat{i}_{ck}) \quad (3.60)$$

, onde  $A$ ,  $E_{\omega\omega}$ ,  $E_{d\omega}$ ,  $H_{is\omega}$  e  $H_{ic\omega}$  são ganhos que dependem dos pontos de operação e são também calculados com auxílio de ferramentas matemáticas apropriadas.

A equação (3.60) mostra a relação discreta existindo entre a tensão de saída  $v_{l(k+1)}$  e os parâmetros de controle  $\omega_{sk}$ ,  $d_k$ ,  $i_{sk}$  e  $i_{ck}$ . Aplicando a transformada  $Z$  na equação anterior, conforme proposto na literatura por Tang et al. (1992), segue que:

$$Z\hat{v}_l(z) = A \cdot \left( E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_s(z) + E_{d\omega} \cdot \hat{d}(z) + H_{is\omega} \cdot \hat{i}_s(z) + H_{ic\omega} \cdot \hat{i}_c(z) \right) \quad (3.61)$$

Esta equação (3.61) pode ser novamente transformada para uma função de amostragem contínua no tempo conforme proposto por Franklin et al. (1980), sendo:

$$\hat{v}_l(s) = \frac{s\tau}{(e^{s\tau} - 1)} \cdot A \cdot \left( E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_s(s) + E_{d\omega} \cdot \hat{d}(s) + H_{is\omega} \cdot \hat{i}_s(s) + H_{ic\omega} \cdot \hat{i}_c(s) \right) \quad (3.62)$$

O termo da função de amostragem contínua e retenção indicado fora dos parênteses na equação (3.62) foi aproximado através de uma expansão em séries de potências. Um exemplo de uma expansão polinomial de segunda ordem é dado na literatura por Ridley (1990).

De posse de  $v_l$ , pode se solucionar para  $v_c$  e levar em consideração a ligeira descarga provocada pelos resistores  $R_p // R_i$ . O diodo  $D_1$  e o circuito composto por  $R_p // R_i$  e  $C_p$  não devem provocar a descarga de  $v_c$  durante o reset e carregamento de  $v_l$ . A desvantagem é que o circuito  $R_p // R_i$  e  $C_p$  introduz um pólo adicional no sistema. Contudo, como este pólo deve ser projetado para frequências altas, não afetará o desempenho da malha fechada. Assim,  $v_c$  é expresso por:

$$\hat{v}_c(s) = \frac{\hat{v}_l(s)}{(s + b) \cdot R_p \cdot C_p} \quad (3.63)$$

, onde:

$$b = \frac{1}{(R_p // R_i) \cdot C_p} \quad (3.64)$$

b) Resolvendo para  $v_f$  após o circuito de compensação: a relação entre  $v_f(s)$  e  $v_c(s)$  é encontrada a partir da figura 3.17 (a). A solução para pequeno sinal, linearizada após aplicar uma perturbação, é dada por:

$$\hat{v}_f(s) = -\hat{v}_c(s) \cdot \frac{Z_w}{R_i} = -\hat{v}_c(s) \cdot G_w(s) \quad (3.65)$$

c) Expressando  $\omega_s$  como uma função de  $v_f$ , usando a relação linear do VCO. Segundo o desenvolvimento matemático proposto por Jovanovic et al. (1987), pode ser

estabelecida uma equação que mostra uma relação linear entre  $\omega_s$  e  $v_f$ . A solução de  $\omega_s$  para pequenos sinais é dada por:

$$\hat{\omega}_s(s) = K_{VCO} \cdot \hat{v}_f(s) \quad (3.66)$$

, onde a sensibilidade do VCO,  $K_{VCO}$ , pode ser medida experimentalmente ou pode ser aproximada por uma equação, conforme demonstrado na literatura por Jovanovic et al. (1987). A solução final para  $\hat{\omega}_s$  é obtida substituindo os termos da equação (3.66) pelos termos das equações (3.62) a (3.65), sendo:

$$\hat{\omega}_s(s) = -G_e(s) \cdot G_w(s) \cdot A \cdot \left( E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_s(s) + E_{d\omega} \cdot \hat{d}(s) + H_{is\omega} \cdot \hat{i}_s(s) + H_{ic\omega} \cdot \hat{i}_c(s) \right) \quad (3.67)$$

, onde:

$$G_e(s) = \frac{s\tau}{(e^{s\tau} - 1)} \cdot \frac{K_{VCO}}{(s+b) \cdot R_p \cdot C_p} \quad (3.68)$$

, e:

$$G_w(s) = \frac{Z_w(s)}{R_i} \quad (3.69)$$

### 3.4.5 Modelagem do amplificador de compensação de erro

O esquema de compensação adotado para cada uma das malhas de controle exemplifica, tão somente, uma das possíveis formas de implementação do sistema. A compensação utilizada na malha de regulação de potência é representada pela equação (3.53) Grajales et al. (1995) e é mostrada na figura 3.24. Este circuito de compensação introduz:

- a) Um pólo no zero, como elemento integrador, para altos valores de ganho CC;
- b) Um zero nas baixas frequências, aumentando a banda passante da malha de ganho do compensador;
- c) Um pólo nas altas frequências.

A compensação usada para a malha de controle de frequência é representada pela equação (3.69) e sua implementação é mostrada na figura 3.25 (a). Um diodo foi inserido em série na malha de ganho do amplificador operacional de forma a apresentar dois esquemas de compensação diferentes, dependendo da magnitude do sinal de erro. A finalidade deste circuito de compensação não linear é de apresentar uma resposta rápida, com o diodo em saturação, quando o erro é positivo, e de não penalizar o tempo de resposta, quando o erro é negativo. Idealmente, o diodo deve estar cortado quando  $v_c$  é menor que  $v_{refw}$  e,

conseqüentemente, o erro deve ser positivo. A compensação para um erro positivo inclui um pólo na frequência zero, para altos valores de ganho em CC, e um zero nas baixas frequências. O erro positivo indica que a frequência do inversor é excessivamente baixa e que a condição ZVS é prejudicada. Assim, é aceitável que o amplificador operacional seja saturado com sua saída positiva, para rapidamente recobrar a condição ZVS. Por outro lado, o diodo estará conduzindo quando  $v_c$  estiver maior que  $v_{refw}$ , indicando, então, que o erro está negativo. Neste caso, o pólo não estará no zero, mas se moverá ligeiramente para uma frequência maior, provocando uma diminuição do alto ganho CC. A compensação de erro negativo não deverá saturar o amplificador operacional tão rapidamente como quando for o caso de um erro positivo. Uma análise profunda das performances da malha fechada relacionada a este tipo de compensação não linear é muito complexa, especialmente se for analisado o seu comportamento durante a resposta ao transiente.

### 3.4.6 Modelo completo do conversor ressonante

O modelo para pequenos sinais [Forsyth et al. 1994] é obtido a partir das equações (3.41) a (3.44), (3.52), (3.56) e (3.67). A figura 3.27 apresenta as diferentes partes do modelo, sendo o módulo de potência da célula inversora ressonante série, a malha de regulação de potência de saída, a malha de controle de frequência, e o compensador de erro do amplificador associado.

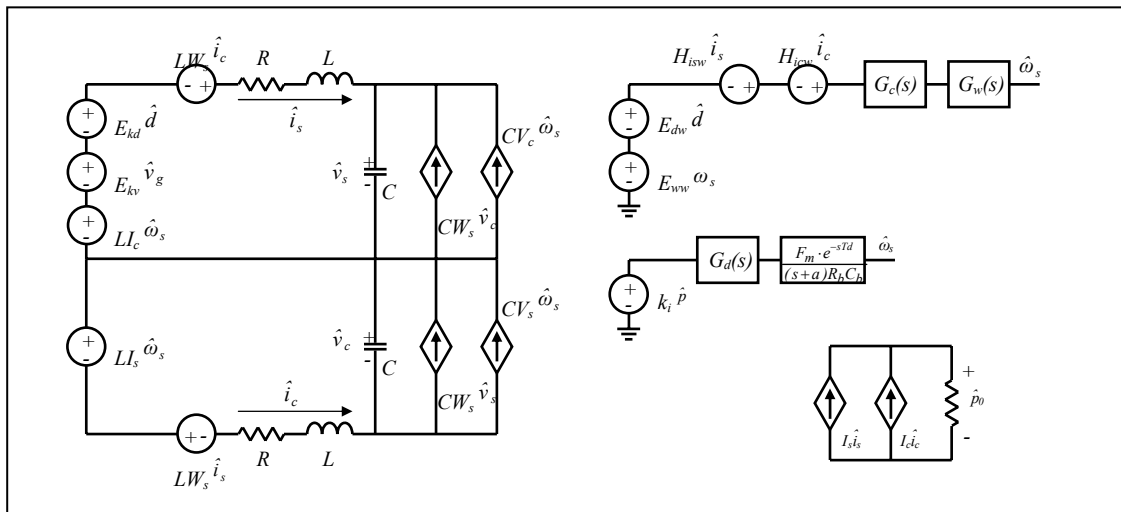


Fig. 3.27 – Modelo completo para pequenos sinais do conversor ressonante, incluindo o estágio de potência, a malha de controle de frequência e a malha de controle de fase

A modelagem do conversor ressonante por meio do método da função descritiva estendida [Yang 1991] mostrou-se uma ferramenta poderosa na especificação de sistemas elétricos. Desta forma, o modelo para pequenos sinais pode ser usado para implementar simulações usando ferramentas computacionais, tais como o PSpice<sup>®</sup> e o Simulink<sup>®</sup>. Essas ferramentas possibilitam predir o comportamento e desempenho do sistema, bem como obter suas curvas de resposta. Diversas simulações utilizando essas ferramentas são apresentadas no capítulo 4, a seguir.

### 3.5 Análise do Transformador RF de Adaptação de Impedâncias

Para acomodar a grande diferença de impedâncias existente entre o conversor e a carga ressonante, é necessário introduzir no sistema um dispositivo de adaptação capaz de assegurar a máxima transferência de energia ao aplicador RF da tocha ICTP e, por conseqüente, ao plasma. Esta função de casamento é provida por um transformador de impedância RF que, também, e de forma auxiliar, isola galvanicamente a tocha de plasma do conversor ressonante e da rede elétrica pública de alimentação.

A tecnologia adotada para o projeto do transformador RF é a do tipo *planar*, onde todos os enrolamentos são superpostos [Morill et al. 1992]. As razões que motivaram esta escolha decorrem do melhor rendimento obtido por este tipo de configuração, das facilidades mecânicas associadas à sua confecção e do caráter inovador que esta nova topologia representa. Por não ser o objeto do foco desta tese, a análise do transformador de impedância é feita de forma sucinta e para uma única freqüência, considerando o mesmo ser aperiódico em toda faixa de freqüências de operação.

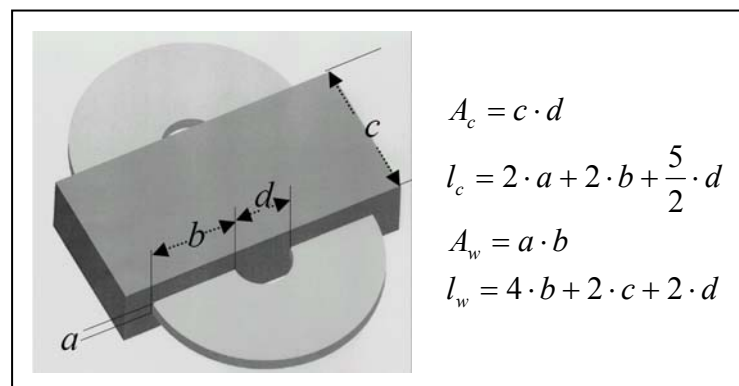


Fig. 3.28 – Vista do transformador RF do tipo planar.  
(Reproduzido de documento técnico de FERROXCUBE<sup>®</sup>)

Fisicamente, o transformador RF *planar* é caracterizado pela geometria e as dimensões do núcleo e dos enrolamentos. A figura 3.28 apresenta, para um núcleo tipo E, as principais dimensões que são utilizadas no desenvolvimento da análise.

### 3.5.1 Análise sumária do transformador RF

No transformador, a energia elétrica é transferida do primário para o secundário através de acoplamento magnético [Magnetics Inc. 2001]. A equação básica do transformador é regida pelas leis do potencial magnético formulada por Ampère, e da indução de *Faraday* que, na sua forma geral, são expressas por:

$$N \cdot I = \int H \cdot dl = H \cdot l \Rightarrow I = \frac{H \cdot l}{N} \quad (3.70)$$

, e:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{E}{N} \Rightarrow \phi = \frac{1}{N} \cdot \int E \cdot dt \quad (3.71)$$

, com:  $H$  a intensidade do campo magnético em ampère-espira/m,  $l$  o comprimento médio das linhas do campo magnético em metro,  $N$  o número de espiras,  $I$  a corrente no enrolamento em *Ampère*,  $E$  a força eletromotriz em volt,  $\phi$  o fluxo magnético em *Weber*,  $A$  a área magnética efetiva em  $m^2$ , e  $B$  a densidade de fluxo magnético em *Tesla*.

Diferentemente da análise convencional onde é determinado o volume do material magnético necessário para depois calcular as perdas, se faz o procedimento inverso, ou seja, calculam-se as perdas para a condição de operação. Em seguida, determina-se o volume do núcleo com base nas perdas e os demais parâmetros do transformador.

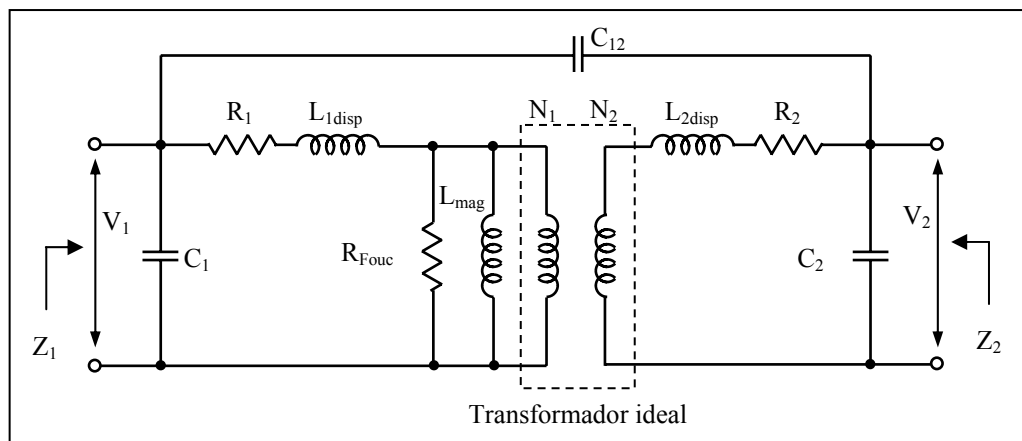


Fig. 3.29 – Circuito equivalente do transformador RF de adaptação de impedâncias

Para facilitar a análise, o transformador  $T_{RF}$  é representado por seu modelo equivalente [Ridley 2004], onde:  $N_1$  é o número de espiras do primário,  $N_2$  o número de espiras do secundário,  $R_c$  a resistência de perdas do núcleo,  $R_1$  a resistência do primário,  $R_2$  a resistência do secundário,  $L_{mag}$  a indutância de magnetização,  $L_{1disp}$  a indutância de dispersão do primário,  $L_{2disp}$  a indutância de dispersão do secundário,  $C_1$  a capacitância inter-espiras do primário,  $C_2$  a capacitância inter-espiras do secundário, e  $C_{12}$  a capacitância entre primário e secundário. O modelo equivalente do transformador é apresentado pela figura 3.29.

Para especificar o transformador é necessário determinar a máxima densidade de fluxo magnético que o núcleo pode suportar sem saturação, sob determinadas condições de temperatura. Fazendo uma analogia com a lei de *Ohm*, conforme proposto por Ferroxcube (2001), as perdas totais engendradas no transformador são expressas como:

$$P_{loss\_trafo} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (3.72)$$

, onde  $\Delta T$  representa a elevação de temperatura e  $R_{th}$  a resistência térmica do transformador.

A figura 3.30 apresenta a curva de magnetização de um núcleo de ferrite genérico.

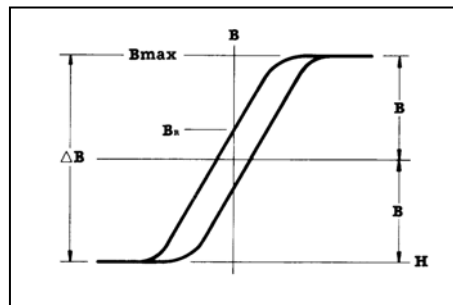


Fig. 3.30 – Curva de magnetização de um núcleo de ferrite genérico.  
(Reproduzido de documento técnico de FERROXCUBE®)

As perdas por histerese são função do tipo de material utilizado no núcleo [Ferroxcube 2001], e usualmente são fornecidas pelo fabricante. Expressando as perdas por histerese para o modelo senoidal, a partir dos trabalhos propostos por Steinmetz (1990), vem:

$$P_{hyst} = K1 \cdot f_s^{K2} \cdot \hat{B}^{K3} \cdot (ct_2^2 \cdot T^2 - ct_1 \cdot T + ct) \quad (3.73)$$

, onde  $P_{hyst}$  é a densidade de perdas no núcleo por histerese,  $K1$ ,  $K2$  e  $K3$  são os coeficientes de perda fornecidos pelo fabricante para um dado núcleo,  $ct$ ,  $ct_1$  e  $ct_2$  são os

coeficientes de temperatura também fornecidos pelo fabricante à temperatura  $T$ ,  $f_s$  a frequência de chaveamento e  $\hat{B}$  o pico de densidade de fluxo em *Tesla*.

Como o fluxo magnético varia somente durante uma parte do ciclo [Sippola 2003], devido à introdução do um tempo morto (*dead-time*) no sinal de comando dos inversores, a frequência de operação equivalente é corrigida para:

$$f_{equ} = \frac{2}{\pi^2} \cdot f_s \cdot \frac{1}{D \cdot (1-D)} \quad (3.74)$$

, onde  $D$  é o *duty-cycle*. A densidade máxima de fluxo  $\hat{B}$  admissível passa então a ser:

$$\hat{B} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_1 \cdot D}{f_{equ} \cdot N_1 \cdot A_c} \quad (3.75)$$

, onde:  $V_1$  é a tensão de entrada,  $A_c$  a área da seção reta do núcleo e  $N_1$  a quantidade de espiras no primário.

A perda total por histerese no núcleo pode ser determinada, substituindo nas equações sendo:

$$P_{hyst} = \frac{1}{\tau} \cdot K1 \cdot \left[ \frac{2}{\pi^2} \cdot f_s \cdot \frac{1}{D \cdot (1-D)} \right]^{K2-1} \cdot \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{V_1 \cdot D}{f_{equ} \cdot N_1 \cdot A_c} \right]^{K3} \cdot (ct_2 \cdot T^2 - ct_1 \cdot T + ct) \cdot A_c \cdot l_c \quad (3.76)$$

, onde:  $l_c$  é o comprimento do núcleo.

Como o núcleo do transformador é feito de material que apresenta uma resistividade elétrica finita, correntes parasitas de *Foucault* são induzidas no mesmo, devido às variações do fluxo magnético. Essas perdas são expressas pela relação:

$$p_{Fouc} = \frac{\pi}{4 \cdot \rho} \cdot (f \cdot \hat{B})^2 \cdot A_c \quad (3.77)$$

, onde:  $p_{Fouc}$  é a densidade de perdas por correntes parasitas em  $W/m^3$  e  $\rho$  a resistividade efetiva da ferrite em  $\Omega \cdot m$ .

Assim, a perda total no núcleo é dada por:

$$P_{Fouc} = \frac{\pi}{4 \cdot \rho} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{V_1 \cdot D}{N_1} \right)^2 \cdot l_c \quad (3.78)$$

As perdas devidas ao efeito resistivo dos enrolamentos do transformador [Gilot et al. 1998] são dadas por:

$$P_{wind} = I_1^2 \cdot R_1 + I_2^2 \cdot R_2 \quad (3.79)$$

, onde:  $I_1$  e  $I_2$  são as correntes eficazes no primário e secundário e,  $R_1$  e  $R_2$  as resistências do primário e secundário, respectivamente [Ebert et al. 2008]. Essas resistências, em corrente contínua, podem ser expressas por:

$$R_1 = \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_1^2}{A_1} \quad (3.80)$$

, e:

$$R_2 = \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_2^2}{A_2} \quad (3.81)$$

, onde:  $\sigma_{cu}$  é a resistividade do material dos enrolamentos, em  $\Omega \cdot m$ ,  $l_w$  o comprimento médio da espira, em  $m$ ,  $A_1$  e  $A_2$  as áreas dos enrolamentos primários e secundários, em  $m^2$  e,  $N_1$  e  $N_2$ , o número de espiras do primário e do secundário.

Expressando a perda por efeito *Joule* nos enrolamentos (*windings*) e desprezando a corrente de magnetização, obtém:

$$P_{win} = I_1^2 \cdot \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_1^2}{A_1} + I_2^2 \cdot \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_2^2}{A_2} \quad (3.82)$$

, e desprezando a corrente de magnetização:

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.83)$$

Quando a área total de enrolamento  $A_w$  é utilizada, a relação do enrolamento da área do primário  $A_1$  para a área total  $A_w$  é indicada como  $n$  e o fator de aproveitamento  $\alpha$ , substituindo nas equações anteriores, vem:

$$P_{win} = I_1^2 \cdot \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_1^2}{n \cdot A_w \cdot \alpha} + \left( I_1 \cdot \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_2^2}{(1-n) \cdot A_w \cdot \alpha} \quad (3.84)$$

, onde  $A_w$  é a área total dos enrolamentos em  $m^2$ .

Considerando que os enrolamentos do primário e secundário são constituídos pelo mesmo material e, por conseqüente, tem a mesma resistividade  $\sigma_{cu}$ , a equação anterior pode ser simplificada para:

$$P_{win} = I_1^2 \cdot \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_1^2}{A_w \cdot \alpha} \cdot \left[ \frac{1}{n \cdot (1-n)} \right] \quad (3.85)$$

O aumento de perdas nos enrolamentos devido ao efeito pelicular e de proximidade pode ser tratado expressando os valores da resistência dos enrolamentos em função da frequência, calculando a perda para cada componente harmônica da corrente e somando as perdas devidas à cada harmônica. A perda total nos enrolamentos, para uma determinada frequência  $f_s$ , passa a ser:

$$P_{win} = \sum_{h=0}^{\infty} I_{1h}^2 \cdot \sigma_{cu} \cdot \frac{l_w \cdot N_1^2}{A_w \cdot \alpha} \cdot \left[ \frac{1}{n \cdot (1-n)} \right] \cdot \left( \frac{R_{ca}}{R_{cc}} \right)_h \quad (3.86)$$

, onde:  $I_{ph}$  é a corrente *rms* para o  $h^{th}$  harmônico da frequência  $f_s$ ,  $(R_{ca}/R_{cc})_h$  a relação entre as resistências CA e CC na  $h^{th}$  harmônica, e  $h$  o índice da componente harmônica.

Os parâmetros referentes à dados construtivos dos enrolamentos, como o fator de enchimento  $\alpha$  e a relação de utilização de área pelo primário  $n$ , podem ser inferidos diretamente das dimensões e medidas feitas no núcleo. Assim:

$$n = \frac{R_2 \cdot N_1^2}{R_1 \cdot N_2^2 + R_2 \cdot N_1^2} \quad (3.87)$$

, e:

$$\alpha = \frac{\sigma_{cu} \cdot l_w \cdot N_2^2 \cdot R_1 + \sigma_{cu} \cdot l_w \cdot N_1^2 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot A_w} \quad (3.88)$$

O aumento da resistência dos enrolamentos devido ao efeito pelicular e aos efeitos de proximidade foram tratados analiticamente por Dowell (1966) e por Ferreira (1994) para diversos materiais e segundo a geometria dos enrolamentos [Razak et al. 2003]. Utilizando esses resultados, para enrolamentos laminares, a relação  $(R_{ca}/R_{cc})$  é expressa por:

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = y \cdot \left[ M(y) + \frac{2}{3} \cdot (m^2 - 1) \cdot D(y) \right] \quad (3.89)$$

, onde:  $y = d_{lam}/\delta$ ,  $d_{lam}$  é a espessura da pista de cobre, a profundidade de penetração da corrente  $\delta = \sqrt{2/2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \mu_0 \cdot \sigma}$ ,  $m$  o número de camadas do enrolamento, e os coeficientes  $M(y) = \sinh(2 \cdot y) + \sinh(2 \cdot y)/\cosh(2 \cdot y) - \cosh(2 \cdot y)$ , e  $D(y) = \sinh(y) - \sinh(y)/\cosh(y) + \cosh(y)$ .

As perdas de magnetização são causadas pela corrente de magnetização no primário do transformador. Sendo  $L_{mag}$  a indutância de magnetização do transformador, expressa-se a mesma por:

$$L_{mag} = N_1^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_c}{l_c} \quad (3.90)$$

A resistência do primário, inferindo o coeficiente de enchimento  $\alpha$  e a relação de utilização de área  $n$ , passa a ser:

$$R_1 = \sigma \cdot \frac{l_w \cdot N_1^2}{A_w \cdot \alpha \cdot n} \quad (3.91)$$

, e as perdas de magnetização:

$$P_{mag} = \frac{R_1 \cdot V_1 \cdot D^2}{3 \cdot L_m^2 \cdot f_s^2} \quad (3.92)$$

, onde  $D$  é o *duty-cycle*, e  $V_1$  a tensão de entrada do transformador.

As perdas por elementos parasitas são devidas às condições de acoplamento entre primário e secundário do transformador que resultam em indutâncias de dispersão, capacitâncias inter-enrolamentos e outros. Com base nos trabalhos experimentais de Steinmetz (1990), a indutância de dispersão por unidade de comprimento é expressa por:

$$L_{cam} = N_1^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot x}{w} \quad (3.93)$$

, onde:  $L_{cam}$  é a indutância do volume existente entre duas camadas em  $H/m$ ,  $x$  a distância entre duas camadas em  $m$ , e  $w$  a largura da camada em  $m$ .

A capacitância parasita entre camadas é dada por:

$$C_{cam} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{w}{x} \quad (3.94)$$

, onde  $C_{cam}$  é a capacitância parasita entre duas camadas,  $\varepsilon_0$  a permissividade do vácuo e  $\varepsilon_r$ , a permissividade relativa do material.

Com o tipo de material, volume, perdas e demais parâmetros do núcleo definidos, a análise é complementada determinando o número de espiras do primário e secundário,  $N_1$  e  $N_2$ , respectivamente, aplicando a lei de *Faraday* inicialmente apresentada.

### 3.6 Análise da Carga Ressonante Série

Até então a carga ressonante foi vista como sendo um circuito ideal, apresentando parâmetros fixos. Contudo, para analisar corretamente a operação do conversor ressonante série proposto para esta aplicação, é necessário conhecer as características elétricas [Miller 1991] e o comportamento dinâmico da carga, no seu espaço real de operação. Como a carga útil é essencialmente constituída pela coluna de plasma produzida pela tocha ICTP [Erin et al. 1995], seu comportamento dinâmico interage fortemente sobre as condições de operação do conversor ressonante devido à impedância complexa refletida pelo aplicador RF [Fauchais et al. 1997]. No mais, para acomodar a grande diferença de impedâncias existente entre o conversor e a carga ressonante, torna-se necessário introduzir no sistema um dispositivo de adaptação capaz de assegurar a máxima transferência de energia ao aplicador RF e, por conseqüente, ao plasma. Esta função de casamento é provida por um transformador de impedância RF que também, e de forma auxiliar, isola galvanicamente a tocha de plasma do conversor ressonante e da rede elétrica pública de alimentação.

Assim, é feita a seguir a análise analítica e matemática do aplicador RF da tocha ICTP para determinada condição de operação sem, todavia, inferir seus parâmetros na modelagem do conversor ressonante, o que tornaria a análise do sistema demasiadamente complexa.

#### 3.6.1 Descrição da tocha a plasma e do aplicador RF

Existem numerosas concepções de tochas RF, mas o desenho de base para nossa análise é o modelo proposto na literatura por Reed (1961), apresentado na figura 3.31.

A tocha de plasma é composta por dois tubos concêntricos com pequena distância anular entre si. O tubo externo, de raio  $r_0$ , é chamado de tubo de confinamento do plasma e, geralmente, é fabricado em quartzo ou material cerâmico [Kim et al. 1997]. Na zona de descarga, o tubo de confinamento é envolvido por uma bobina de cobre comportando algumas espiras, conforme as características da fonte de alimentação RF. Esta bobina curta geralmente é resfriada por um fluxo circulante de água. Um tubo intermediário, fabricado também em quartzo ou material cerâmico, de raio  $r_3$ , se estende aproximadamente até o nível da primeira espira. Este tubo serve, essencialmente, para canalizar um fluxo de gás  $m_3^0$  escoando ao longo da parede do tubo de confinamento a fim de reduzir as perdas condutivas e convectivas do plasma e limitar o sobreaquecimento do tubo de confinamento.

O fluxo de gás plasmático  $m_2^0$  é introduzido entre o tubo intermediário e o tubo central, isto é, longitudinalmente com uma componente de vórtice. É neste gás que ocorre a descarga ionizante. O tubo no centro da tocha, quando existente, canaliza o fluxo de gás  $m_1^0$  que serve para introduzir os materiais reativos ou as pólvoras utilizadas em tratamentos de superfícies. As frequências de operação das tochas RF se estendem de algumas centenas de kHz até algumas dezenas de MHz, para potências indo do kW até o MW. Para a aplicação definida neste trabalho, a frequência máxima de operação foi fixada em 450 kHz por ficar situada na faixa atribuída às aplicações em ISM (*Industrial, Scientific and Medical band*) e estar no limite factível de funcionamento dos inversores a IGBTs, no estado atual da tecnologia.

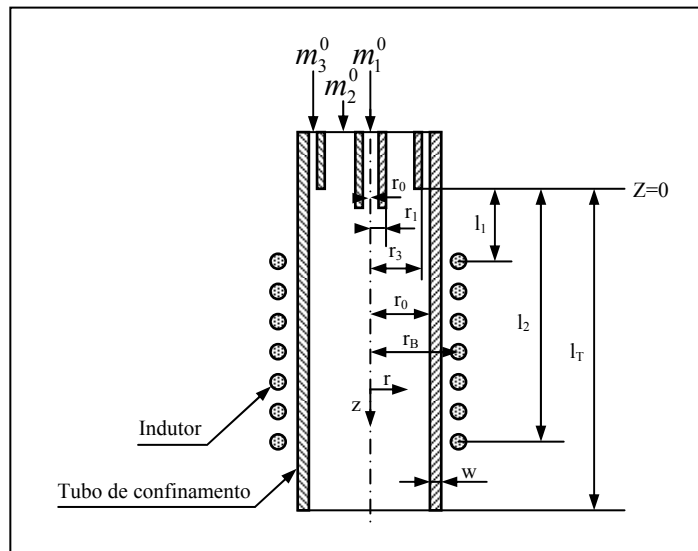


Fig. 3.31 – Vista em corte de uma tocha RF a acoplamento indutivo

A descarga ionizante [Razzak et al. 2002] que ocorre no interior do tubo de confinamento da tocha é produzida de duas maneiras distintas: pelo campo eletrostático axial, para o modo de excitação em baixa potência, ou pelo campo eletromagnético azimutal, quando a corrente circulando pelo indutor é suficientemente alta para assegurar o processo de ionização do meio. Neste modo indutivo, a descarga é mantida pela indução do campo magnético variando no tempo. Como o modo indutivo é dominante nas condições normais de operação estabelecidas para a aplicação proposta, despreza-se o modo eletrostático, considerando-se exclusivamente o modo de operação eletromagnético descrito na literatura por Thomson (1927). Desta forma, representa-se a descarga por um modelo equivalente constituído por um transformador virtual com núcleo de ar, no qual o primário é o indutor da

tocha e o secundário é formado pelo próprio anel de plasma. Assim, com base no modelo do transformador de plasma proposto por Piejak et al. (1992), estabelecem-se as expressões relacionando os parâmetros elétricos externos, como a tensão e corrente RF no indutor da tocha. A potência aplicada na descarga pode, assim, ser expressa através de grandezas mensuráveis, como tensão e corrente de descarga.

### 3.6.2 Modelo do transformador de plasma

As relações geralmente apresentadas em artigos especializados levam somente em conta as características físicas do plasma sem, todavia, considerar sua interação com o aplicador [Park et al. 2000]. Isto se traduz em equações de difícil manipulação e de pouca interatividade com as grandezas elétricas mensuráveis e os parâmetros que caracterizam efetivamente o aplicador RF. A idéia é então descrever a descarga indutiva no plasma por meio de um modelo formado por um transformador virtual com núcleo de ar e de uma única espira [Kwan et al. 1994]. O transformador virtual assim formado consiste de dois enrolamentos interagindo entre si por meio de um campo magnético mútuo. A figura 3.32 representa o diagrama hipotético do aplicador RF em corte, com o transformador formado pelo próprio indutor atuando como primário, e o secundário virtual formado pelo caminho da descarga de plasma.

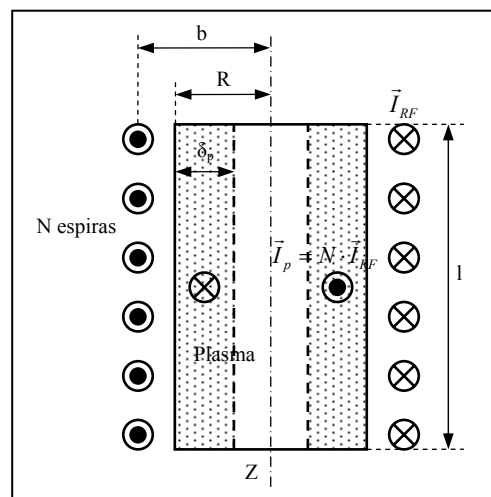


Fig. 3.32 – Diagrama hipotético do modelo a transformador de plasma

O campo magnético produzido pela corrente circulando no enrolamento primário interage com o secundário. O primário do transformador é constituído pela bobina da tocha composta de  $N$  espiras que possui uma indutância  $L_1$ , uma resistência  $R_1$ , e cujo coeficiente

de qualidade do indutor é definido por  $Q = \omega \cdot L_1 / R_1$ . Uma tensão RF, de valor  $V_1$  e frequência angular  $\omega$  é aplicada ao indutor, produzindo uma corrente  $I_1$ . A descarga que se estabelece no plasma é constituída por descargas filamentosas em paralelo formando a espira secundária de um transformador virtual a ar com indutância  $L_2$  e resistência de plasma  $R_{pl}$ . A indutância de descarga do plasma  $L_2$  consiste de duas componentes, a indutância de inércia dos elétrons  $L_e$  que representa a parte complexa da impedância de carga do plasma, sendo expressa por  $L_e = R_{pl} / \nu$ , e a indutância geométrica ou magnética  $L_2$ , devida ao caminho da corrente de descarga. A indutância de inércia dos elétrons  $L_e$  é definida pela condutividade do plasma  $\sigma = e^2 \cdot n_e / m_e \cdot (\nu + j\omega)$ , sendo:  $e$ , a carga do elétron,  $n_e$ , a densidade do plasma,  $m_e$ , a massa do elétron, e  $\nu$ , a frequência efetiva de colisão do elétron. A indutância virtual  $L_2$  é acoplada magneticamente ao primário do transformador formado pelo indutor, através da indutância mútua  $M$  [Colpo et al. 1999]. Para maior simplificação, é assumido que o modo dominante da descarga na análise proposta é indutivo, desprezando-se o modo capacitivo que ocorre no início da descarga, à baixa potência [Gudmundsson et al. 1997]. A figura 3.33 mostra o diagrama do modelo equivalente do aplicador RF da tocha ICTP que é utilizado na análise.

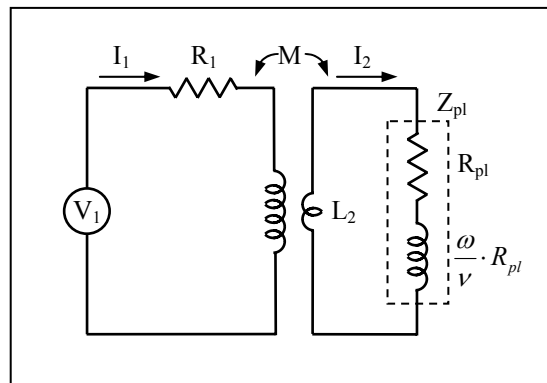


Fig. 3.33 - Diagrama do modelo equivalente do transformador de plasma

De forma genérica, a indutância de um indutor solenóide é proporcional ao quadrado do número de espiras  $N$  e ao raio  $r$  da bobina, sendo  $L \propto (N \cdot r)^2$  [Piejak et al. 1992]. Por analogia, para o transformador a ar hipotético formado por dois indutores coaxiais de mesmo comprimento e acoplados entre si, a relação caracterizando as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  é expressa na forma:

$$\frac{L_2}{L_1} = \left( \frac{N_2 \cdot r_2}{N_1 \cdot r_1} \right)^2 \quad (3.95)$$

, e o fator de acoplamento  $k$  como sendo:

$$k = \left( \frac{r_2}{r_1} \right)^2 \quad (3.96)$$

Considerando que, neste caso específico,  $N_2 = 1$ , e substituindo na equação 3.95, tem-se:

$$L_2 = k \cdot \frac{L_1}{N_1^2} \quad (3.97)$$

Aplicando a lei das malhas de *Kirchhoff* ao transformador hipotético formado, obtém-se um conjunto de equações descrevendo os circuitos primário e secundário, sendo:

$$v_1 = i_1 \cdot R_1 + i_1 \cdot j\omega \cdot L_1 + i_2 \cdot j\omega \cdot M \quad (3.98)$$

, e:

$$0 = i_2 \cdot j\omega \cdot L_2 + i_1 \cdot j\omega \cdot M + i_2 \cdot Z_{pl} \quad (3.99)$$

, com a indutância mútua  $M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ , e  $Z_{pl}$  a impedância da descarga de plasma. A impedância total do secundário pode ser então escrita como:

$$Z_2 = Z_{pl} + j\omega \cdot L_2 \quad (3.100)$$

A impedância primária  $Z_1$  medida na entrada do transformador representado pelo indutor é obtida por substituição nas equações (3.98), (3.99) e (3.100), sendo:

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = Z_{pl} \cdot \frac{\omega^2 \cdot M^2}{|Z_2|^2} + j\omega \cdot L_1 - j\omega \cdot L_2 \cdot \frac{\omega^2 \cdot M^2}{|Z_2|^2} \quad (3.101)$$

O sinal negativo é associado à reatância do secundário cuja corrente, segundo a lei de *Lenz*, tende a neutralizar o fluxo magnético no circuito primário. A impedância da descarga de plasma é expressa por:

$$Z_{pl} = R_{pl} + j \frac{\omega}{\nu} \cdot R_{pl} \quad (3.102)$$

A impedância  $Z_2$ , após substituição em (3.101), tem a forma:

$$Z_2 = R_{pl} + j \frac{\omega}{\nu} \cdot R_{pl} + j \omega \cdot L_2 \quad (3.103)$$

Substituindo novamente na equação (3.101), a impedância primária é:

$$Z_1 = \omega^2 \cdot M^2 \cdot \frac{R_{pl}}{|Z_2|^2} + j \left[ \omega \cdot L_1 - \omega^2 \cdot M^2 \cdot \frac{\left( \omega \cdot L_2 + \frac{\omega}{\nu} \cdot R_{pl} \right)}{|Z_2|^2} \right] \quad (3.104)$$

Com base na equação (3.104), observa-se que a impedância vista no primário é composta de uma parte resistiva  $R_i$ , e de uma parte reativa que pode ser definida como  $X_i = \omega \cdot L_i$ . Expressando essas grandezas, têm-se:

$$R_i = R_1 + \omega^2 \cdot M^2 \cdot \frac{R_{pl}}{|Z_2|^2} \quad (3.105)$$

, e:

$$X_i = \omega \cdot L_i = \left[ \omega \cdot L_1 - \omega^2 \cdot M^2 \cdot \frac{\left( \omega \cdot L_2 + \frac{\omega}{\nu} \cdot R_{pl} \right)}{|Z_2|^2} \right] \quad (3.106)$$

Combinando as equações (3.105), (3.106) e substituindo  $L_2$  por (3.97), deriva-se uma expressão para  $R_{pl}$  e para o fator de acoplamento  $k$  como sendo função das variáveis  $R_1$ ,  $R_i$ ,  $L_1$ ,  $L_i$ ,  $\nu$  e  $\omega$ , então:

$$k = \sqrt{\frac{\omega^2 \cdot (L_1 - L_i)^2 + (R_i - R_1)^2}{\omega \cdot L_1 \cdot \left[ \omega \cdot (L_1 - L_i) - \frac{\omega}{\nu} \cdot (R_i - R_1) \right]}} \quad (3.107)$$

, e:

$$R_{pl} = (R_i - R_1) \cdot \frac{k \cdot \omega \cdot L_1}{N_1^2 \cdot \left[ \omega \cdot (L_1 - L_i) - \frac{\omega}{\nu} \cdot (R_i - R_1) \right]} \quad (3.108)$$

A corrente na descarga de plasma é obtida da equação (3.99), sendo:

$$I_{pl} = \frac{I_1}{N_1} \cdot \frac{k^{3/2} \cdot \omega \cdot L_1}{\sqrt{\left(\frac{\omega \cdot L_1}{N_1^2} \cdot k + \frac{\omega}{\nu} \cdot R_{pl}\right)^2 + R_{pl}^2}} \quad (3.109)$$

A tensão devida à componente ôhmica do plasma, em fase com a corrente, é dada por:

$$V_{pl} = i_2 \cdot R_{pl} \quad (3.110)$$

, e a potência RF dissipada na descarga de plasma expressa por:

$$P_{pl} = \frac{V_{pl}^2}{R_{pl}} \quad (3.111)$$

Essas equações permitem caracterizar os principais parâmetros do aplicador RF da tocha ICTP, porém são de difícil aplicabilidade uma vez que relacionam grandezas diretamente ligadas à carga de plasma.

### 3.6.3 Avaliação dos parâmetros da carga de plasma

Através das equações (3.107) a (3.111) é possível determinar as características elétricas da carga de plasma e expressar os parâmetros da descarga por meio das constantes experimentais  $L_1$ ,  $Q$ ,  $r_0$ ,  $\omega$  e  $\nu$ , bem como do conjunto de parâmetros elétricos mensuráveis no aplicador RF  $L_1$ ,  $R_1$ ,  $P$ ,  $V_1$  e  $I_1$ , e da defasagem  $\varphi$  existente entre tensão e corrente na indutância primária da tocha ICTP. Esses parâmetros são facilmente relacionáveis pelas expressões:

$$P = I_1 \cdot V_1 \cdot \cos \varphi \quad (3.112)$$

$$R_1 = \frac{V_1}{I_1} \cdot \cos \varphi \quad (3.113)$$

$$L_1 = \frac{V_1}{\omega \cdot I_1} \cdot \sin \varphi \quad (3.114)$$

O campo elétrico RF distribuído ao longo da descarga pode ser inferido a partir dos valores da tensão  $V_{pl}$  existente no plasma e do coeficiente de acoplamento  $k$  para o raio  $r$ , sendo:

$$E_r = \frac{V_{pl}}{2 \cdot \pi \cdot r} = V_{pl} \cdot \sqrt{\frac{k}{2 \cdot \pi \cdot r_0}} \quad (3.115)$$

, sendo que  $E_r = E_{pl} \cdot (1 + \omega^2/\nu^2)^{-1/2}$ , onde  $E_{pl}$  é o valor RMS (*Root Mean Square*) em volts do campo elétrico RF no plasma, distribuído sobre o raio  $r$ .

Após avaliar  $E_r$ , o número total de elétrons  $N_e$ , a densidade média do plasma  $\bar{n}_e$ , a condutividade elétrica média do plasma  $\bar{\sigma}_0 = e^2 \cdot \bar{n}_e / m_e \cdot \nu$ , e a profundidade de penetração da corrente  $\bar{\delta}$ , os parâmetros da descarga podem ser estimados a partir da equação do balanço de potência, dada por:

$$P_{pl} = \int \left( \frac{e^2 \cdot n_e}{m_e \cdot \nu} \right) \cdot E^2 \cdot dA = \left( \frac{e^2}{m_e \cdot \nu} \right) \cdot \bar{E}^2 \cdot N_e = \left( \frac{e^2}{m_e \cdot \nu} \right) \cdot c \cdot E_r^2 \cdot N_e \quad (3.116)$$

, com:

$$c = \frac{\bar{E}^2}{E_r^2} \quad (3.117)$$

$$N_e = P_{pl} \cdot \frac{m_e \cdot \nu}{c \cdot e^2 \cdot E_r^2} \quad (3.118)$$

$$\bar{n}_e = P_{pl} \cdot \frac{m_e \cdot \nu}{c \cdot e^2 \cdot E_r^2 \cdot A} \quad (3.119)$$

$$\bar{\sigma}_0 = \frac{P_{pl}}{c \cdot A \cdot E_r^2} \quad (3.120)$$

$$\bar{\delta} = E_r \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot c \cdot A}{\omega \cdot \mu_0 \cdot P_{pl}}} \quad (3.121)$$

, onde  $E$  é o campo elétrico RF local efetivo no plasma,  $c$  o fator de forma resultando da diferença entre o campo elétrico RF  $E_r^2$  e o campo elétrico RF médio  $\bar{E}^2$  para o volume inteiro de plasma,  $A$  o volume da coluna de plasma, e  $\mu_0$  a permeabilidade magnética no vácuo. Observa-se que o fator de forma  $c$  depende da distribuição axial e radial da densidade de plasma e do campo elétrico RF local. Embora a condutividade do plasma  $\bar{\sigma}_0$  e a profundidade de penetração  $\bar{\delta}$  sejam expressas pelas equações (3.120) e (3.121), estes parâmetros são também dependentes, indiretamente, da densidade de potência na descarga  $P_{pl}/A$ . Isto decorre do fato que são inter-relacionados com os valores de  $\nu$  e à pressão  $p$  do

gás que, por sua vez, influencia os valores inferidos  $\bar{\sigma}_0$  e  $\bar{\delta}$  através da dependência de  $E_r$  com  $p$ .

### 3.6.4 Transferência de potência ao plasma - Eficiência e potência mínima para manutenção da descarga

A eficiência da transferência de potência  $\xi$  ao plasma é definida pela relação entre a potência RF dissipada na descarga  $P_{pl}$  e a potência RF total  $P$  necessária para manter a descarga indutiva em regime estável [Mostaghimi et al. 1990]. A potência RF total  $P$  é composta de dois termos sendo:  $P = P_{pl} + P_t$ , onde  $P_t$  é a potência dissipada no primário do indutor. Assim, o rendimento da descarga de plasma pode ser expresso por:

$$\xi = \frac{P_{pl}}{P} = \frac{1}{\left[1 + \frac{P_t}{P_{pl}}\right]} \quad (3.122)$$

Após manipulação das equações anteriores, substituindo e simplificando os termos, a relação  $P_t/P_{pl}$  pode ser expressa como:

$$\frac{P_t}{P_{pl}} = \frac{R_0}{R_1 - R_0} = \frac{\left[\left(\omega \cdot L_2 + \left(\frac{\omega}{\nu}\right) \cdot R_2\right)^2 + R_2^2\right]}{\left(R_2 \cdot k^2 \cdot Q \cdot \omega \cdot L_2\right)} \quad (3.123)$$

Contudo, uma representação mais conveniente para formular  $P_t/P_{pl}$  é expressá-la em termo das constantes experimentais  $L_1$ ,  $Q$  e  $N$  do indutor, e dos parâmetros elétricos facilmente mensuráveis como  $P_{pl}$ ,  $V_{pl}$  e  $k$ , ficando assim:

$$\frac{P_t}{P_{pl}} = \frac{N^2 \cdot P_{pl} \cdot \left[\left(\omega \cdot L_1 \cdot \frac{1}{k \cdot N^2} + \frac{\omega}{\nu} \cdot \frac{V_{pl}^2}{P_{pl}}\right)^2 + \frac{V_{pl}^4}{P_{pl}^2}\right]}{\left(k \cdot Q \cdot \omega \cdot L_1 \cdot V_{pl}^2\right)} \quad (3.124)$$

Da equação (3.124) se depreende que, para uma diminuição da potência de descarga, a relação  $P_{pl}/P_t \rightarrow 0$  e, conseqüentemente,  $\xi \rightarrow 0$ , implicando que  $P_t \approx P_{min}$ .

A potência mínima pode ser definida a partir da suposição que a potência aplicada deve ser apenas suficiente para compensar as perdas no primário do indutor e manter a descarga no plasma, no limite,  $P_d = 0$ . Assim:

$$P_{\min} = \frac{N^2 \cdot V_{pl}^2}{(k \cdot Q \cdot \omega \cdot L_0)} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{v^2}\right) \quad (3.125)$$

Abaixo deste valor de potência, o regime de descarga não se sustenta [Hossain et al. 2002]. A necessidade de aplicar um valor mínimo de potência para assegurar a manutenção da descarga indutiva decorre diretamente das equações de *Maxwell*, dos níveis de ionização e do balanço de energia no gás.

Para o aplicador RF, constituído por um indutor com geometria definida envolvendo um volume finito de plasma, é então possível determinar a potência necessária para satisfazer a essas condições. Tais parâmetros devem ser levados em conta no projeto e dimensionamento da tocha ICTP para obter elevado rendimento. A indutância da bobina cilíndrica de comprimento  $h$ , da tocha de plasma é expressa por:

$$L_1 = \frac{N^2 \cdot \pi \cdot r_0^2 \cdot \mu_0}{h \cdot \left(1 + 0,88 \cdot \frac{r_0}{h}\right)} \quad (3.126)$$

Aplicando (3.126) e substituindo em (3.125), obtém-se o mínimo nível de potência a ser aplicada à tocha ICTP para manter a descarga, considerando a geometria do indutor do aplicador RF. Assim:

$$P_{\min} = \frac{10^7 \cdot h \cdot E_r^2 \cdot \left(1 + 0,88 \cdot \frac{r_0}{h}\right) \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{v^2}\right)}{\omega \cdot k^2 \cdot Q} \quad (3.127)$$

, com  $P_{\min}$  em  $W$ ,  $E_r$  em  $V/m$ ,  $h$  e  $r_0$  em  $m$ .

De forma análoga, para o limite máximo de potência correspondendo a uma descarga de forte intensidade, onde o plasma apresenta alta condutividade,  $P_{pl}/P_t \rightarrow 0$ , enquanto  $P \approx P_{pl}$ . A potência máxima da descarga indutiva é expressa por:

$$P_{\max} = \frac{P_{pl}^2 \cdot \omega \cdot L_1}{k^3 \cdot N^2 \cdot Q \cdot V_{pl}^2} \quad (3.128)$$

, o que corresponde ao limite imposto pela condutividade infinita apresentada pelo secundário do transformador a ar, isto é do plasma, obviamente conduzindo a uma transferência de potência ineficiente, onde  $\xi \rightarrow 0$ .

Entre esses dois extremos, se situa o ponto de máxima eficiência na transferência de potência à carga de plasma, o que ocorre quando:

$$X_2 = \frac{\omega \cdot L_1}{k \cdot N^2} = \frac{V_{pl}^2 \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{v^2}}}{P_{pl}} = |Z_{pl}| \quad (3.129)$$

, ou seja, quando a impedância do plasma  $|Z_2|$  e a reatância do secundário  $X_2$  são iguais.

Para este ponto, o quociente da relação  $P_t/P_{pl}$  é mínimo, o que corresponde à máxima eficiência de transferência de potência ao plasma, sendo:

$$\left( \frac{P_t}{P_{pl}} \right)_{\min} = \frac{2 \cdot \left[ \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{v^2}} + \frac{\omega}{v} \right]}{k^2 \cdot Q} \quad (3.130)$$

Esta análise demonstrou que é possível caracterizar os parâmetros do aplicador RF e da coluna de plasma a partir das grandezas elétricas mensuráveis diretamente no circuito. Essas informações são importantes para a especificação dos valores de carga apresentados pela coluna de plasma e na fase experimental de caracterização da planta de inertização de resíduos para o estabelecimento das DREs (*Destruction and Removal Efficiency factors*).

### 3.7 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma retrospectiva sobre os vários tipos de geradores e conversores usados, atualmente, na excitação de tochas ICTP.

Foi igualmente introduzido o conceito de agrupamento de estruturas inversoras e proposta a técnica de comutação seqüencial em estruturas inversoras ressonantes empregando dispositivos IGBTs de comutação rápida. Esta nova tecnologia possibilita gerar sinais em alta frequência a partir de estruturas inversoras simples. A análise desenvolvida possibilitou comparar estratégias de comando e avaliar propriedades de redução de perdas nos dispositivos IGBTs, mediante técnicas de comutação suave, particularmente no modo ZVS.

Finalmente, foi apresentado o método de modelagem para pequenos sinais para descrever e especificar o projeto do estágio de potência e dos compensadores de um conversor ressonante série.

Foram, também, analisadas as demais partes componentes associadas ao conversor, como transformador de adaptação de impedâncias e aplicador da tocha ICTP.

No mais, a análise desenvolvida mostra que é possível caracterizar os parâmetros do aplicador RF da tocha ICTP e da coluna de plasma a partir de grandezas elétricas diretamente

mensuráveis no sistema, e estabelecer os limites de potência para os quais a descarga se mantém estável.

Diante do apresentado, pode se concluir que a topologia proposta para o conversor ressonante série de alta frequência é factível, desde que sejam empregados dispositivos IGBTs específicos, de alta velocidade de comutação. A estratégia de comando do tipo *sequential pulse gating* mostrou-se apropriada para a aplicação, uma vez que permite a geração de sinais com potência de dezenas de kW para frequências da ordem de 400 kHz, requeridos para a excitação da tocha ICTP. Assim, fica demonstrado que esta tecnologia, pelo seu forte poder evolutivo, perfila-se como uma alternativa de custo mais baixo e de fácil implementação para esta faixa de frequências, principalmente se comparada às estruturas geradoras convencionais empregando válvulas termiônicas de vácuo.

---

# Capítulo 4

## Conversor Ressonante de Alta Frequência – Desenvolvimento, Implementação e Simulações

### 4.1 Introdução

A partir dos diversos conceitos apresentados e das análises desenvolvidas no capítulo 3, é proposto o projeto e a implementação de um conversor ressonante de alta frequência com comutação seqüencial e dos principais subsistemas associados. A seguir é feita uma descrição detalhada dos circuitos implementados, os critérios e métodos utilizados no dimensionamento, bem como são apresentadas simulações para testar o funcionamento, predir o comportamento, e visualizar as respostas esperadas.

A implementação de cada subsistema é feita seguindo a mesma cronologia adotada na análise apresentada no capítulo anterior.

Tratando-se essencialmente de um modelo de aplicação [Dubut et al. 2005], o dimensionamento efetivo dos principais elementos de circuito é feito com base nas especificações do projeto PLASPETRO em fase final de desenvolvimento nos laboratórios dos DCA e INPE, este servindo como base experimental de sustentação da tese proposta.

### 4.2 Sistema Proposto

#### 4.2.1 Estrutura funcional

O conversor ressonante converte a tensão do barramento CC em corrente RF de alta frequência, no valor definido pelo supervisor de processo para a excitação da tocha ICTP. É arquitetado sobre um conjunto de quatro módulos inversores ressonantes [Pinheiro et al. 2006], de 50 kW cada, e opera nominalmente na frequência de 400 kHz. Esses quatro módulos inversores têm, por sua vez, suas saídas agrupadas em configuração paralela e são acionados segundo um padrão de comando seqüencial. Os inversores utilizam dispositivos IGBTs do

---

tipo ultra-rápido [Helsper et al. 2001], de tecnologia NPT [Siemens Semiconductor Group 2000]. Incorporam, também, os diodos reversos ultra-rápidos para circulação das correntes de retorno. O chaveamento dos IGBTs é feito segundo um padrão de comutação suave, empregando técnicas de comutação a tensão nula ZVS, de forma a minimizar as perdas de comutação e reduzir o estresse imposto aos dispositivos semicondutores.

A implementação da estratégia de controle, geração dos padrões de comando para acionamento das chaves IGBTs, seqüenciamento dos módulos inversores, processamento dos diversos sinais de controle, bem como o rastreo da frequência de ressonância da carga ressonante é provido por uma unidade geradora de comandos e controle.

Todas as interconexões necessárias entre a unidade geradora de comandos e controle, e os módulos de excitação dos IGBTs são feitas com cabos de fibra óptica.

Um transformador RF de potência é inserido entre o conversor ressonante de alta frequência e a tocha ICTP, de forma a prover a adaptação das impedâncias. Adicionalmente, este transformador isola, galvanicamente, o aplicador RF da tocha ICTP da rede de distribuição de energia elétrica.

A figura 4.1 apresenta a estrutura funcional do conversor ressonante de alta frequência e dos diversos subsistemas associados.

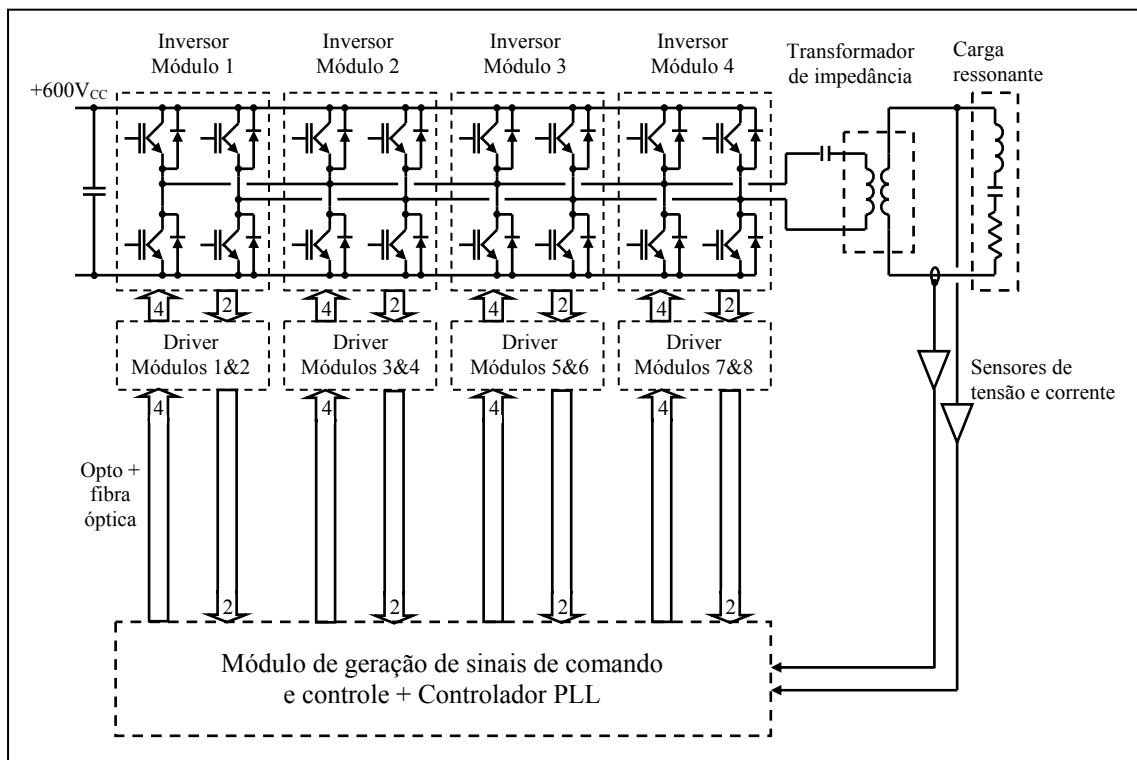


Fig. 4.1 – Estrutura funcional do conversor ressonante e subsistemas associados

## 4.2.2 Especificações do sistema

Como o conversor ressonante é parte integrante da planta de tratamento de resíduos, o sistema deve atender às especificações gerais definidas no Projeto PLASPETRO, as quais são relacionadas sumariamente na Tabela 4.1 no que tange ao conversor ressonante.

Tabela 4.1 – Especificações gerais do sistema

Sist.	Especificação / Parâmetro	Valor/unidade
C a r g a	Potência nominal na carga ( $P_{Load}$ )	50 kW
	Rendimento nominal do transformador RF ( $\eta_{TRF}$ )	98 %
	Carga refletida pelo plasma ( $R_{pl}$ ) à potência nominal	0,6 $\Omega$
	Frequência nominal de operação ( $f_0$ )	400 kHz
	Faixa de frequência de operação ( $f_1-f_2$ )	350-450 kHz
C o n v	Tensão no barramento CC ( $V_{CC}$ )	550-800 $V_{CC}$
	Tensão nominal de operação ( $V_0$ )	600 $V_{CC}$
	Rendimento global do conversor ressonante ( $\eta_{CR}$ )	90 %

Com base nesses dados inicialmente fixados e/ou arbitrados, dimensionam-se os principais elementos de circuito do conversor ressonante de alta frequência.

## 4.3 Implementação e Dimensionamento

### 4.3.1 Estratégia e padrões de acionamento

Embora o conversor modular esteja constituído por quatro células inversoras eletricamente independentes, estes inversores são montados, do ponto de vista mecânico, sobre o mesmo dissipador de calor. Assim, compartilham o mesmo sistema de resfriamento, de sorte que, fisicamente, se confundem em um bloco único. Cada módulo IGBT incorpora duas chaves interligadas internamente, formando um braço da ponte inversora. Essas chaves IGBTs, para atender a estratégia de acionamento, precisam ser acionadas em instantes diferentes, segundo a seqüência definida pela estratégia de comando, de forma que a potência média dissipada não ultrapassa a capacidade de manejo de cada dispositivo.

Como o foi apresentado no capítulo anterior, sendo parte das características da técnica de acionamento do tipo *sequential gate pulsing* [Kleveland et al. 2001], esses dispositivos manejam, instantaneamente, correntes próximas dos valores máximos estabelecidos pelo fabricante. Assim, é necessário assegurar, entre comutações sucessivas,

períodos de descanso para aliviar o estresse elétrico imposto, chamado de *destressing*. Como o conversor é constituído de quatro células inversoras, haverá apenas uma delas acionada em cada instante, enquanto as demais descansam por três períodos de comutação sucessivos, proporcionando o *destressing* dos IGBTs. Assim, em cada meio-ciclo, apenas um IGBT do semi-braço superior do primeiro grupo deverá ser acionado com um IGBT de semi braço inferior do segundo grupo, ou vice versa. A figura 4.2 apresenta o diagrama de conexão dos blocos de chaves IGBTs com o barramento da carga ressonante.

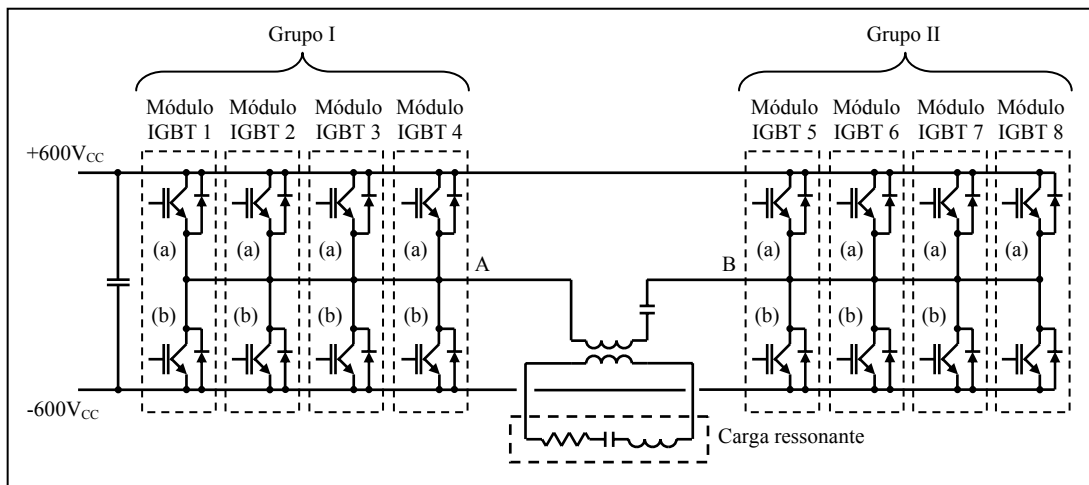


Fig. 4.2 – Diagrama de conexão do conversor ressonante

A aplicação da seqüência de comutação correta determinará que a carga ressonante seja conectada, alternadamente, e a cada meio-ciclo, ao barramento de saída de um dos quatro inversores, no sentido  $A \rightarrow B$  e  $B \rightarrow A$ . A tabela 4.2 apresenta a seqüência de comutação de cada uma das chaves IGBTs para uma seqüência de oito pulsos, correspondendo a um ciclo completo de operação.

Tabela 4.2 – Seqüência de comutação das chaves IGBTs

	Pulsos							
	1	2	3	4	5	6	7	8
IGBT Grupo I	1a	1b	2a	2b	3a	3b	4a	4b
IGBT Grupo II	5b	5a	6b	6a	7b	7a	8b	8a
Barramento "A"	+	-	+	-	+	-	+	-
Barramento "B"	-	+	-	+	-	+	-	+

Desta forma fica demonstrado, através do diagrama apresentado na figura 4.3, que uma mesma chave IGBT só voltará a ser acionada após três ciclos completos, estes supridos pelas outras três células inversoras.

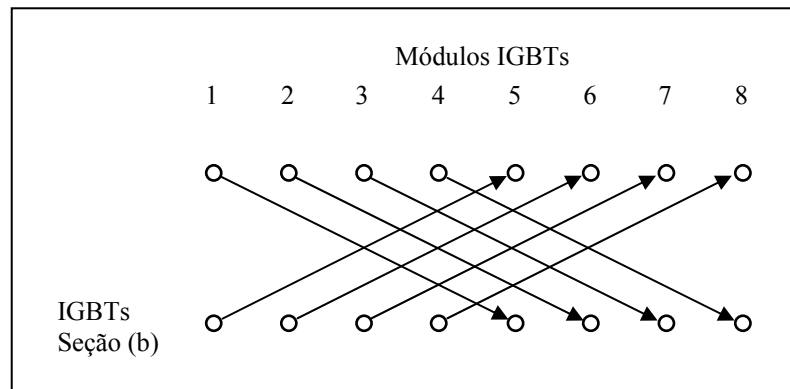


Fig. 4.3 – Diagrama de entrelaçamento da seqüência de acionamentos

Para atender a este requisito é preciso que as células inversoras sejam constituídas por um conjunto de chaves IGBTs que, fisicamente não seja parte do mesmo invólucro. A tabela 4.3 apresenta, para cada uma das quatro células inversoras, o conjunto de chaves IGBTs associadas a esta distribuição.

Tabela 4.3 – Posição física das células inversoras

	Células inversoras			
	1	2	3	4
IGBTs	1a/5b 1b/5a	2a/6b 2b/6a	3a/7b 3b/7a	4a/8b 4b/8a

A seqüência de pulsos de comando deve, então, ser endereçada nesta ordem aos módulos de excitação controlando os dezesseis *gates* de IGBTs. Para isto são utilizados oito módulos de excitação duplos, também de *drivers*, cada um com dois canais galvanicamente independentes. Isto é necessário, pois devem acionar, simultaneamente, uma chave de um bloco superior com uma chave de um bloco inferior, ou vice-versa, a cada oitavo de ciclo. Contudo, esses módulos comerciais por não serem construídos para esta aplicação, incorporam um circuito de proteção por *dead-time* entre canais, com constante de  $3,3 \mu s$ . Embora, seria possível modificar o circuito do módulo para diminuir o *dead-time* para os  $250 ns$  requeridos, julgou-se melhor estabelecer uma estratégia de comando que efetue o

acionamento de cada um dos canais do módulo de excitação com diferença de quatro pulsos de comando, superando com folga o intervalo de proteção do módulo de excitação SKHI26F [Sheng et al. 1999]. O diagrama de interconexão dos módulos de excitação associado aos *gates* dos IGBTs é apresentado na figura 4.4.

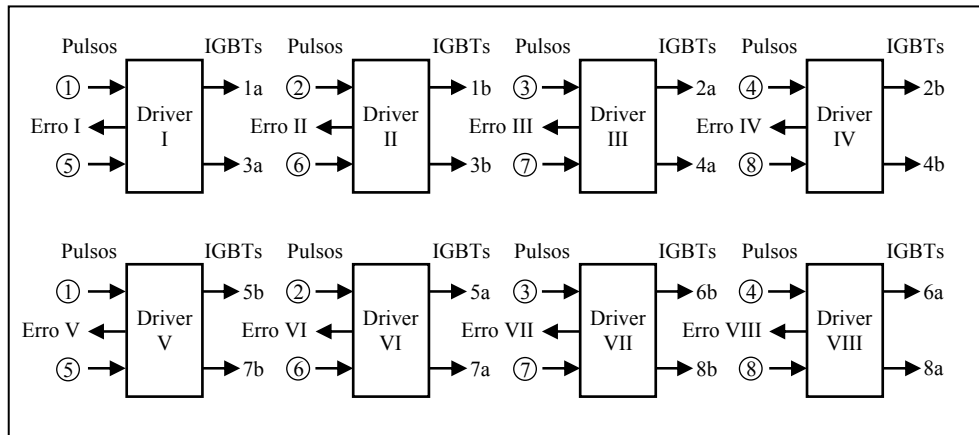


Fig. 4.4 – Diagrama de interconexão dos módulos de excitação e dos IGBTs

A proteção dos IGBTs contra sobre tensão e curto circuito propiciada pelos módulos de excitação é feita respeitando a mesma lógica de ligação. A tabela 4.4 indica as ligações das proteções dos módulos de excitação com os correspondentes barramentos.

Tabela 4.4 – Interligação das proteções dos IGBTs

Proteção IGBTs				
Barramento +V <sub>DD</sub>	Driver I (top/bot)	Driver III (top/bot)	Driver VI (top/bot)	Driver VIII (top/bot)
Barramento Saída B	Driver II (top/bot)	Driver IV (top/bot)	Driver V (top/bot)	Driver VII (top/bot)

A seqüência completa de acionamento dos IGBTs das células inversoras é apresentada na figura 4.5. Na simulação apresentada é possível observar que cada célula inversora opera em 1/4 da frequência nominal de saída  $f_s$  e que tem participação efetiva em somente um dos quatro sub-ciclos.

Assim, fica intuitivo que a estratégia de comando implementada possibilita o alívio do estresse elétrico, o *destressing*, sofrido pelas chaves IGBTs, uma vez que cada dispositivo opera somente em um dos quatro sub-ciclos e que, conseqüentemente, sua corrente média se torna quatro vezes menor ao longo do ciclo, proporcionando o *derating* em corrente.

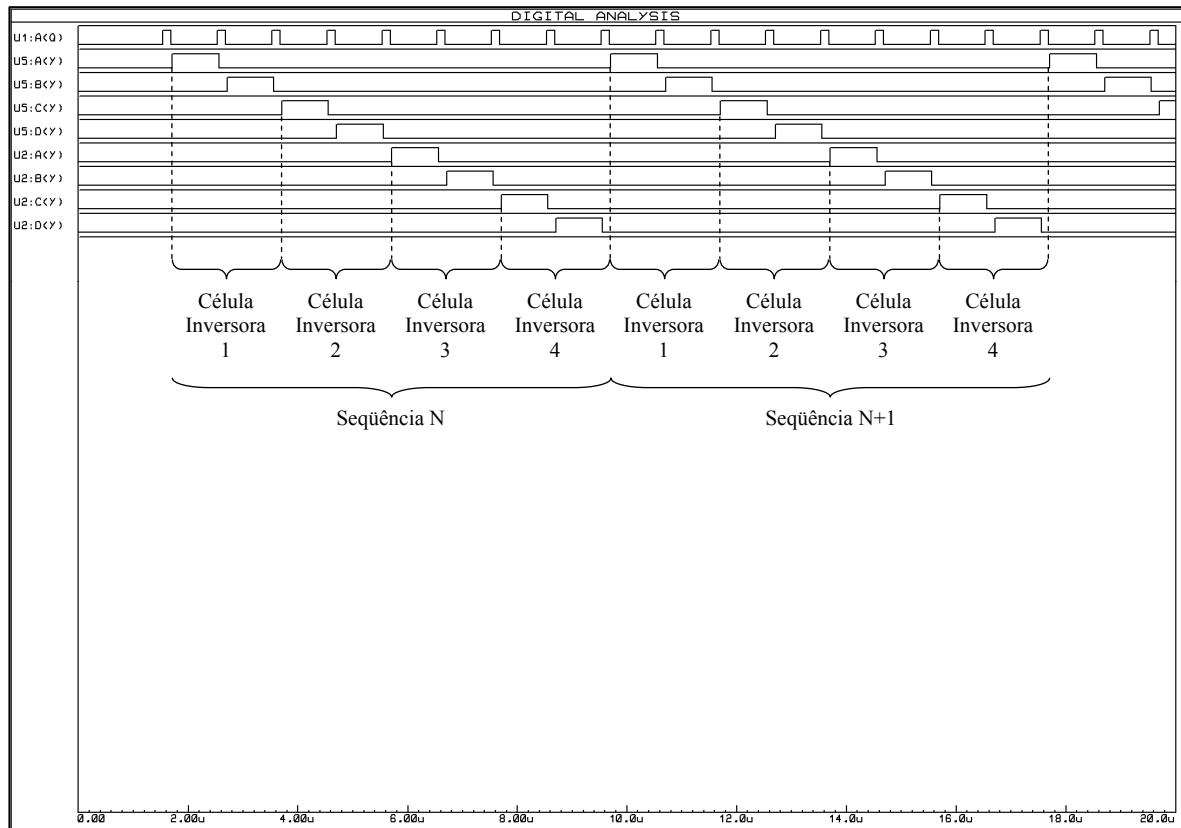


Fig. 4.5 – Seqüências de acionamento do conversor ressonante de alta freqüência

### 4.3.2 Células inversoras

As células inversoras são dimensionadas com base nas especificações do sistema apresentadas na Tabela 4.1. A potência a ser fornecida por cada célula inversora à entrada do transformador de adaptação de impedâncias para assegurar a aplicação dos 50 kW à tocha ICTP é dada por:

$$P_{TRF} = \frac{P_{pl}}{\eta_{TRF}} = \frac{50 \cdot 10^3}{0,98} \cong 51 \text{ kW} \quad (4.1)$$

Para determinar a capacidade de corrente dos dispositivos IGBTs que serão empregados no conversor RF, é preciso fazer uma estimativa prévia da corrente que irá circular em cada um deles. Estimando, inicialmente, perdas globais de 10 % para o conversor ressonante, a potência total média manejada por cada inversor é dada por:

$$P'_{conv} = \frac{P_{TRF}}{\eta_{inv}} = \frac{51 \cdot 10^3}{0,90} \cong 56,7 \text{ kW} \quad (4.2)$$

Como o já foi mencionado, é necessário introduzir, ao final de cada semi-ciclo, um tempo morto, o *dead-time*, para acomodar o *turn-off* das chaves IGBTs, bem como para assegurar que dois semi-braços das pontes inversoras não possam ser acionados ao mesmo tempo. Assim, para a frequência de operação de 400 kHz, a inserção deste tempo morto fixo de 250 ns, em cada semi-período de comutação, determina que o ciclo efetivo de trabalho  $D$ , também chamado de *duty-cycle*, para acionamento do conversor ressonante, seja:

$$D_{conv} = \frac{T_s - 2 \cdot d_T}{T_s} = \left( \frac{\frac{1}{400 \cdot 10^3} - 2 \cdot 250 \cdot 10^{-9}}{\frac{1}{400 \cdot 10^3}} \right) = 0,8 \quad (4.3)$$

Contudo, para cada uma das células inversoras operando na frequência nominal  $f'_s = 400 \cdot 10^3 / 4 = 100 \text{ kHz}$ , o *duty-cycle* efetivo,  $D_{inv}$ , fica reduzido a:

$$D_{inv} = \frac{T'_s - 2 \cdot d_T}{T'_s} = \left( \frac{\frac{1}{100 \cdot 10^3} - 2 \cdot 250 \cdot 10^{-9}}{\frac{1}{100 \cdot 10^3}} \right) = 0,2 \quad (4.4)$$

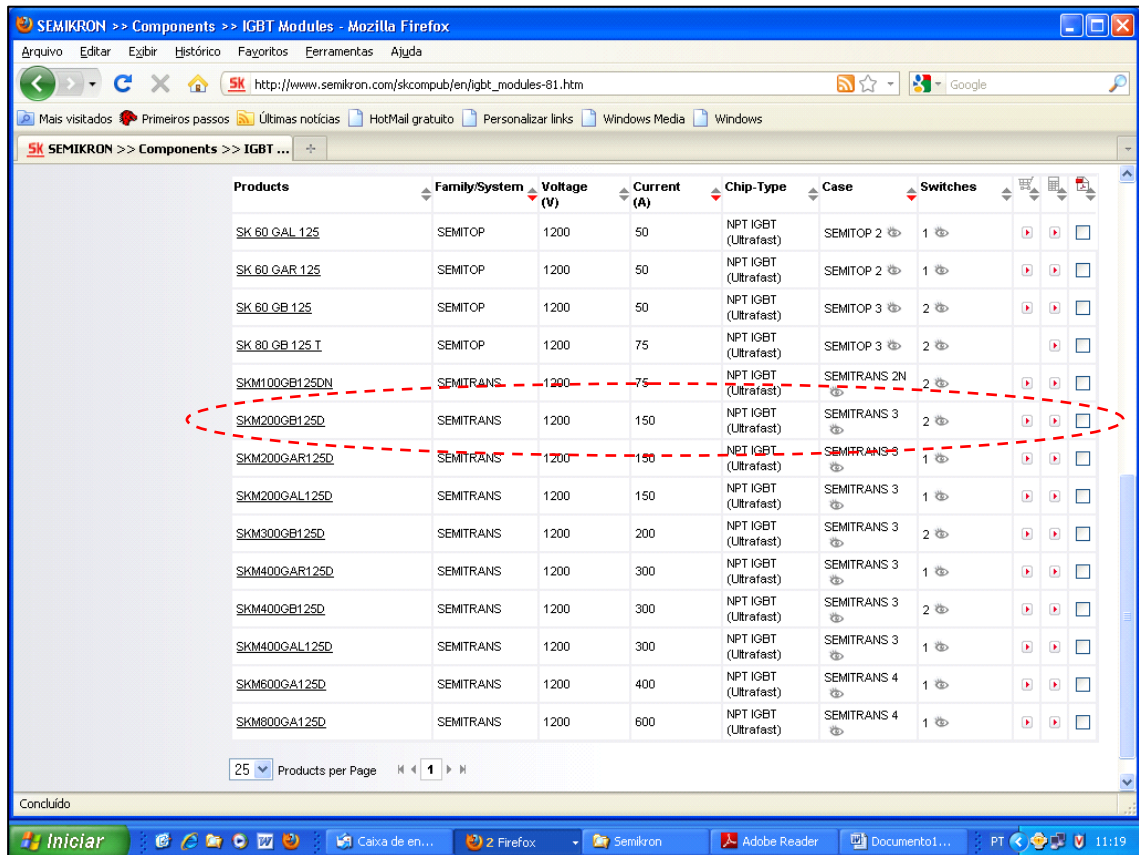
Esta redução do *duty-cycle*  $D_{inv}$  evidencia bem os efeitos de *destressing* e de *derating* proporcionados por esta técnica sobre as chaves IGBTs.

Considerando a tensão de barramento CC  $V_0 = 600 \text{ V}$  e pelo fato da tensão na saída dos inversores ser uma tensão quadrada, calculando por *Fourier* o valor da componente fundamental, tem-se  $V_1 = 4/\pi \cdot V_0 \Rightarrow V_1 = 4/\pi \cdot 600 = 764 \text{ V}$  de pico, e a corrente RMS circulando pelas chaves da célula inversora é dada por:

$$I_{RMS} = \frac{P'_{inv} \cdot \sqrt{2}}{V_1 \cdot D} = \frac{56,7 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{2}}{764 \cdot 0,8} \cong 131,2 \text{ A} \quad (4.5)$$

Este valor estimado da corrente é então utilizado para determinar, inicialmente, a capacidade de corrente requerida para os IGBTs a serem utilizados nesta aplicação. Uma consulta à Tabela 4.5 de IGBTs do tipo NPT de SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH®, tradicional fabricante alemã de semicondutores de potência, com filial no Brasil, leva à seleção do IGBT de chaveamento rápido SKM200GB125D.

Tabela 4.5 – Relação de módulos IGBTs do tipo NPT de SEMIKRON®



Products	Family/System	Voltage (V)	Current (A)	Chip-Type	Case	Switches			
<a href="#">SK 60 GAL 125</a>	SEMITOP	1200	50	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITOP 2	1			
<a href="#">SK 60 GAR 125</a>	SEMITOP	1200	50	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITOP 2	1			
<a href="#">SK 80 GB 125</a>	SEMITOP	1200	50	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITOP 3	2			
<a href="#">SK 80 GB 125 I</a>	SEMITOP	1200	75	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITOP 3	2			
<a href="#">SKM100GB125DN</a>	SEMITRANS	1200	75	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 2N	2			
<a href="#">SKM200GB125D</a>	SEMITRANS	1200	150	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	2			
<a href="#">SKM200GAR125D</a>	SEMITRANS	1200	150	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	1			
<a href="#">SKM200GAL125D</a>	SEMITRANS	1200	150	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	1			
<a href="#">SKM300GB125D</a>	SEMITRANS	1200	200	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	2			
<a href="#">SKM400GAR125D</a>	SEMITRANS	1200	300	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	1			
<a href="#">SKM400GB125D</a>	SEMITRANS	1200	300	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	2			
<a href="#">SKM400GAL125D</a>	SEMITRANS	1200	300	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 3	1			
<a href="#">SKM600GA125D</a>	SEMITRANS	1200	400	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 4	1			
<a href="#">SKM800GA125D</a>	SEMITRANS	1200	600	NPT IGBT (Ultrafast)	SEMITRANS 4	1			

O módulo escolhido é do tipo SEMITRANS® 3 contendo, no mesmo encapsulamento, dois IGBTs da família NPT *ultrafast* conectados em semi-ponte, cada um com capacidade nominal de corrente de 150 A sob tensão máxima de 1200 V.



Fig. 4.6 – Vista ilustrativa do módulo IGBT SKM200GB125D de SEMIKRON®

Além das especificações elétricas atenderem aos requisitos de projeto, este dispositivo apresenta baixa indutância parasita de 15 nH e oferece o mesmo encapsulamento dos demais IGBTs que equipam a maioria dos módulos inversores e retificadores fornecidos pela SEMIKRON®. As características detalhadas do módulo SKM200GB125D são apresentadas no anexo A-1 e a figura 4.6 mostra uma vista do módulo SKM200GB125D.

Com o componente definido, dimensionam-se agora as perdas efetivas da estrutura para os valores reais, com base na elevação de temperatura permissível na junção do transistor para o invólucro, e para as perdas máximas [Dede et al. 1993]. Assim, para o IGBT tipo SKM200200GB125D, a resistência térmica para cada chave é:  $R_{th(jc)} = 0,09 \text{ K/W}$ . Fixando-se a temperatura máxima do invólucro em 125 °C e a da junção em 150 °C, as perdas para cada chave IGBT são dadas por:

$$P_{losses} = \frac{\Delta T}{R_{th(jc)}} = \frac{150 - 125}{0,09} = 277 \text{ W} \quad (4.6)$$

Assim, a potência perdida por célula inversora na comutação pode ser aferida para seu valor efetivo, sendo:

$$P_{inv\_loss} = 4 \cdot p_{IGBT\_loss} = 4 \cdot 277 \cong 1,1 \cdot 10^3 \text{ W} \quad (4.7)$$

, e a potência total instantânea manejada por cada inversor passa a ser:

$$P_{inv} = 51 \cdot 10^3 + 1,1 \cdot 10^3 = 52,2 \text{ kW} \quad (4.8)$$

Considerando que o conversor ressonante opera na frequência nominal de 400 kHz, a inserção de um *dead-time* fixo de 250 ns em cada semi-período de comutação representa um *duty-cycle* de acionamento do conversor  $D_{conv} = 0,80$ . Assim, a potência efetiva do sistema passa a ser expressa por:

$$P_{conv} = \frac{52,2 \cdot 10^3}{0,80} = 65,25 \cdot 10^3 \text{ kW} \quad (4.9)$$

, e a corrente de pico:

$$I_{conv} = \frac{65,25 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{2}}{764} \cong 120,8 \text{ A} \quad (4.10)$$

Os valores de corrente calculados indicam que as chaves IGBTs, tipo SKM200200GB125D, especificadas para a aplicação estão dentro dos limites de operação preconizados pelo fabricante SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH®.

A figura 4.7 apresenta uma vista ilustrativa das quatro células inversoras e dos módulos de excitação, também nominados de *drivers*, correspondentes.



Fig. 4.7 – Vista ilustrativa das células inversoras constituindo o conversor

### 4.3.3 Módulos de excitação

Um dos mais importantes parâmetros que deve ser levado em consideração no dimensionamento do módulo de excitação é o da carga da porta do IGBT. Este parâmetro define a potência necessária que o módulo de excitação deve fornecer ao *gate* do IGBT [Ruedi et al. 1997]. Dimensionando com base na carga acumulada na porta de entrada do IGBT, a potência é expressa pela relação:

$$Q_{gate} = \int i \cdot dt = C_{in} \cdot \Delta U \Rightarrow C_{in} = \frac{Q_{gate}}{\Delta U} \quad (4.11)$$

Comumente, os *datasheets* fornecidos pelos fabricantes indicam apenas os valores da capacitância estática  $C_{iss}$ , a qual não considera o efeito *Miller* que reflete parte da capacitância dinâmica da junção emissor-dreno para a entrada *gate*, isto devido ao ganho em corrente do IGBT. De forma empírica e prática, é assumido que a capacitância dinâmica da porta de entrada  $C_{in} \cong 5 \cdot C_{iss}$  para os IGBTs de potência. Assim, a energia acumulada na capacitância de entrada é dada por:

$$W_{gate} = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot \Delta V_{gate}^2 \quad (4.12)$$

Para o IGBT selecionado para a aplicação, SKM200GB125D, o fabricante indica uma capacitância  $C_{iss} = 10 \cdot 10^{-9} F$  e, conseqüentemente, a capacitância efetiva de entrada  $C_{in} = 5 \cdot 10 \cdot 10^{-9} F = 50 nF$  [International Rectifier Corp. 2003]. A tensão, fornecida pelos módulos de excitação da SEMIKRON<sup>®</sup> varia de  $-8 V$ , no bloqueio, para  $+15 V$ , na condução, ou seja:  $\Delta V = 23 V$ . Como a porta de entrada da chave é carregada duas vezes pelo sinal durante um ciclo de acionamento, a potência requerida do *driver* para excitar o IGBT é dada por:

$$P_{gate} = 2 \cdot W_{gate} \cdot f'_s = 2 \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot \Delta V_{gate}^2 \right) \cdot f'_s = C_{in} \cdot \Delta V_{gate}^2 \cdot f'_s \quad (4.13)$$

Como o conversor modular ressonante série utiliza quatro células inversoras, a frequência nominal de acionamento de cada *driver* é dividida por quatro. Assim,  $f'_s = f_s/4 = 100 kHz$ , e cada IGBT requer um *driver* capaz de fornecer uma potência de excitação de:

$$P_{gate} = 50 \cdot 10^{-9} \cdot 23^2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cong 2,65 W \quad (4.14)$$

Isto é, apenas 25% da potência que seria necessária se os módulos de excitação fossem acionados à frequência de 400 kHz.

A taxa de subida e/ou descida do sinal de excitação é estabelecida de maneira a que não interfere nos tempos de acionamento ou corte do IGBT [Schwartz et al. 2002]. Assim, considerando o tempo de comutação de 80 ns para o SKM200GB125D sob uma tensão nominal de barramento de 600  $V_{CC}$ , a taxa de variação mínima do sinal de excitação necessário para acionar este IGBT é:

$$\frac{dV_{gate}}{dt} \geq \frac{600}{80 \cdot 10^{-9}} \geq 75 kV/\mu s \quad (4.15)$$

A família de módulos do tipo *drivers* para IGBTs fornecidos pelo fabricante SEMIKRON<sup>®</sup>, é apresentada na Tabela 4.6. O atendimento das especificações e características requeridas leva à seleção do módulo SKHI26F que incorpora dois canais independentes.

Tabela 4.6 – Relação de módulos de excitação SEMIDRIVER™ de SEMIKRON®

Type	Number of Channels	V <sub>CE</sub> max. V	Gate voltage V	Output peak current max A	Output charge max μC	Switching frequency max. kHz	Isolation voltage kV	dv/dt max. kV/μs
SKHI 10/12	1	1200	+15 / -8	8	9,6	100	2,5	75
SKHI 10/17	1	1200	+15 / -8	8	9,6	100	2,5	75
SKHI 21A	2	1200	+15 / 0	8	4	50	2,5	50
SKHI 22A/22B	2	1200	+15 / -7	8	4	50	2,5	50
SKHI 22A/22B /H4	2	1700	+15 / -7	8	4	50	4	50
SKHI 23/12	2	1200	+15 / -8	8	4,8	100	2,5	75
SKHI 23/17	2	1700	+15 / -8	8	4,8	100	4	75
SKHI 24	2	1700	+15 / -8	15A	5	50	4	50
SKHI 26W/26F	2	1600	+15 / -8	8	10	100	4	75
SKHI 27W/27F	2	1700	+15 / -8	30	30	10	4	75
SKHI 61	6	900	+15 / -6,5	2	1	50	2,5	15
SKHI 71	7	900	+15 / -6,5	2	1	50	2,5	15
SKHIBS 01	7	1200	+15 / -8	1,5	0,75	20	2,5	15
SKHI 64	6	gate driver for SKIM 4						
SKHI 65	6	gate driver for SKIM 5						
SKAI 100	1	brake chopper driver						
SKHIT 01	3	driver circuit for half controlled thyristor bridge						

As saídas de cada módulo de excitação são conectadas aos *gates* dos IGBTs através de resistências internas de limitação de corrente com  $R_{g\_int} = 2,2 \Omega$ , estas sendo parte do próprio módulo. Adicionalmente, resistências externas programáveis também são conectadas em série. Essas resistências são dimensionadas para limitar a corrente de excitação a seu valor ideal. Em todos os módulos utilizados nesta aplicação,  $R_{g\_ext} = 3,3 \Omega$  e, assim, a corrente de pico fornecida pelos *drivers* é dada por:

$$I_{gate} = \frac{\Delta V_g}{R_{g\_tot}} = \frac{23}{2,2 + 3,3} = 4,18 \text{ A} \quad (4.16)$$

Na estratégia adotada, durante o ciclo de acionamento, há somente, a cada vez, um par de *drivers* excitando um par de IGBTs, enquanto os outros sete *drivers* permanecem em repouso. Desta forma, a corrente de alimentação drenada pelo conjunto dos oito *drivers*, com base nos dados da SEMIKRON®, é dada por:

$$I_{0\_dvr} = 1 \cdot 0,700 + 7 \cdot 0,175 = 1,925 \text{ A} \cong 2 \text{ A} \quad (4.17)$$

A fonte de alimentação especificada para a aplicação é do tipo chaveado, alimentada pela rede elétrica comercial em 220 V<sub>CA</sub>, fornecendo 15 V @ 3 A.

Os módulos de excitação são acionados através de fibras ópticas e possuem dois canais independentes e complementares de excitação, providos de isolamento galvânica e de

proteção contra curto-circuito e/ou sobre tensão. Esta proteção é implementada por monitoramento da tensão  $V_{CE}$  do IGBT. Como já o foi citado, um circuito interno de intertravamento introduz um *dead-time* de  $3,3 \mu\text{s}$  entre os canais. A duração deste *dead-time* é programado pelo fabricante para este valor nominal, embora seja ajustável por meio de resistor interno ao módulo. A velocidade de comutação e a corrente de acionamento das chaves IGBT, no *turn-on* e *turn-off*, são também ajustados por capacitores e resistores externos. O anexo A-2 apresenta as características detalhadas do módulo de excitação e a figura 4.8 mostra o módulo de excitação SKHI26F utilizado na aplicação.

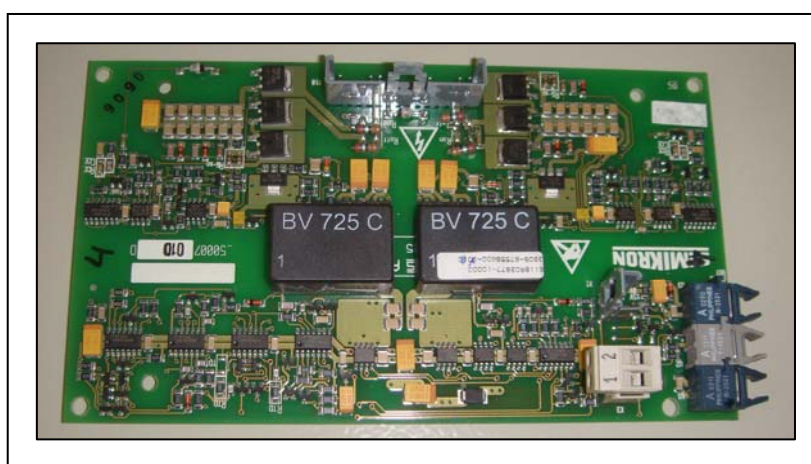


Fig. 4.8 – Vista ilustrativa do módulo de excitação SKHI26F de SEMIKRON®

Observa-se que, se o conversor ressonante fosse implementado com uma única célula inversora excitada à frequência de  $400 \text{ kHz}$ , todos esses valores seriam quadruplicados e excederiam, em muito, os limites máximos especificados pelo fabricante para esses dispositivos. A estratégia de comando seqüencial mostra, assim, pelo viés da redução de frequência de cada célula inversora, sua eficácia no tocante ao alívio das condições de operação.

#### 4.3.4 Unidade geradora de comando e controle

A unidade geradora de comando e controle gera a seqüência de pulsos para o acionamento das chaves IGBTs dos inversores e propicia o rastreamento da frequência de ressonância da carga para ajustar o ponto de operação e propiciar o chaveamento dos inversores no modo ZVS. A unidade possui dois modos de acionamento, sendo um modo de geração contínua dos padrões de comando, e outro limitado a uma seqüência de 1000 pulsos.

A geração de uma seqüência limitada permite, na fase experimental, o ensaio de novos valores de carga sem que haja risco de sobrecarga para os inversores, uma vez que o tempo de acionamento é limitado a uns poucos milissegundos. O diagrama elétrico simplificado da unidade geradora de comando e controle é apresentado na figura 4.9.

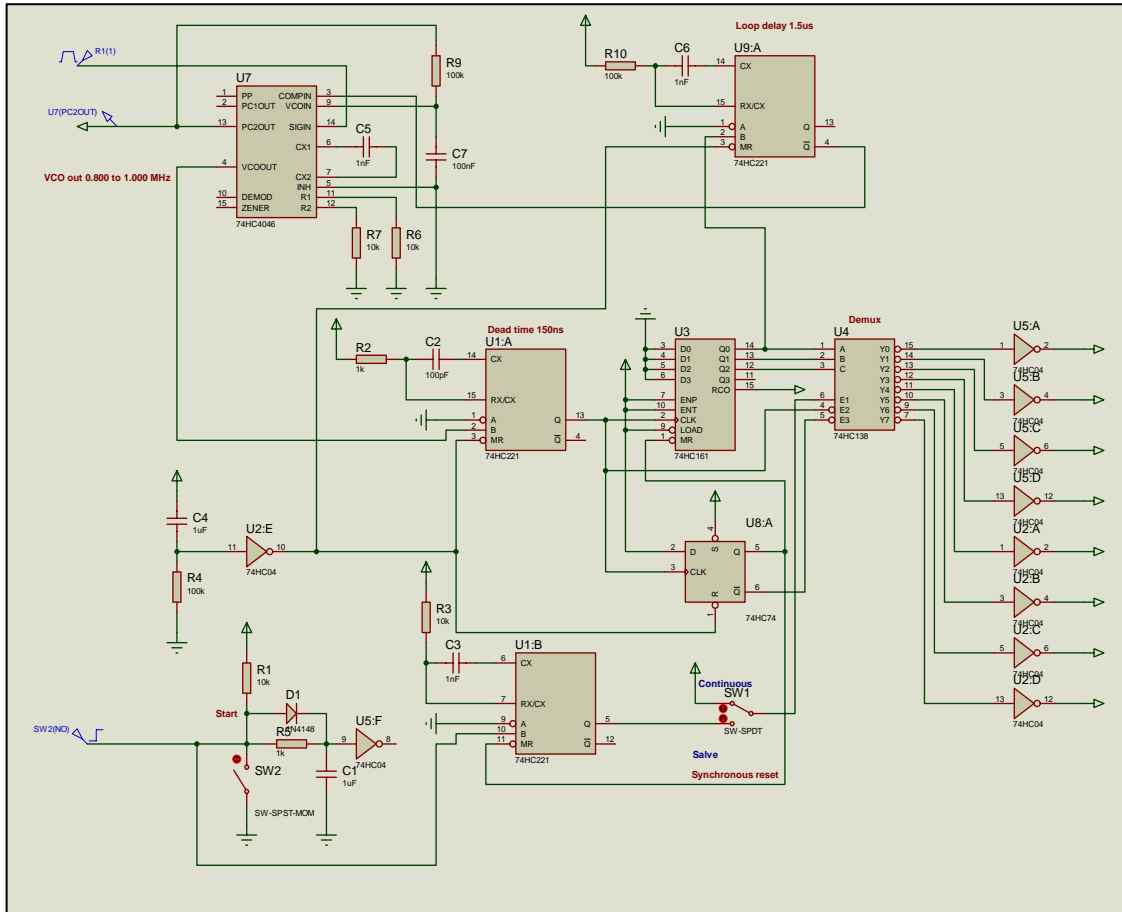


Fig. 4.9 - Diagrama elétrico simplificado da unidade geradora de comando e controle

A frequência da seqüência de pulsos de acionamento dos IGBTs é gerada a partir de um oscilador controlado em tensão VCO que opera na faixa de 500 kHz a 900 kHz, ou seja, que oscila no dobro da frequência de chaveamento  $f_s$ . Esta faixa de frequências foi atribuída a partir de dados experimentais, tendo-se verificado que é suficiente para acomodar as variações de frequência  $f_0$  da carga ressonante para os diferentes regimes de operação do plasma. O VCO é provido por um circuito integrado dedicado da família CMOS, tipo 74HCT4046, associado a uma malha de controle de fase PLL. O anexo A-3 apresenta as

características e as especificações completas do circuito integrado 74HCT4046, e a figura 4.10 apresenta seu diagrama funcional.

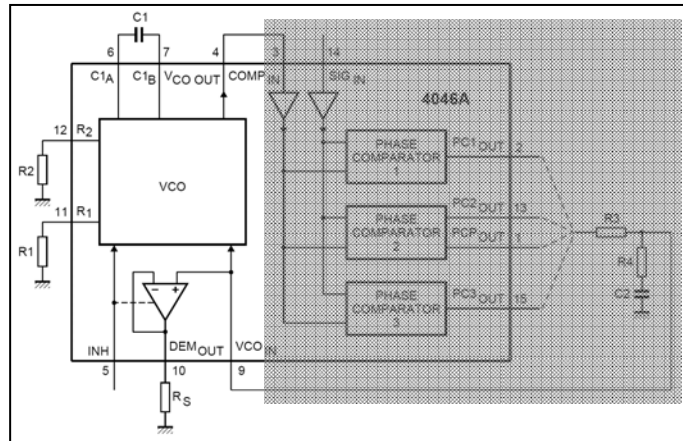


Fig. 4.10 – Diagrama funcional da seção VCO do circuito integrado 74HCT4046. (Reproduzido do documento: Data sheet 74HC/HCT4046 Phase-locked-loop with VCO da PHILIPS SEMICONDUCTORS®)

Os elementos  $C_1$ ,  $R_1$  e  $R_2$  do VCO são determinados a partir das frequências mínimas e máximas requeridas e plotadas nos ábacos. Assim, fixando inicialmente o valor de  $C_1 = 1 \text{ nF}$ , a partir dos ábacos apresentados na figura 4.11 determinam-se, respectivamente, os valores de  $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$ .

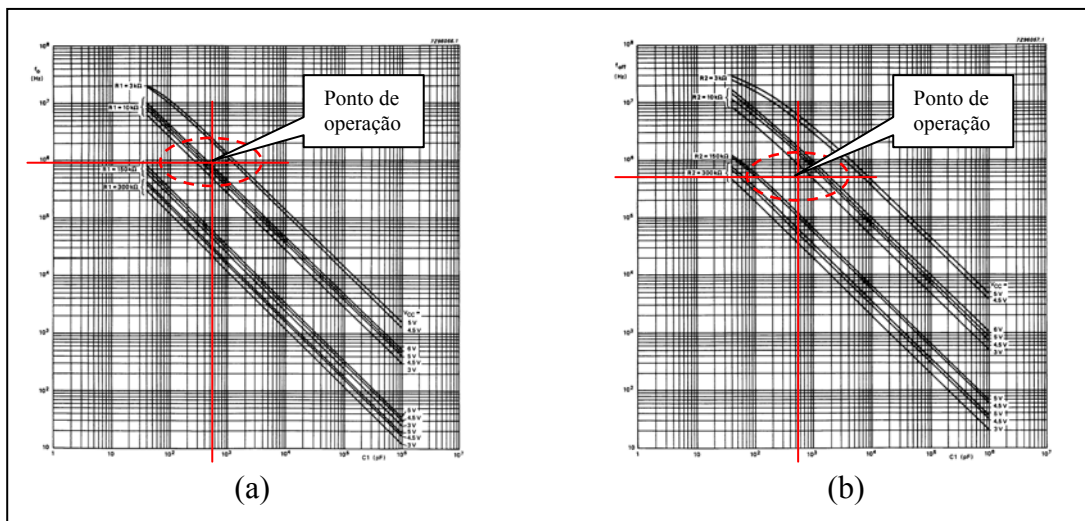


Fig. 4.11 – Ábacos: (a) Determinação da frequência mínima de operação do VCO através da resistência  $R_1$ ; (b) Determinação da frequência máxima de operação do VCO através da resistência  $R_2$ . (Reproduzido do documento: Data sheet 74HC/HCT4046 phase-locked-loop with VCO da PHILIPS SEMICONDUCTORS®)

A saída do VCO, cuja frequência de oscilação corresponde a duas vezes a frequência de operação, ou seja,  $f_{VCO} = T_S/2 = 2 \cdot f_s$ , é conectada a um multivibrador monoestável do tipo *one shoot*, 74HCT221. O anexo A-4 apresenta as características e as especificações completas do circuito integrado 74HCT221.

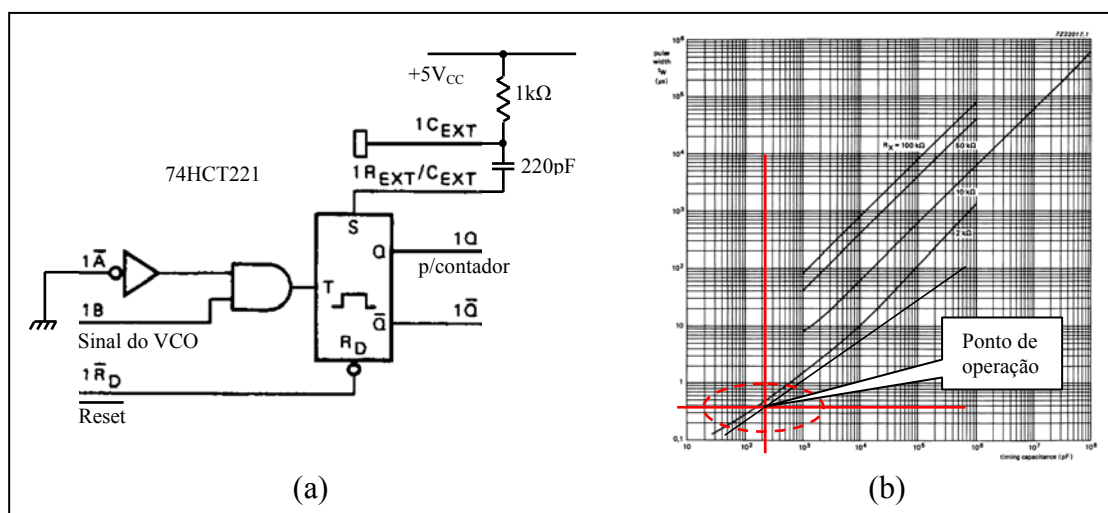


Fig. 4.12 – (a) Diagrama elétrico do gerador de *dead-time*; (b) Ábaco para determinação da constante de tempo do multivibrador. (Reproduzido do documento: Data sheet 74HC/HCT221 Dual non-retriggerable monostable multivibrator with reset da PHILIPS SEMICONDUCTORS®)

Este multivibrador, a partir da constante de tempo definida pelo circuito RC associado, gera os intervalos de tempo morto que são inseridos nos sinais de acionamento dos IGBTs. Assim, cada pulso gerado pelo VCO, e isto para uma faixa de frequência compreendida entre 500 kHz e 900 kHz segundo as condições de operações definidas pela carga ressonante, dispara o monoestável. Um *reset* inicial, gerado pela energização do circuito, rearma o multivibrador para a condição inicial.

Sendo o *dead-time* fixado em 250 ns e o capacitor em 220 pF, o resistor é determinado diretamente pelo ábaco da figura 4.12 (b). Assim, para  $\tau_{dt} = 250 \text{ ns} \Rightarrow R \cong 1 \text{ k}\Omega$ . A figura 4.12 (a) apresenta o diagrama elétrico do gerador de tempo morto.

A geração e formação da seqüência dos pulsos de acionamento dos IGBTs são feitas por um contador binário de oito estados, seguido por um demultiplexador de oito vias. Os pulsos de *dead-time* de 250 ns gerados pelo monoestável são aplicados à entrada de *clock* do contador binário 74HCT161 que, por conseqüente, gera as três linhas de endereços correspondentes à contagem de oito pulsos. O anexo A-5 apresenta as características e as

especificações completas do circuito integrado 74HCT161. Essas três linhas de endereço endereçam um demultiplexador digital 74HCT138 que, seqüencialmente, e em função de cada endereço decodificado, gera os pulsos de comando para os *gates* dos IGBTs. O anexo A-6 apresenta as características e as especificações completas do circuito integrado 74HCT138. Cada pulso, cuja largura corresponde a meio período da frequência de operação, traz embutido o *dead-time*. Para eliminar os efeitos dos atrasos de propagação dos dispositivos e assegurar que os pares de pulsos da seqüência de acionamento serão gerados corretamente, os estados iniciais do contador são carregados a cada pulso de *clock*. Assim, a inserção do *dead-time* é feita de forma síncrona com auxílio de um *flip-flop* tipo D, suprido por um biestável 74HCT74. O anexo A-7 apresenta as características e as especificações completas do circuito integrado 74HCT74. Um conjunto de oito *buffers* conectados às saídas desacopla o demultiplexador e restitui o padrão em lógica positiva. A figura 4.13 apresenta a vista da unidade geradora de comando e controle.

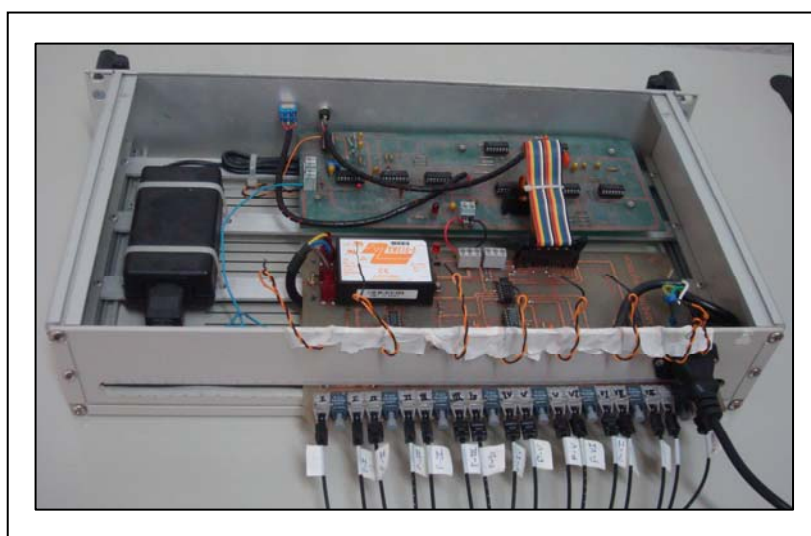


Fig. 4.13 – Vista ilustrativa da unidade geradora de comando e controle

A seqüência de geração dos pulsos de acionamento dos IGBTs oferece dois padrões de geração. Um padrão de geração contínuo, onde o demultiplexador é habilitado de forma permanente pela aplicação de um nível CC mediante a chave  $SW_1$ , ou opera por salva de mil pares de pulsos. Esta modalidade é propiciada pelo monoestável 74HCT221, cuja constante de tempo é dimensionada para  $2,5\text{ ms}$ , resultando em um capacitor de  $47\text{ nF}$  conectado em série com uma resistência de  $100\text{ k}\Omega$ . O *reset* do monoestável é também sincronizado pelo

*flip-flop* tipo D de forma a rearmar o circuito somente após completar um par de pulsos. Para eliminar a possibilidade de sobressaltos no acionamento da chave de pressão é inserido um circuito *anti-debounce* formado por um segundo monoestável. Este monoestável apresenta uma constante de tempo de cerca de dois segundos determinada pelo par capacitor e resistor de, respectivamente,  $4,7 \mu F$  e  $1 M\Omega$ .

Para compensar os atrasos na propagação dos sinais de acionamento dos inversores introduzidos pelas fibras ópticas e pelos módulos de excitação, bem como inserir um atraso de fase entre tensão e corrente para satisfazer a condição de chaveamento ZVS, é inserido, na malha de referência do comparador do PLL, um atraso de cerca de  $1,2 \mu s$ . Este valor é resultante dos atrasos introduzidos pelos módulos SKHI26F, de  $1,0 \mu s$ , somado a defasagem de  $26^\circ$ , necessária para garantir o funcionamento dos inversores no modo ZVS.

$$D_{loop} = T_s \cdot \phi + T_{exc} = \frac{1}{400 \cdot 10^3} \cdot \left( \frac{26}{360} \right) + 1 \cdot 10^{-6} = 1,2 \mu s \quad (4.18)$$

Este atraso é implementado por um monoestável 74HCT221 cuja constante de tempo é dada pelo conjunto RC, sendo  $R = 2,2 k\Omega$  e  $C = 1 nF$ . Assim, o pulso existente na saída  $\overline{Q}$  do monoestável, incorpore este atraso e fornece a referência de fase para o comparador do PLL. Para manter a sincronia com os pulsos de comando, o monoestável é gatilhado pela saída  $\overline{Q}_0$  do contador binário do gerador de seqüência.

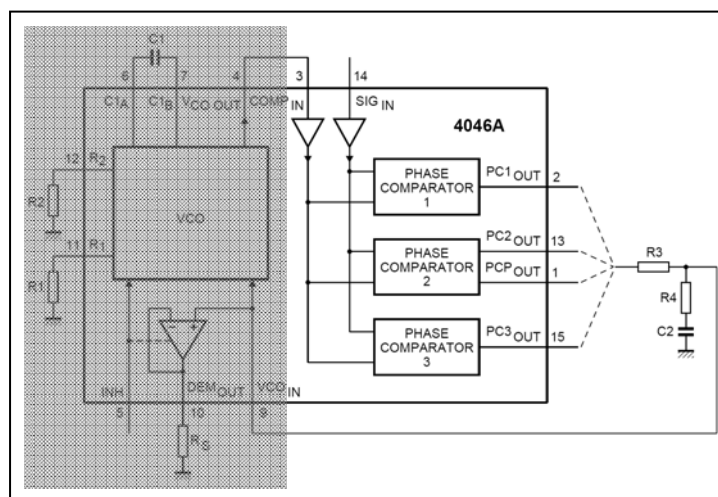


Fig. 4.14 – Diagrama funcional da seção PLL do circuito integrado 74HCT4046.  
(Reproduzido do documento: Data sheet 74HC/HCT4046 phase-locked-loop with VCO da PHILIPS SEMICONDUCTORS®)

A malha de correção de fase é formada pela seção PLL do 74HCT4046. Para que a malha seja insensível ao *duty-cycle* do monoestável gerando o atraso de fase, utiliza-se o comparador tipo II, sensível somente à borda positiva do sinal aplicado. A figura 4.14 apresenta o diagrama funcional da seção PLL com o filtro passa-baixo associado.

A tensão na saída do comparador é função da diferença de fase entre as entradas de *referência* e de *sinal*, sendo expressa pela relação:

$$V_{PC2OUT} = \frac{V_{CC}}{4 \cdot \pi} \cdot (\phi_{SinIN} - \phi_{CompIN}) \quad (4.19)$$

Quando o PLL é travado, a tensão na saída do filtro passa-baixos é:  $V_{VCO} = V_{CC}/2$ .

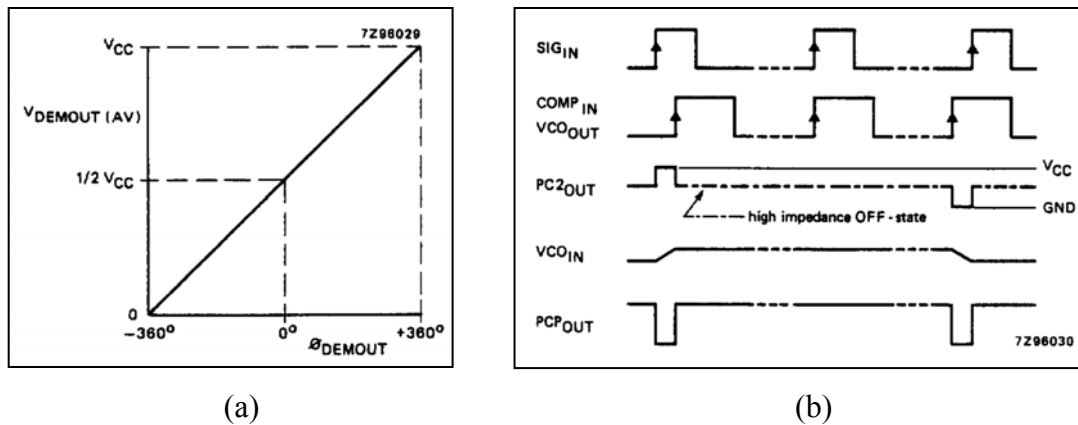


Fig. 4.15 – (a) Diagrama de resposta do comparador tipo II; (b) Oscilogramas do comparador tipo II com fase travada. (Reproduzido do documento: Data sheet 74HC/HCT4046 phase-locked-loop with VCO da PHILIPS SEMICONDUCTORS®)

A figura 4.15 apresenta em (a): a tensão de saída do comparador em função da diferença de fase entre os sinais de *referência* e *sinal*, e em (b): as formas de ondas observadas na saída do comparador, na condição de fase travada.

Os valores definidos para o projeto do VCO e do filtro de malha do PLL são:  $f_C = (500 \cdot 10^3 + 900 \cdot 10^3 / 2) = 700 \text{ kHz}$ ,  $f_L = 200 \text{ kHz}$ ,  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $C = 1 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 2,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 330 \text{ }\Omega$  e  $C_2 = 1,1 \text{ }\mu\text{F}$ .

O ganho do PLL em malha aberta é dado por:

$$H(s) \cdot G(s) = K_p \cdot K_f \cdot K_0 \cdot K_n \quad (4.20)$$

, onde  $K_p$  é o ganho do comparador de fase,  $K_f$ , o ganho de transferência do filtro passa-baixos,  $K_0$ , o ganho do VCO com  $K_0 = K_v/s$ , e  $K_n = 1/N$ , a relação de divisão inserida na malha. No caso presente da aplicação não há divisão, e  $K_n = 1$ .

Partindo dos valores anteriormente definidos, o ganho do VCO é expresso por:

$$K_v = \frac{2 \cdot f_L \cdot 2 \cdot \pi}{(V_{CC} - 0,9) - 0,9} = \frac{2 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot \pi}{5 - 0,9 - 0,9} = 7,85 \cdot 10^5 \text{ Rad} / s / V \quad (4.21)$$

O ganho de fase do comparador é dado por:

$$K_p = \frac{V_{CC}}{4 \cdot \pi} = \frac{5}{4 \cdot \pi} = 0,4 \text{ V} / \text{Rad} \quad (4.22)$$

O ganho de transferência do filtro passa-baixos é expresso por:

$$K_f = \frac{1 + \tau_2 \cdot s}{1 + (\tau_1 + \tau_2) \cdot s} = \frac{1 + 3,63 \cdot 10^{-4} \cdot s}{1 + (3 \cdot 10^{-3} + 3,63 \cdot 10^{-4}) \cdot s} \quad (4.23)$$

, onde:  $\tau_1 = R_3 \cdot C_2$  e  $\tau_2 = R_4 \cdot C_2$ .

A equação característica da malha aberta é dada por:

$$1 + H(s) \cdot G(s) = 0 \quad (4.24)$$

Substituindo os termos  $H(s)$  e  $G(s)$  pelas suas constantes, resulta que:

$$s^2 + \frac{1 + K_p \cdot K_v \cdot K_n \cdot \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)} \cdot s + \frac{K_p \cdot K_v \cdot K_n}{(\tau_1 + \tau_2)} = 0 \quad (4.25)$$

A frequência natural da malha  $\omega_n$  é expressa por:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p \cdot K_v \cdot K_n}{(\tau_1 + \tau_2)}} \quad (4.26)$$

, e o fator de amortecimento  $\zeta$  definido como:

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_n} \cdot \frac{1 + K_p \cdot K_v \cdot K_n \cdot \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)} \quad (4.27)$$

Dimensionam-se os elementos do filtro para que o fator de amortecimento não permita um *over-shoot* inicial superior a 20 % e que acomode a resposta da malha para  $\omega_n \cdot t = 5$ . Fazendo  $t = 1 \text{ ms}$  e substituindo, resulta que:

$$\omega_n = \frac{5}{t} = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \cdot 10^3 \text{ rad} / s \quad (4.28)$$

Reescrevendo a equação 4.26 para a frequência natural da malha  $\omega_n$ , vem que:

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K_p \cdot K_v \cdot K_n}{\omega_n^2} = \frac{0,4 \cdot 7,85 \cdot 10^5 \cdot 1}{(5 \cdot 10^3)^2} = 1,25 \cdot 10^{-2} \text{ s} = 12,5 \text{ ms} \quad (4.29)$$

Mantendo o valor de  $C_2 = 1,1 \mu F$ , são recalculados os valores de  $R_4$  e  $R_3$ , sendo:

$$R_4 = \frac{[(\tau_1 + \tau_2) \cdot 2 \cdot \omega_n \cdot \zeta] - 1}{K_p \cdot K_v \cdot K_n \cdot C_2} = \frac{(12,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,45) - 1}{0,4 \cdot 7,85 \cdot 10^5 \cdot 1 \cdot 1,1 \cdot 10^{-6}} = 160 \Omega \quad (4.30)$$

, e:

$$R_3 = \frac{\tau_1}{C_2} - R_4 = \frac{3,3 \cdot 10^{-3}}{1,1 \cdot 10^{-6}} - 160 = 2,84 \text{ k}\Omega \approx 2,7 \text{ k}\Omega \quad (4.31)$$

O travamento do PLL é feito pelo sinal oriundo do comparador que fornece as transições da corrente circulando na carga ressonante. Essas transições são geradas por um sensor de corrente constituído por uma bobina de *Rogowski*, seguida por um circuito comparador de tensão. A frequência da corrente na carga ressonante é decorrente da frequência natural de ressonância do aplicador RF, sendo  $\omega_0 = L \cdot C$ . Como esta frequência natural depende somente dos parâmetros da carga, ou seja, das condições do plasma e das constantes dos elementos  $L$  e  $C$  do aplicador RF, será possível travar o PLL mediante o rastreamento das transições. Assim, será possível manter o ângulo de defasagem existente entre a tensão quadrada fornecida pelos inversores e a corrente circulando na carga. Esta condição é assegurada pelo atraso inserido na malha de fase do PLL modificado. Este artifício faz com que a reatância do circuito ressonante se torna ligeiramente indutiva diante da frequência do sinal de excitação. Para que isto ocorra é necessário que a frequência de excitação da carga seja ligeiramente maior que a frequência natural da carga, ou seja,  $f_s > f_0$ . Assim, a corrente circulando na carga ressonante é atrasada com relação à tensão fornecida pelo conversor e o ângulo de defasagem  $\phi$  será ajustado de forma a obter o chaveamento das chaves IGBTs no modo ZVS. Para esta aplicação, o ângulo de defasagem calculado é  $\phi = 26^\circ$ , com corrente em atraso sobre a tensão.

A figura 4.16 apresenta o padrão da seqüência de sinais de comando aplicados aos *gates* dos IGBTs onde pode ser visualizado o tempo morto, também chamado de *dead-time*, entre pulsos de acionamento subseqüentes.

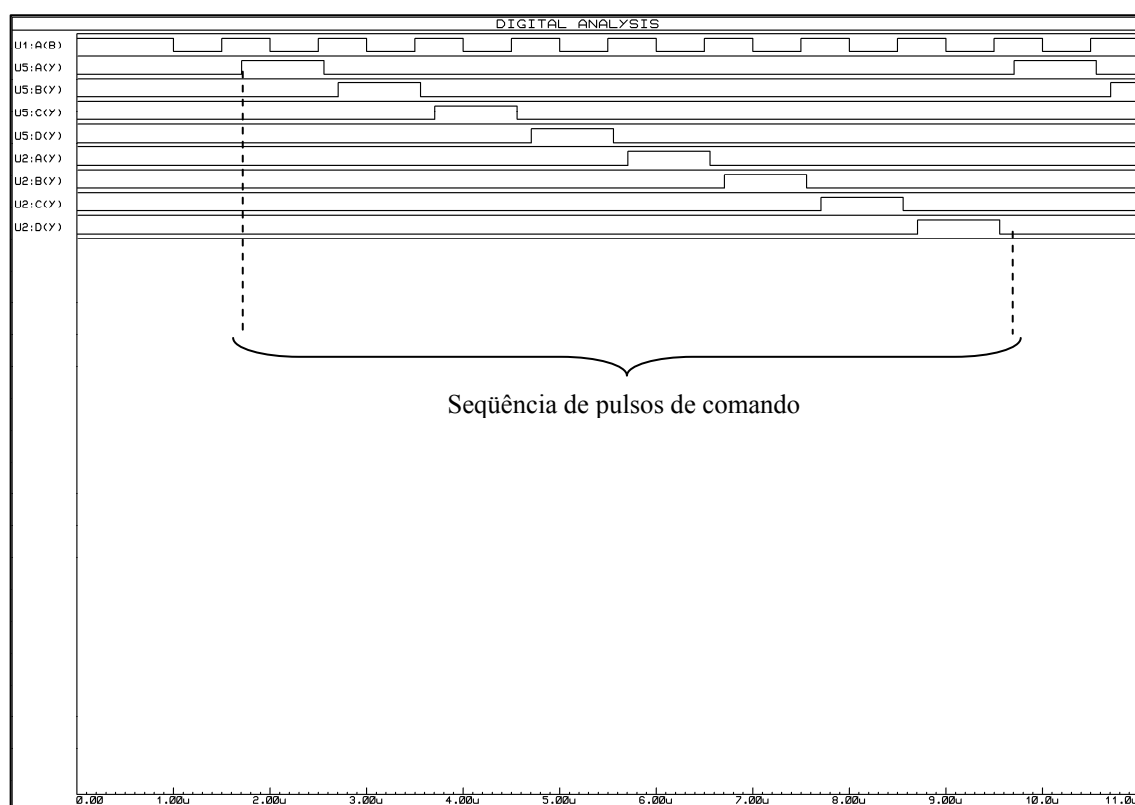


Fig. 4.16 – Vista ilustrativa de uma seqüência completa de comando

### 4.3.5 Interface e link de fibras ópticas

A transmissão dos sinais digitais de acionamento, entre o módulo de comando e controle, e os módulos de excitação SKHI26F dos IGBT, bem como o retorno dos sinais de erro provenientes dos módulos de excitação SKHI26F para o módulo de comando e controle é feita por meio de fibras ópticas. Esta tecnologia foi escolhida por apresentar alta rejeição a ruídos industriais, e ser imune a interferências elétricas e eletromagnéticas. Considerando a curta extensão do link, cerca de 2 m, foi especificada uma solução de baixo custo empregando componentes com encapsulamento plástico, da linha *Versatile Link* HFBR-0501, do fabricante AGILENT TECHNOLOGIES<sup>®</sup>. A figura 4.17 apresenta uma vista ilustrativa do conjunto de optoacopladores excitando o link de fibras ópticas.

A fibra óptica, com diâmetro  $\phi = 1 \text{ mm}$ , é feita de material plástico recoberto por uma capa plástica de proteção. A fibra opera no modo de propagação não coerente, com comprimento de onda  $\lambda_l = 600 \text{ nm}$ . A família de optoacopladores HFBR-0501 permite a transmissão de sinal digital à taxa mínima de 1 *Mbd*, em distâncias superiores a 20 m. Para enviar os sinais de acionamento aos pares de IGBTs, por intermédio dos módulos de

excitação, bem como para receber os sinais de erro correspondentes são utilizados dezesseis transmissores e oito receptores de fibra óptica. O anexo A-8 apresenta as características detalhadas do dispositivo transmissor HFBR1521 e do dispositivo receptor HFBR2521, utilizados no link.

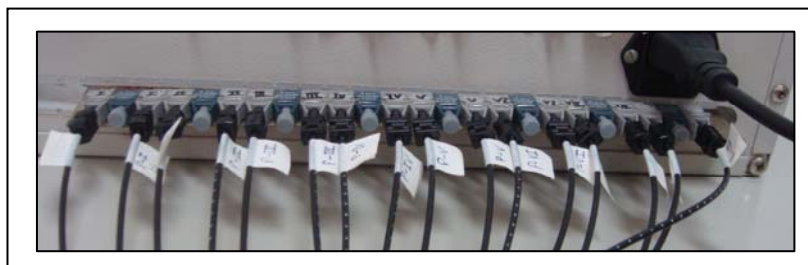


Fig. 4.17 – Vista ilustrativa dos optoacopladores e do link de fibras ópticas

O dimensionamento do circuito da interface é feito com base na corrente necessária para excitar o dispositivo transmissor HFBR1521. A figura 4.18 (a) apresenta um ábaco dos níveis de excitação versus distância, prescrito pelo fabricante. Para uma fibra óptica de 2 m, fixa-se a corrente de excitação do diodo  $I_{OFT}$  em 30 mA. Para uma tensão de saturação do diodo de 1,65 V, a resistência  $R_{TOFT}$  é dada por:

$$R_{TOFT} = \frac{V_{CC} - V_{DFV}}{I_{OFT}} = \frac{5 - 1,65}{30 \cdot 10^{-3}} = 111 \, \Omega \cong 100 \, \Omega \quad (4.32)$$

A excitação do diodo infravermelho do transmissor é feita por meio de um transistor 2N2222, configurado em emissor comum. Quando este se encontra no corte, toda corrente flui pelo optoacoplador e excita a fibra. Por outro lado, quando o transistor está conduzindo deriva a corrente e o optoacoplador deixa de excitar a fibra. Considerando um ganho em corrente  $\beta_{sat} = 10$  na saturação, a corrente de base do transistor é determinada de forma simplificada pela relação:

$$I_{BTOFT} = \frac{I_{OFT}}{\beta} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{10} = 3 \cdot 10^{-3} \, A = 3 \, mA \quad (4.33)$$

, e a resistência  $R_B$ :

$$R_{BTOFT} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{BT}} = \frac{5 - 0,65}{3 \cdot 10^{-3}} = 1.450 \, \Omega \cong 1,5 \, k\Omega \quad (4.34)$$

Para aumentar a velocidade de comutação do circuito foi acrescido, em paralelo com a resistência de polarização da base  $R_B$  do transistor, um capacitor de  $10\text{ nF}$  cujo valor foi obtido experimentalmente [Hewlett Packard 1999]. A inserção deste capacitor e a pré-polarização do optoacoplador no corte foram as soluções implementadas para reduzir o atraso de propagação e minimizar a distorção observada na largura do pulso de comando no transmissor para fibra óptica HFBR1521, como ilustrado na figura 4.18 (b).

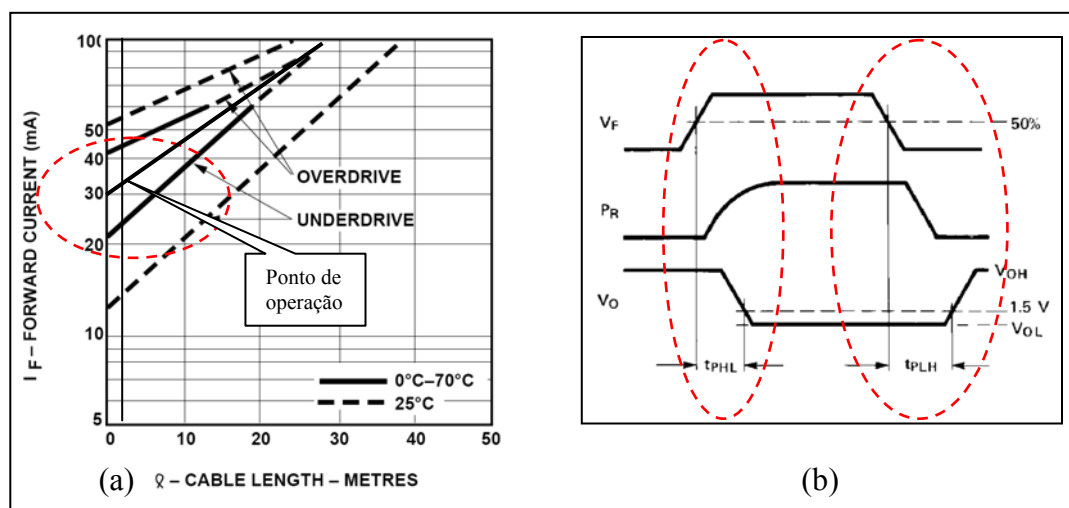


Fig. 4.18 – (a) Ábaco para determinação da corrente de polarização do HFBR1521; (b) Diagrama do atraso de propagação do HFBR1521. (Dados técnicos obtidos do documento: Versatile link – The versatile fiber optic connection – AGILENT TECNOLOGIES®)

Adicionalmente, para compensar a distorção de propagação de  $30\text{ ns}$  introduzida pelo optoacoplador entre a subida, chamada de *rise-time*, e descida, chamada de *fall-time*, dos sinais de comando dos IGBTs recebidos pelos módulos de excitação SKHI26F, foi incorporado, na entrada de cada um dos canais de excitação, um circuito de atraso do tipo RC com constante  $\tau_c = 30\text{ ns}$ . Este circuito opera com base na propriedade de histerese apresentada por uma porta CMOS, quando acionada em lógica negativa, na interpretação dos níveis alto e baixo da tensão de entrada. De forma geral, a equação de carga de um capacitor num circuito RC é dada por:

$$V_{Cin} = V_{DD} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\right) \Rightarrow t = R \cdot C \cdot \text{Ln}\left(\frac{V_{DD}}{V - V_{Cin}}\right) \quad (4.35)$$

, e na descarga:

$$V_{Cin} = V_{DD} \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \Rightarrow t = R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{Cin}}\right) \quad (4.36)$$

Igualando os dois termos para  $V_{Cin} = 2 \cdot V$ , que é o limiar prático de reconhecimento do nível lógico 1 pelo NAND, o ciclo de histerese introduzido na subida irá incorporar a constante  $\tau_c \cong R \cdot C$ , enquanto ficará insensível na descida do sinal. Fixando  $C = 100 \text{ pF}$ , determina-se a resistência correspondente, ficando  $R = 330 \ \Omega$ . Com este artifício, é inferida a compensação no tempo de propagação do link de fibras ópticas.

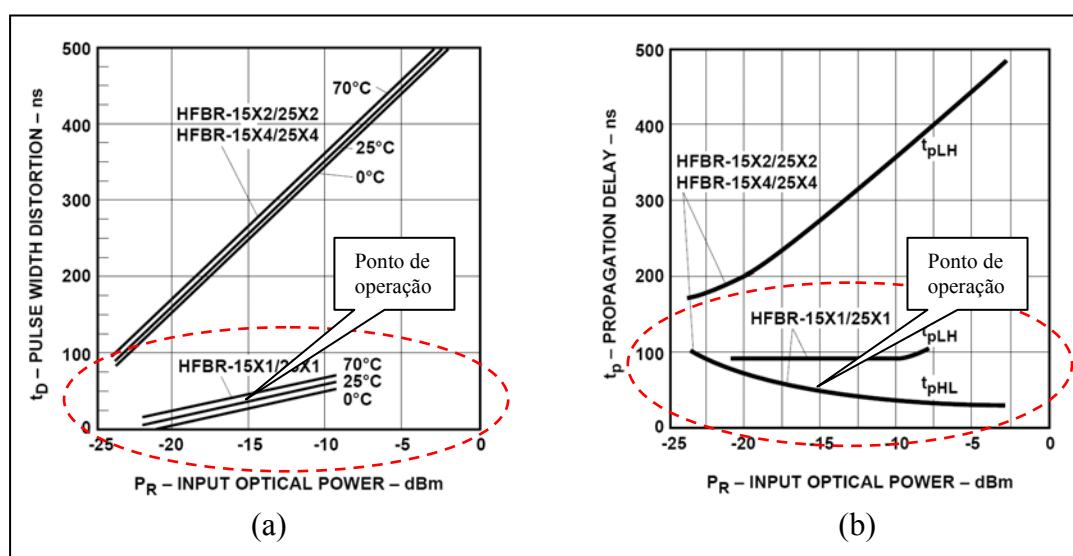


Fig. 4.19 – Ábacos: (a) Distorção da largura do pulso versus potência aplicada; (b) Atraso de propagação do pulso versus potência aplicada. (Dados técnicos obtidos do documento: Versatile link – The versatile fiber optic connection – AGILENT TECNOLOGIES®)

Os ábacos apresentados na figura 4.19 mostram, respectivamente: (a) a distorção sofrida pelo pulso transmitido pelo link óptico, em função da potência do sinal aplicado e, em (b), o atraso de propagação existente entre nível alto e nível baixo do sinal transmitido, em função da potência do sinal aplicado.

Os sinais de erro, decorrentes de possíveis mau funcionamento dos inversores, são monitorados pelo módulo de excitação SKHI26F e transmitidos por um link óptico composto pelo transmissor HFBR1521 do próprio módulo de excitação e de um receptor HFBR2521 no módulo de interface. Na interface, a saída de cada receptor é aplicada a um circuito lógico OR de oito entradas, 74HFE4068, que fornece o sinal de erro para efetuar o eventual bloqueio da

unidade de comando e geração de pulsos, em caso de disfunção das chaves IGBTs. O anexo A-9 apresenta as características e especificações completas do circuito integrado 74HCT4068.

A figura 4.20 apresenta o diagrama elétrico da interface do link óptico, sendo em (a) a interface de um dos dezesseis canais de transmissão dos sinais de comando e, em (b), um dos oito canais de recepção dos sinais de erro.

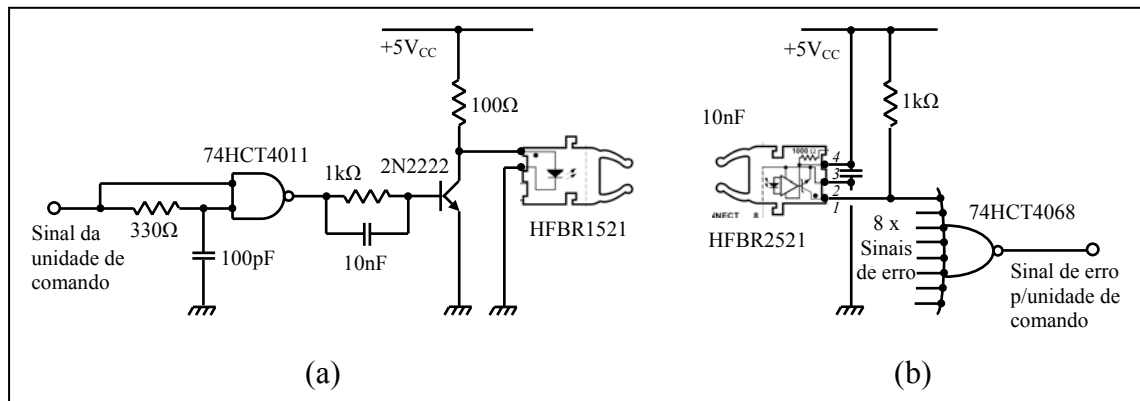


Fig. 4.20 – Diagrama elétrico da interface do link óptico – (a) Canal de transmissão dos sinais de comando; (b) Canal de recepção dos sinais de erro

Todos os optoacopladores e demais circuitos da interface são alimentados por uma fonte CC de  $5 V_{CC}$ . A fonte é dimensionada para suprir a alimentação de todos os 24 optoacopladores, sendo 16 do tipo transmissores e 8 receptores. Assim, para cada ciclo, em condições de normalidade, os receptores consomem:

$$I_{o\_Ropt} = 8 \cdot \left( \frac{V_{DD}}{R_{Ropt}} \right) = 8 \cdot \left( \frac{5}{1 \cdot 10^3} \right) = 40 \text{ mA} \quad (4.37)$$

Da mesma forma, do conjunto de 16 transmissores, somente 2 estão transmitindo a cada meio ciclo. Assim, a corrente drenada pelo conjunto de optoacopladores transmissores é dada por:

$$I_{o\_Topt} = 2 \cdot I_{Topt} + 14 \cdot \left( \frac{V_{DD} - V_{CE}}{R_T} \right) = 2 \cdot 30 \cdot 10^{-3} + 14 \cdot \left( \frac{5 - 0,2}{100} \right) = 732 \text{ mA} \quad (4.38)$$

A corrente total a ser fornecida pela fonte CC é então de  $772 \text{ mA}$ . Acrescentando uma margem de segurança de 20 % com relação à capacidade de corrente, a fonte CC especificada é do tipo  $5 V_{CC} @ 1 \text{ A}$ .

### 4.3.6 Unidade detetora de transições

A corrente da carga ressonante é sensoriada por uma bobina de *Rogowski*, seguida de um circuito comparador de alta velocidade TL3016 que detecta as transições da corrente circulando na carga ressonante e sua passagem pelos zeros [Ray et al. 2000]. Para isto, o cabo que interconecta a carga ressonante do aplicador RF ao transformador de impedâncias passa pelo centro da bobina de *Rogowski*. A figura 4.21 apresenta o diagrama elétrico do detector de transições da corrente ressonante circulando na carga.

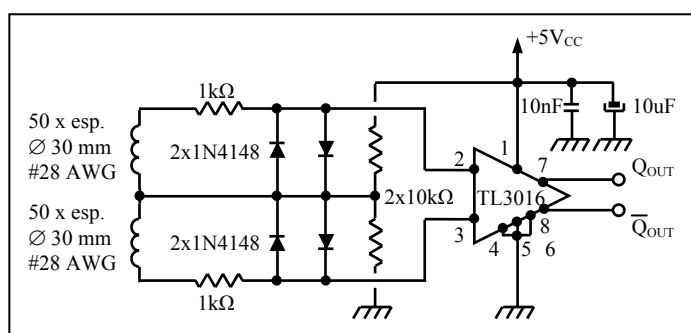


Fig. 4.21 – Diagrama elétrico do detector de transições da corrente na carga ressonante

A amplitude dos pulsos captados pela bobina de *Rogowski* é limitada pelo conjunto de diodos e o comparador possui uma velocidade de resposta, nas transições, da ordem de  $8\text{ ns}$  [Ward et al. 1993]. A saída  $Q$  do detector é aplicada à entrada de sinal do PLL localizado no módulo de comando e controle. A figura 4.22 apresenta a vista do detector de transições da corrente na carga ressonante.

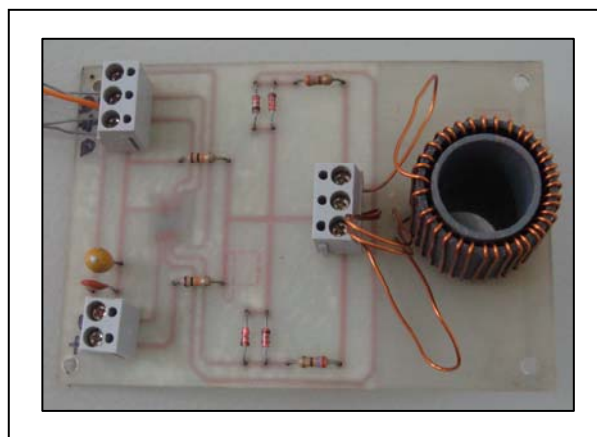


Fig. 4.22 – Vista ilustrativa do detector de transições da corrente na carga ressonante

O anexo A-10 apresenta as características e as especificações completas do circuito integrado TL3016.

### 4.3.7 Transformador RF de adaptação de impedâncias

O dimensionamento do transformador é feito para o ponto no qual as perdas totais devidas aos elementos magnéticos, bem como as perdas por efeito *Joule* nos enrolamentos e por corrente de *Foucault* no núcleo se tornam mínimas. Para isto, é necessário levar em conta a temperatura do núcleo e dos enrolamentos, a densidade de fluxo de magnetização, a geometria dos enrolamentos, etc., e encontrar um ponto de operação onde todos esses fatores combinados apresentam o melhor compromisso de rendimento. De forma global, as perdas correspondem à diferença entre a potência absorvida pelo primário e a potência entregue à carga, pelo secundário. Assim, as perdas totais  $P_{Tot}$ , genericamente, são expressas por:

$$P_{Tot} = \frac{1}{T} \cdot \int_T [(V_1(t) \cdot I_1(t)) - (V_2(t) \cdot I_2(t))] \cdot dt \quad (4.39)$$

, ou ainda:

$$P_{Tot} = P_{hyst} + P_{win} + P_{Fou} \quad (4.40)$$

Partindo inicialmente da suposição que, das perdas no transformador, metade são devidas aos elementos magnéticos e outra metade aos elementos elétricos, faz-se convergir a escolha para um núcleo cuja geometria e dimensões irão atender a essa igualdade [Bodger et al. 2007]. Arquitetando o projeto do transformador com base em núcleos de ferrite 3F3, do tipo NC-100/57/25 de THORNTON<sup>®</sup>, tradicional fabricante de elementos magnéticos no país, e fixando a faixa de temperatura de operação entre  $+25 \text{ }^\circ\text{C}$  e  $+125 \text{ }^\circ\text{C}$ , determina-se a densidade de perdas magnéticas por unidade de volume, neste núcleo. Os anexos A-11 a A-13 apresentam as características e as especificações completas do núcleo utilizado na aplicação.

Assim, para o núcleo especificado, do tipo NC-100/57/25 de THORNTON<sup>®</sup>, com um volume efetivo de  $200 \text{ cm}^3$ , a densidade de perdas por unidade de volume, é:

$$P_m = \frac{12 \cdot \Delta T}{\sqrt{V_e}} = \frac{12 \cdot (125 - 25)}{\sqrt{200}} = 84,8 \text{ kW/m}^3 = 84,8 \text{ mW/cm}^3 \quad (4.41)$$

As perdas magnéticas  $P_m$  também são função da frequência, do pico de densidade de fluxo magnético e da temperatura. O fator de correção em temperatura é dado pela expressão (4.42) e, uma vez que o valor superior de temperatura é bastante reduzido, pode ser

simplificado e aproximado por um polinômio de segunda ordem, desprezando-se o termo de 3º ordem, assim a relação proposta por Steimetz (1990) toma a forma:

$$C_T(T_n) = ct_0 - ct_1 \cdot T_n + ct_2 \cdot T_n^2 - ct_3 \cdot T_n^3 \approx ct_0 - ct_1 \cdot T_n + ct_2 \cdot T_n^2 \quad (4.42)$$

A Tabela 4.7 de FERROXCUBE® apresenta as constantes para diversos materiais magnéticos e, em especial, para a ferrite 3F3, na frequência de 400 kHz .

Tabela 4.7 – Parâmetros para cálculo das perdas magnéticas

Ferrite	F (kHz)	$C_m$	x	y	$Ct_2$	$Ct_1$	$Ct_0$
3C30	20-100	$7.13 \cdot 10^{-3}$	1.42	3.02	$3.65 \cdot 10^{-4}$	$6.65 \cdot 10^{-2}$	4.00
	100-200	$7.13 \cdot 10^{-3}$	1.42	3.02	$4 \cdot 10^{-4}$	$6.8 \cdot 10^{-2}$	3.80
3C90	20-200	$3.2 \cdot 10^{-3}$	1.46	2.75	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$3.1 \cdot 10^{-2}$	2.45
3C94	20-200	$2.37 \cdot 10^{-3}$	1.46	2.75	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$3.1 \cdot 10^{-2}$	2.45
	200-400	$2 \cdot 10^{-9}$	2.60	2.75	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$3.1 \cdot 10^{-2}$	2.45
3F3	100-300	$0.25 \cdot 10^{-3}$	1.63	2.45	$0.79 \cdot 10^{-4}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$	1.26
	300-500	$2 \cdot 10^{-5}$	1.80	2.50	$0.77 \cdot 10^{-4}$	$1.05 \cdot 10^{-2}$	1.28
	500-1000	$3.6 \cdot 10^{-9}$	2.40	2.25	$0.67 \cdot 10^{-4}$	$0.81 \cdot 10^{-2}$	1.14
3F4	500-1000	$12 \cdot 10^{-4}$	1.75	2.90	$0.95 \cdot 10^{-4}$	$1.1 \cdot 10^{-2}$	1.15
	1000-3000	$1.1 \cdot 10^{-11}$	2.80	2.40	$0.34 \cdot 10^{-4}$	$0.01 \cdot 10^{-2}$	0.67

Substituindo, na equação anterior, o valor das constantes extraídas da tabela do fabricante, sendo:  $ct_0 = 1,28 \text{ } ^\circ C$ ,  $ct_1 = 1,05 \cdot 10^{-2} \text{ } ^\circ C^{-1}$ , e  $ct_2 = 0,77 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ C^{-2}$ , para a faixa de frequências de 300 a 500 kHz, o fator de correção em temperatura das perdas por histerese para a máxima temperatura é dado por:

$$C_T(125^\circ C) = 1,28 - 1,05 \cdot 10^{-2} \cdot 125 + 0,77 \cdot 10^{-4} \cdot 125^2 = 1,17 \quad (4.43)$$

Inferindo o fator de correção, as perdas magnéticas à máxima temperatura são dadas por:

$$P_m = C_m \cdot f^x \cdot B_{pk}^y \cdot C_T \quad (4.44)$$

, onde:  $C_m$ ,  $x$ ,  $y$  e  $z$  são as constantes tabeladas pelo fabricante para o material 3F3 e  $C_T$  o fator de correção das perdas, calculado em função da temperatura.

A partir da equação anterior, determina-se o valor da densidade de fluxo de magnetização já corrigida em temperatura pelo coeficiente  $C_T$ , sendo:

$$B_{pk}^y = \left[ \frac{P_m}{C_m \cdot f^x \cdot C_T} \right]^{\frac{1}{y}} = \left[ \frac{84,8}{2 \cdot 10^{-5} \cdot (400 \cdot 10^3)^{1,8} \cdot 1,17} \right]^{\frac{1}{2,5}} = 38,9 \text{ mT} \quad (4.45)$$

Todos os demais parâmetros irão decorrer da densidade de fluxo determinada na relação (4.45). O primeiro passo, agora, é determinar a seção do núcleo respeitando este valor. Fixando-se o primário com  $N_1 = 3$  espiras, para uma tensão nominal  $V_s = 600 V$ , determina-se a seção quadrada do núcleo, sendo:

$$A_e = \frac{V_{1RMS} \cdot D}{2 \cdot B_{pk} \cdot f \cdot N_1} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 600 \cdot 0,8}{\pi \cdot 2 \cdot 38,9 \cdot 10^{-3} \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 3} = 4,62 \cdot 10^{-3} m^2 \approx 46 cm^2 \quad (4.46)$$

Como não existe núcleo de ferrite com esta seção, foi feito um empilhamento quatro a quatro de oito núcleos tipo NC-100/57/25-4500-IP12E, de THORNTON<sup>®</sup>. Este núcleo apresenta características similares ao núcleo U100/57/25-3C90 de FERROXCUBE<sup>®</sup>, do qual muito material bibliográfico está sendo utilizado para o dimensionamento deste transformador. A figura 4.23 apresenta o arranjo dos oito núcleos empilhados.

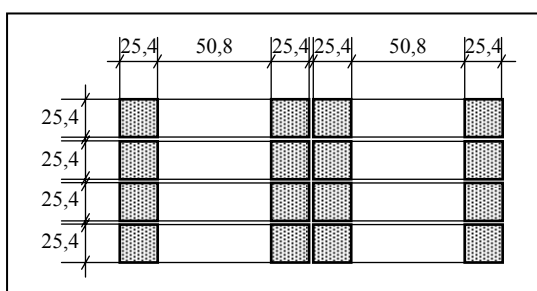


Fig. 4.23 – Diagrama ilustrativo do arranjo dos núcleos empilhados

Assim, a seção reta dos núcleos de ferrite agrupados apresenta uma área total de  $(25,4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 8 = 5,16 \cdot 10^{-3} m^2 = 51,60 cm^2$  e será utilizada para o dimensionamento dos demais elementos. Para um resultado mais preciso, seria necessário refazer uma iteração para o cálculo das perdas por histerese, uma vez que a densidade de fluxo será menor, em função do aumento do volume do material magnético. Contudo, por ser o erro inferior a 5 %, consideraremos o resultado com satisfatório.

A perda magnética  $P_m$  total agora é calculada para o núcleo, sendo:

$$P_{mT} = 8 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 84,8 \cdot 10^3 = 135 W \quad (4.47)$$

A indutância de magnetização do primário é dada por:

$$L_1 = \frac{\mu_0 \cdot \mu_a \cdot N_1^2 \cdot A_e}{l_e} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 3^2 \cdot 51,6 \cdot 10^{-4}}{30,8 \cdot 10^{-2}} = 568 \mu H \quad (4.48)$$

A perda produzida pela corrente de magnetização,  $P_{mag}$ , é dada por:

$$P_{mag} = \frac{V_1^2}{L_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{8 \cdot V_1^2}{\pi^2 \cdot 568 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 10^3} = 204 W \quad (4.49)$$

Para a ferrite 3F3, com resistividade  $\rho_{fe} = 2 \Omega m$ , as perdas devidas às correntes de *Foucault* no núcleo são dadas por:

$$P_{Fou} = \frac{\pi}{4 \cdot \rho_{fe}} \cdot f \cdot B \cdot A_e = \frac{\pi}{4 \cdot 2} \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 38,9 \cdot 10^{-3} \cdot 51,6 \cdot 10^{-4} = 0,3 W \quad (4.50)$$

A corrente no primário é dada por:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} \cdot \sqrt{D} \cong \frac{50 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{0,8}}{\left( \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 600 \right)} = 82,8 A \quad (4.51)$$

, e como a relação de espiras é de 3 : 1, a corrente no secundário é dada por:

$$I_2 = \frac{P_1 - (2 \cdot 135)}{V_1} \cdot \sqrt{D} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{50 \cdot 10^3 (50 \cdot 10^3 - 2 \cdot 135) \cdot \sqrt{0,8} \cdot 3}{\left( \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 600 \right)} = 247,1 A \quad (4.52)$$

Fisicamente, os enrolamentos são constituídos por placas de circuito impresso com 1/16" de espessura e impressos em chapeado de cobre,  $e_{cu}$ , de 70  $\mu m$  em ambas as faces. O enrolamento primário é constituído de 3 espiras em dupla face, repartidas em 2 camadas, totalizando assim 6 chapas impressas. O secundário é constituído de 1 espira em dupla face, repartida em 6 camadas, totalizando também 6 chapas impressas. A figura 4.24 ilustra o padrão de empilhamento e de entrelaçamento dos enrolamentos primário e secundário.

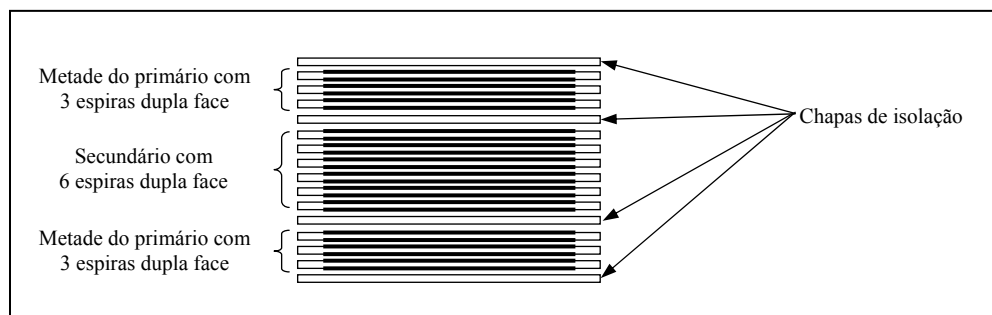


Fig. 4.24 – Diagrama de empilhamento e entrelaçamento dos enrolamentos

Aproveitando a máxima largura possível para a trilha impressa do enrolamento e deixando um afastamento de 4 mm da trilha com a borda, para o núcleo NC-100/57/25-4500-IP12E, de THORNTON<sup>®</sup>, a largura disponível para a espira do enrolamento é dada por:

$$l_{esp} = L_{jan} - [(2 \cdot e_{isol}) + (2 \cdot e_{fol})] = 50,8 - [(2 \cdot 4) + (2 \cdot 1)] = 42 \text{ mm} \quad (4.53)$$

, e o comprimento médio da espira é:

$$\begin{aligned} l_{med} &= 2 \cdot \{l_{1jan} + [(2 \cdot e_{isol}) + (2 \cdot e_{fol})] + l_{esp}\} + \\ &2 \cdot \{l_{2jan} + [(2 \cdot e_{isol}) + (2 \cdot e_{fol})] + l_{esp}\} + 2 \cdot \pi \cdot \frac{r_{esp}}{2} = \\ &2 \cdot \{50,8 + [(2 \cdot 4) + (2 \cdot 1)] + 42\} + 2 \cdot \{101,6 + [(2 \cdot 4) + (2 \cdot 1)] + 42\} \\ &+ 2 \cdot \pi \cdot \frac{42}{2} = 644,7 \text{ mm} \cong 645 \text{ mm} \end{aligned} \quad (4.54)$$

Assim, o comprimento do enrolamento primário é dado por:

$$l_{prim} = N_1 \cdot l_m = 3 \cdot 645 = 1.935 \text{ mm} \quad (4.55)$$

, e a área da seção reta do cobre do enrolamento primário para corrente contínua:

$$A_1 = 2 \cdot N_{cam} \cdot l_{esp} \cdot 70 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 2 \cdot 42 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{-6} = 11,76 \text{ mm}^2 \quad (4.56)$$

, e a resistência ôhmica do enrolamento primário em corrente contínua é:

$$R_1 = \sigma_{cu} \cdot \frac{l_{prim}}{A_1} = 2,01 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1,935}{1,176 \cdot 10^{-5}} = 3,3 \cdot 10^{-3} \Omega = 3,3 \text{ m}\Omega \quad (4.57)$$

De forma análoga, o comprimento do enrolamento secundário é dado por:

$$l_{sec} = N_2 \cdot l_m = 1 \cdot 645 = 645 \text{ mm} \quad (4.58)$$

, e a área da seção reta do cobre do enrolamento secundário para corrente contínua:

$$\begin{aligned} A_2 &= 2 \cdot N_{cam} \cdot l_{esp} \cdot 70 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 6 \cdot 42 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{-6} = 3,528 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \\ &= 35,28 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (4.59)$$

, e a resistência ôhmica do enrolamento secundário em corrente contínua é:

$$R_2 = \sigma_{cu} \cdot \frac{l_{sec}}{A_2} = 2,01 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,645}{3,528 \cdot 10^{-5}} = 3,6 \cdot 10^{-4} \Omega = 0,36 \text{ m}\Omega \quad (4.60)$$

As resistências ôhmicas dos enrolamentos à frequência de 400 kHz devem ser eventualmente recalculadas caso as áreas úteis do primário e do secundário sejam alteradas em função da profundidade de penetração da corrente.

A profundidade de penetração no cobre é expressa por:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} = \sqrt{\frac{2,01 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1}} = 1,12 \cdot 10^{-4} m = 0,12 \text{ mm} \quad (4.61)$$

Como a profundidade de penetração  $\delta > e_{cu}$ , não há redução da seção devido ao efeito pelicular, uma vez que são utilizadas placas de circuito impresso com cobreado de  $70 \mu m$ . As perdas por efeito *Joule* podem ser então expressas no enrolamento primário, sendo:

$$P_{1jou} = R_1 \cdot I_1^2 = 3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 82,8^2 = 22,6 \text{ W} \quad (4.62)$$

, e no enrolamento secundário, como:

$$P_{2jou} = R_2 \cdot I_2^2 = 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot 247,1^2 = 21,9 \text{ W} \quad (4.63)$$

Assim, de forma simplificada, desprezando as demais perdas devidas a indutâncias de dispersão e capacitâncias inter-espiras, as perdas totais são:

$$\begin{aligned} P_{tot} &= P_{mT} + P_{mag} + P_{Fouc} + P_{1Jou} + P_{2Jou} = 135 + 204 + 0,3 + 22,6 + 21,9 \\ P_{tot} &= 383,8 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.64)$$

, e o rendimento global  $\eta_{Timp}$  do transformador sendo:

$$\eta_{TRimp} = \frac{P_{TRimp} - P_{tot}}{P_{TRimp}} = \frac{50 \cdot 10^3 - 383,8}{50 \cdot 10^3} = 0,99 \quad (4.65)$$



Fig. 4.25 – Vista ilustrativa do transformador RF de adaptação de impedâncias

A figura 4.25 apresenta a vista do transformador RF de adaptação de impedâncias construído para a aplicação.

### 4.3.8 Aplicador RF da tocha ICTP e carga ressonante

O aplicador da tocha ICTP é parte da carga ressonante e suas características técnicas atendem ao descrito no parágrafo 3.4 do capítulo anterior [Boulos 2003]. A figura 4.26 apresenta os principais elementos constituintes do aplicador RF com os seus valores dimensionais. Esses valores são utilizados para o cálculo dos elementos elétricos.

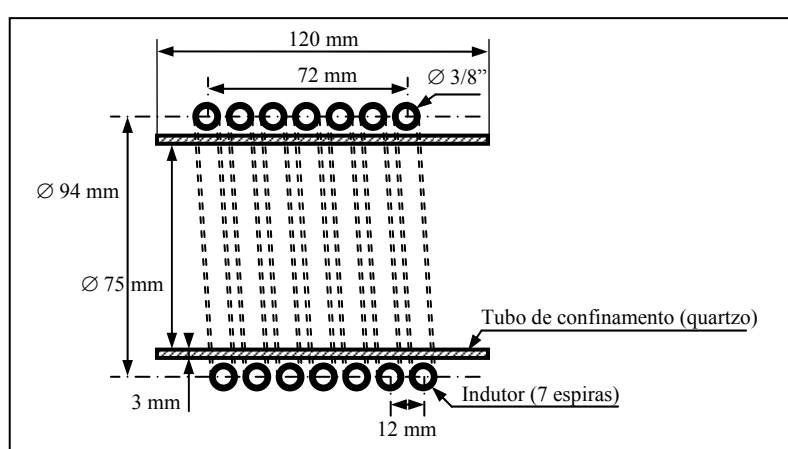


Fig. 4.26 – Diagrama mecânico do aplicador RF da tocha ICTP

É constituído, na sua parte elétrica, por um indutor em tubo de cobre de 3/8" de 7 espiras, com diâmetro médio de 94 mm. A tabela 4.8 apresenta as principais características físico-elétricas do material utilizado na confecção do indutor.

Tabela 4.8 – Características físico-elétricas do cobre

MATERIAL: COBRE (Cu)	
Parâmetros	Valores
Densidade	8,95 g/cm <sup>3</sup> @ 20 °C
Coefficiente de dilatação	16,5 10 <sup>-6</sup> cm/°C @ 20 °C
Resistividade	2,01 10 <sup>-8</sup> Ωm @ 20 °C
Condutividade	5,80 10 <sup>7</sup> S/m
Permeabilidade magnética	4.π.10 <sup>-7</sup> H/m

A figura 4.27 apresenta a vista da tocha ICTP, destacando a parte do aplicador RF. O capacitor de compensação [Clarke et al. 1945] é montado à parte, em série com o conjunto.

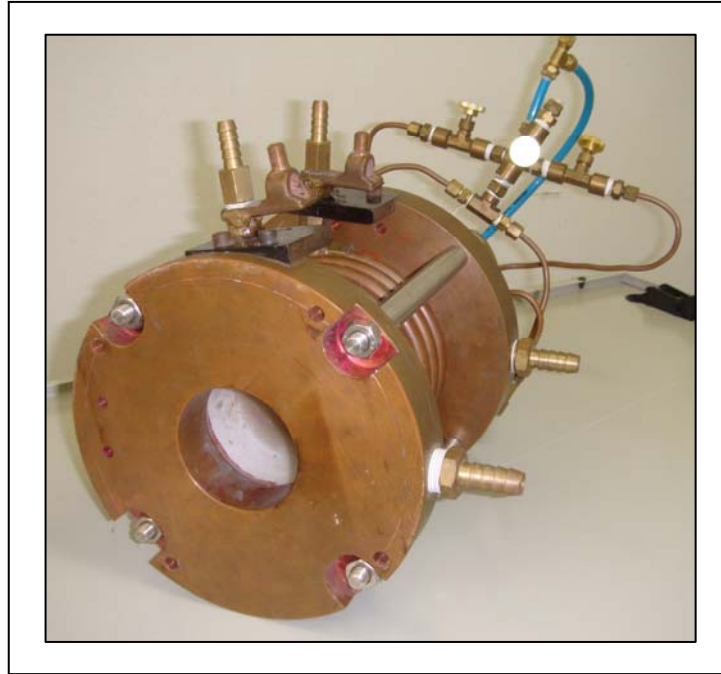


Fig. 4.27 – Vista ilustrativa da tocha ICTP com vista do aplicador RF

O valor da indutância do aplicador é calculado conforme demonstrado na literatura por [Grover 1972]. Como o diâmetro da bobina é maior do que o seu comprimento  $L/D < 1$ , caracterizando um indutor com geometria curta, o valor final da indutância é corrigido pelo coeficiente de Nagaoka (1909), aplicado na expressão geral formulada por Wheeler (1995).

Assim:

$$L_{ICTP\_torch} = \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot r^2 \cdot N^2}{l} \cdot K = \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot \left(\frac{94}{2} \cdot 10^{-3}\right)^2 \cdot 7^2}{72 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,62$$

$$L_{ICTP\_torch} = 3,68 \mu H \quad (4.66)$$

A resistência ôhmica do indutor em corrente contínua é determinada pela relação:

$$R_{CC\_ICTP} = \rho \cdot \frac{l}{S} = 2,01 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\pi \cdot 94 \cdot 10^{-3} \cdot 7}{\frac{\pi}{4} \cdot \left[ (9,52 \cdot 10^{-3})^2 - (7,94 \cdot 10^{-3})^2 \right]} = 1,90 m\Omega \quad (4.67)$$

A profundidade de penetração da corrente na seção reta do indutor devida ao efeito pelicular, na frequência de 400 kHz, é expressa por:

$$p_{cu\_pelic} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f_s \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} = \sqrt{\frac{2,01 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1}} = 0,106 \text{ mm} \quad (4.68)$$

Assim, a seção reta do indutor devido ao efeito pelicular é reduzida para:

$$S_{ind} = (\pi/4) \cdot \left[ (9,52 \cdot 10^{-3})^2 - [(9,52 - 2 \cdot 0,10) \cdot 10^{-3}]^2 \right] = 3,768 \text{ mm}^2 \quad (4.69)$$

A resistência ôhmica a 400 kHz é então:

$$R_{CA\_ICTP} = \rho \cdot \frac{l}{S} = 2,01 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\pi \cdot 94 \cdot 10^{-3} \cdot 7}{3,768 \cdot 10^{-6}} = 10,93 \text{ m}\Omega \quad (4.70)$$

O fator de qualidade do circuito é expresso por:

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L_1}{R_1 + R_{pl}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 3,68 \cdot 10^{-6}}{0,01 + 0,6} = 13 \quad (4.71)$$

Com base nas equações desenvolvidas no capítulo 3 a indutância equivalente refletida pela coluna de plasma é dada por:

$$L_2 = L_1 \cdot \left( \frac{r_2}{N \cdot r_1} \right)^2 = 3,68 \cdot 10^{-6} \cdot \left( \frac{75 \cdot 10^{-4}}{7 \cdot 94 \cdot 10^{-4}} \right)^2 = 47,8 \text{ nH} \quad (4.72)$$

, e a indutância mútua de acoplamento com a coluna de plasma:

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = \left( \frac{75 \cdot 10^{-4}}{94 \cdot 10^{-4}} \right)^2 \cdot \sqrt{3,68 \cdot 10^{-6} \cdot 47,8 \cdot 10^{-9}} = 0,266 \text{ }\mu\text{H} \quad (4.73)$$

Considerando a frequência de colisão  $\nu = \nu_{ei} + \nu_{en} = 1,25 \cdot 10^7 / s$  para um plasma com cerca de 15% de ionização na coroa externa. O valor de  $\omega/\nu = 2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 10^3 / 1,25 \cdot 10^7 \cong 0,2$ .

Para a potência final de 50 kW a impedância do primário é dada por:

$$|Z_1| = \frac{V_1^2}{P_1} = \frac{\left( \frac{4}{\pi} \cdot 600 \right)^2}{50 \cdot 10^3} = 11,6 \text{ }\Omega \quad (4.74)$$

Na prática é muito difícil medir diretamente  $R_i$  devido ao elevado ângulo de fase existente entre corrente e tensão, uma vez que  $\omega \cdot L_i \gg R_i$ . Contudo, através de um artifício forçando a carga para sua frequência de ressonância, isto é, fazendo com que a diferença de fase entre corrente e tensão seja nula, medem-se as frequências  $\omega_{pl}$  e  $\omega_1$  na presença da

descarga de plasma e sem descarga. Assim, a frequência de ressonância com a carga de plasma é dada por:

$$\omega_{pl} \cdot (L_0 + L_i) = \frac{1}{\omega_{pl} \cdot C} \quad (4.75)$$

, e sem descarga no plasma, por:

$$\omega_1 \cdot (L_0 + L_1) = \frac{1}{\omega_1 \cdot C} \quad (4.76)$$

, onde  $L_0$  é a soma da indutância do transformador e da indutância refletida pelo circuito. Assim, substituindo os termos comuns e simplificando essas duas equações, vem:

$$L_1 - L_i = \frac{1}{C} \cdot \left( \frac{1}{\omega_1} - \frac{1}{\omega_{pl}} \right) \quad (4.77)$$

Na ressonância, a impedância de entrada apresentada pelo transformador é puramente resistiva e corresponde ao valor da resistência do secundário referido ao primário pela relação de espiras  $N$  ao quadrado. Isto possibilita a determinação de  $R_i$  e  $R_1$  na ressonância, para as frequências  $\omega_{pl}$  e  $\omega_1$ , respectivamente. Com base nessas medições e da inferência dos valores determinados nas equações, encontram-se os demais parâmetros da carga ressonante.

## 4.4 Simulações

As simulações para teste de topologias, validação de estratégias e predição de resultados foram implementadas com as ferramentas computacionais PSpice<sup>®</sup>, Simulink<sup>®</sup> e Proteus<sup>®</sup>. Os principais resultados das simulações são apresentados a seguir.

### 4.4.1 Células inversoras

As simulações foram implementadas com base na célula inversora com circuito ressonante sintonizado na frequência nominal de operação em 400 kHz, e com frequências de excitação centradas em  $f_0 + \Delta f_{ZVS}$ ,  $f_0 - 50$  kHz e  $f_0 + 50$  kHz. O diagrama elétrico da célula inversora usada nas simulações é apresentado na figura 4.28 e as três situações simuladas são apresentadas a seguir, na ordem.

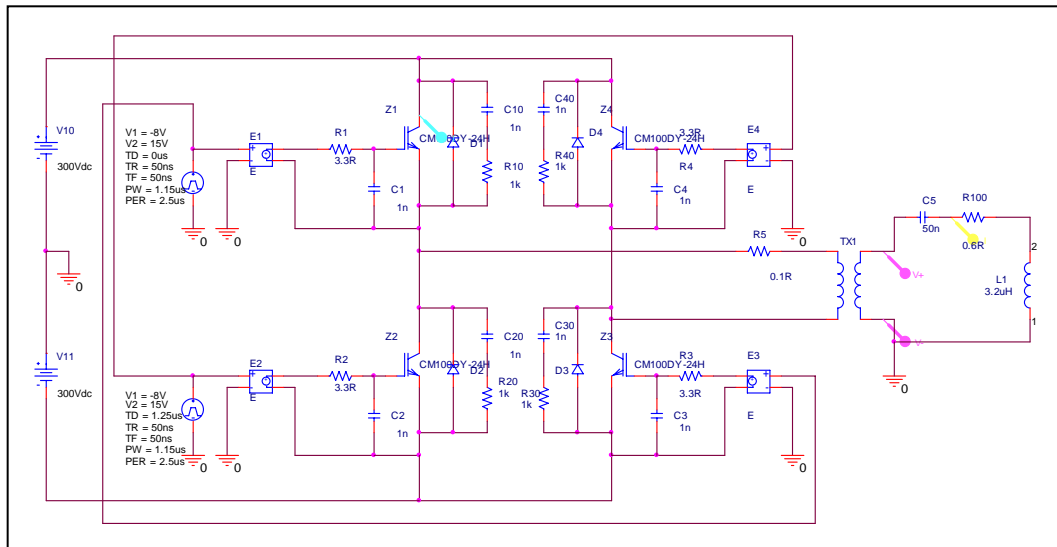


Fig. 4.28 – Diagrama elétrico da célula inversora usada nas simulações

As formas de onda apresentadas se referem à tensão e corrente na carga ressonante, bem como à corrente no coletor do IGBT do braço superior, sob regime de comutação [Stier et al. 2005]. É possível observar, nas formas de onda dos diversos oscilogramas, o efeito do ângulo de defasagem  $\phi$  sobre a intensidade da corrente na chave IGBT e na carga ressonante. Na região de transição, em especial, é mostrada a comutação no modo ZVS.

A figura 4.29 apresenta um ciclo de comutação da célula inversora na frequência  $f_0 + \Delta f_{ZVS}$ , ou seja, com o circuito ressonante ligeiramente indutivo com relação a  $f_s$ .

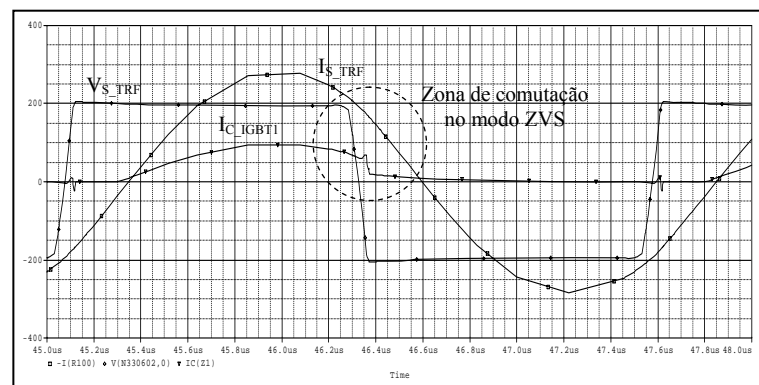


Fig. 4.29 - Ciclo de comutação na frequência  $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$

A figura 4.30 apresenta um ciclo de comutação da célula inversora na frequência  $f_s = f_0 - 50 \text{ kHz}$ , ou seja, com o circuito ressonante fortemente capacitivo com relação a  $f_s$ .

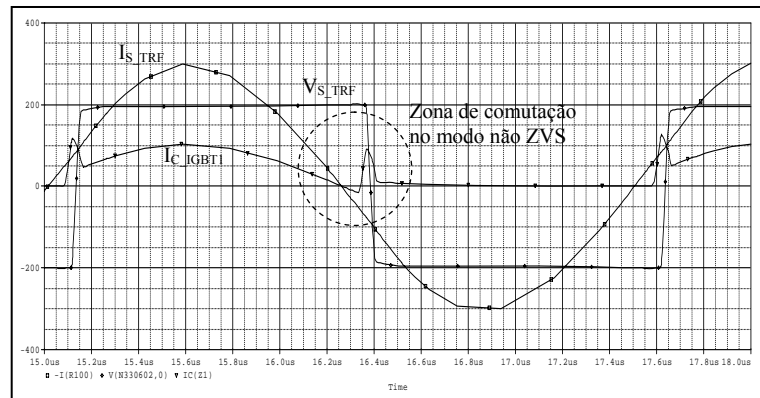


Fig. 4.30 - Ciclo de comutação na frequência  $f_s = f_0 - 50 \text{ kHz}$

A figura 4.31 apresenta um ciclo de comutação da célula inversora na frequência  $f_s = f_0 + 50 \text{ kHz}$ , ou seja, com o circuito ressonante fortemente indutivo com relação a  $f_s$ .

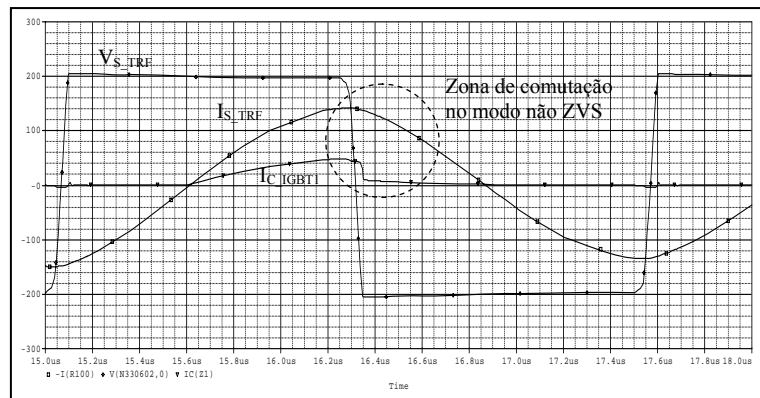


Fig. 4.31 - Ciclo de comutação na frequência  $f_s = f_0 + 50 \text{ kHz}$

A figura 4.32 apresenta vários ciclos de comutação na frequência  $f_0 + \Delta f_{ZVS}$ , na condição ZVS, com o circuito ressonante ligeiramente indutivo com relação a  $f_s$ .

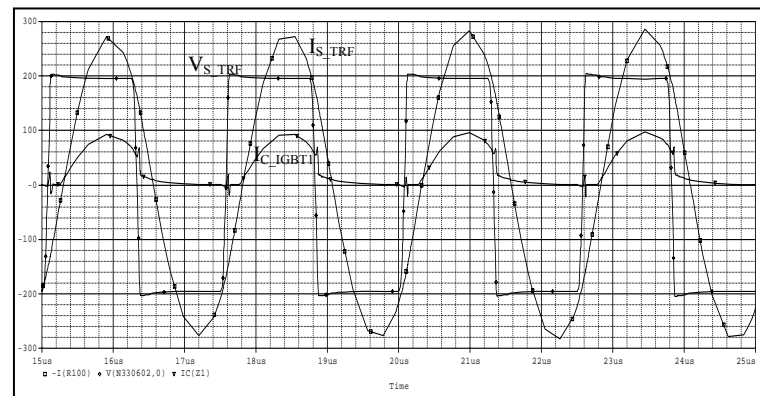


Fig. 4.32 - Ciclos de comutação na frequência  $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$  no modo ZVS

Observando a forma de onda da figura 4.32, verifica-se que o modo de comutação ZVS ocorre efetivamente a cada meio ciclo.

#### 4.4.2 Conversor ressonante

A simulação mostra que não há diferença entre a célula inversora ressonante e o conversor ressonante modular constituído por quatro células inversoras independentes, com acionamento seqüencial. Isto valida propriedade da técnica por acionamento seqüencial *sequential gate pulsing* das células inversoras apresentadas nesta tese. O diagrama elétrico do conversor ressonante usado nas simulações é apresentado na figura 4.33.

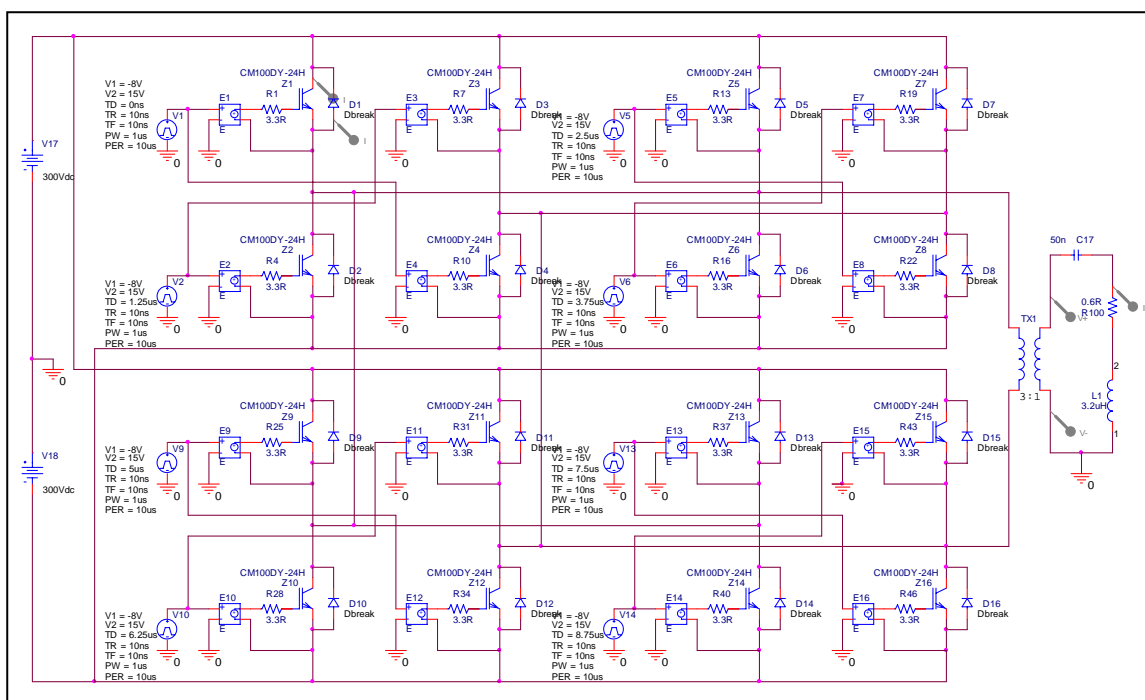


Fig. 4.33 – Diagrama elétrico do conversor ressonante usado nas simulações

De forma geral, a simulação mostra que não houve degradação na operação do conversor no modo ZVS com relação à operação da célula inversora no modo ZVS. A figura 4.34 apresenta detalhe da região de comutação onde é possível visualizar que o acionamento da chave IGBT ocorre com tensão próxima de zero.

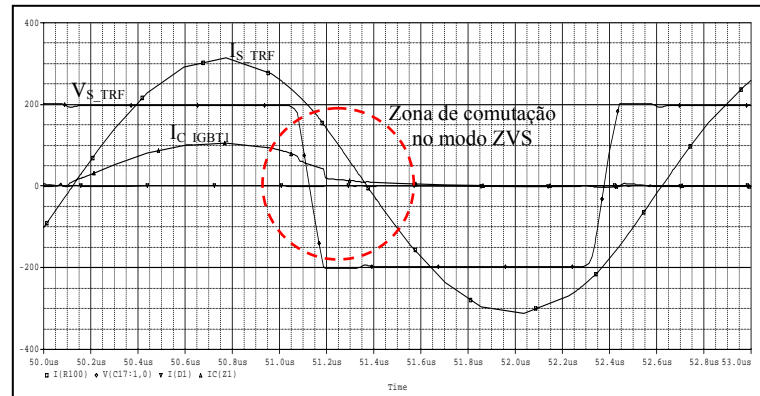


Fig. 4.34 - Ciclo de comutação na frequência  $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$  no modo ZVS

A figura 4.35 apresenta uma seqüência de comutações na frequência  $f_s = f_0 + \Delta f_{ZVS}$ , ou seja, no modo ZVS, com o circuito ressonante ligeiramente indutivo com relação a  $f_s$ .

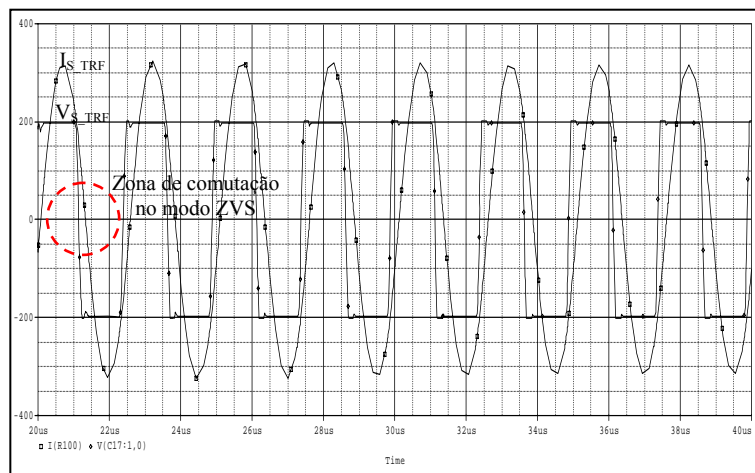


Fig. 4.35 - Seqüência de comutações na frequência  $f_0 + \Delta f_{ZVS}$  no modo ZVS

A figura 4.36 apresenta um ciclo de comutação na frequência  $f_s = f_0 - 50 \text{ kHz}$ , ou seja, com o circuito ressonante fortemente capacitivo com relação a  $f_s$ .

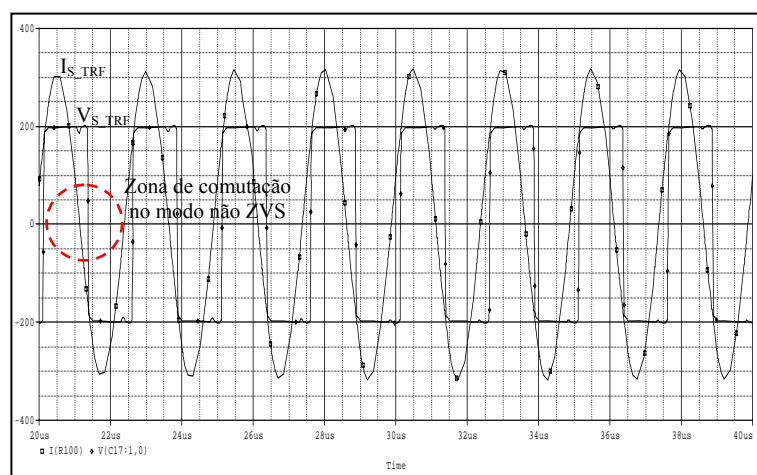


Fig. 4.36 - Seqüência de comutações na frequência  $f_s = f_0 - 50 \text{ kHz}$

A figura 4.37 apresenta um ciclo de comutação na frequência  $f_s = f_0 + 50 \text{ kHz}$ , ou seja, com o circuito ressonante fortemente indutivo com relação a  $f_s$ .

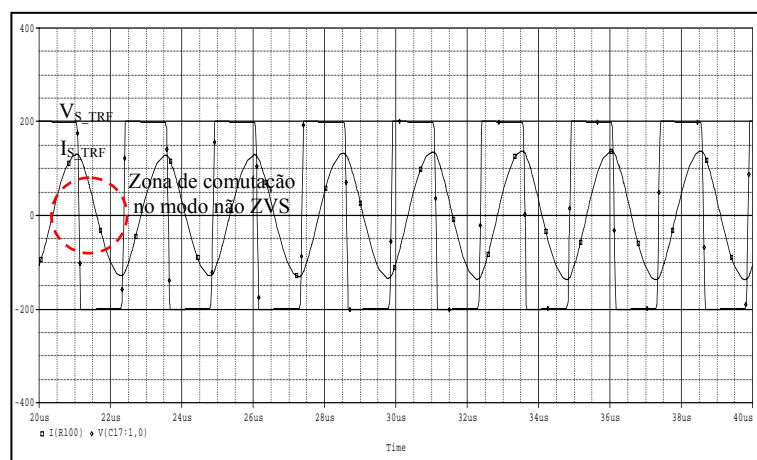


Fig. 4.37 - Seqüência de comutações na frequência  $f_s = f_0 + 50 \text{ kHz}$

#### 4.4.3 Unidade geradora de comando e controle

As simulações da unidade de comando e controle foram implementadas com base no circuito da figura 4.38, com a saída do VCO operando em  $800 \text{ kHz}$ . A chave  $SW_{01}$ , com duas posições, possibilita a geração de um padrão de sinais de comando com seqüência contínua ou de uma salve seqüencial de 1.000 pulsos para teste.

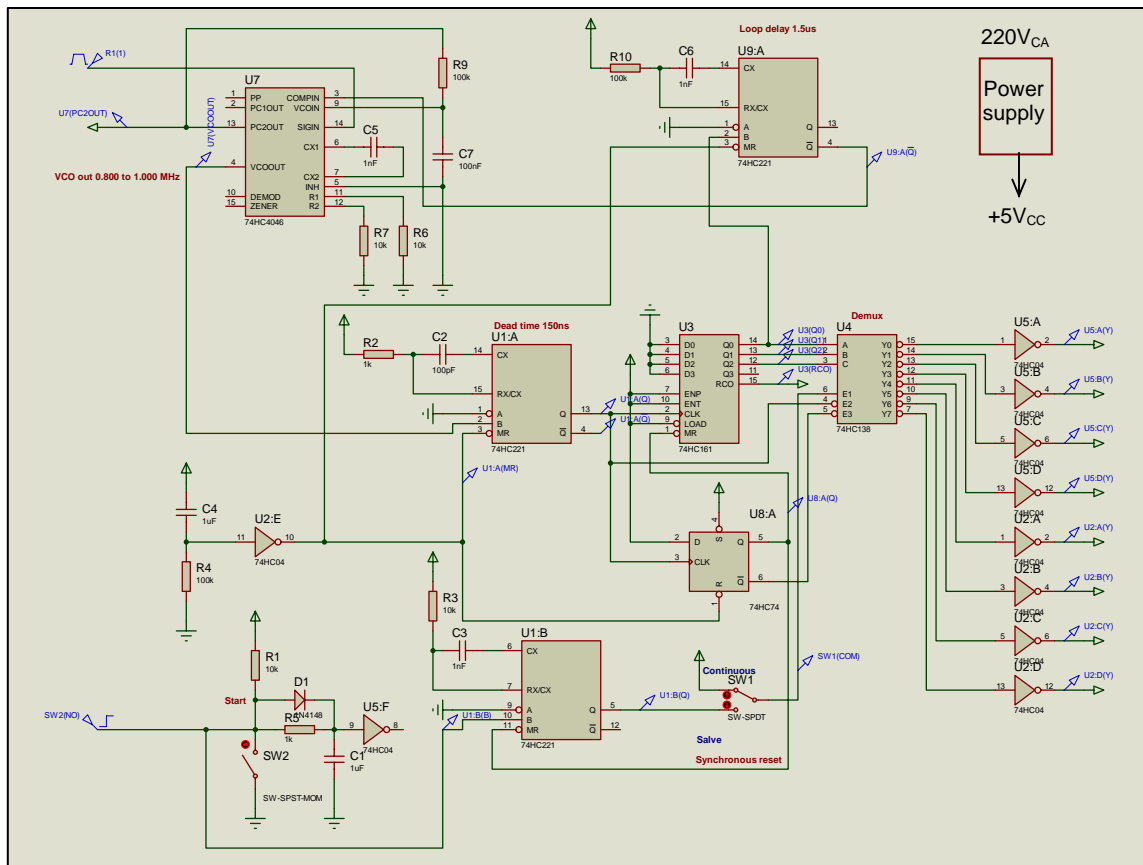


Fig. 4.38 – Diagrama elétrico da unidade de comando e controle usado nas simulações

O diagrama apresentado pela figura 4.39 mostra o detalhe da seqüência constituída por oito pulsos, utilizados para excitar as quatro células inversoras ressonantes. Cada um desses oito pulsos excita, por sua vez, as duas semi-pontes diagonais das células inversoras.

No diagrama da figura 4.40 mostra-se, em detalhe, o tempo morto (*dead-time*) inserido entre pulsos sucessivos.

No diagrama da figura 4.41, com a chave  $SW_{01}$  em posição 1, mostra-se a simulação para a geração de seqüências contínuas de pulsos.

No diagrama da figura 4.42, com a chave  $SW_{01}$  em posição 2 e após pressionar o pulsador  $SW_{02}$ , mostra-se a simulação para a geração de uma seqüências de 1.000 pulsos.

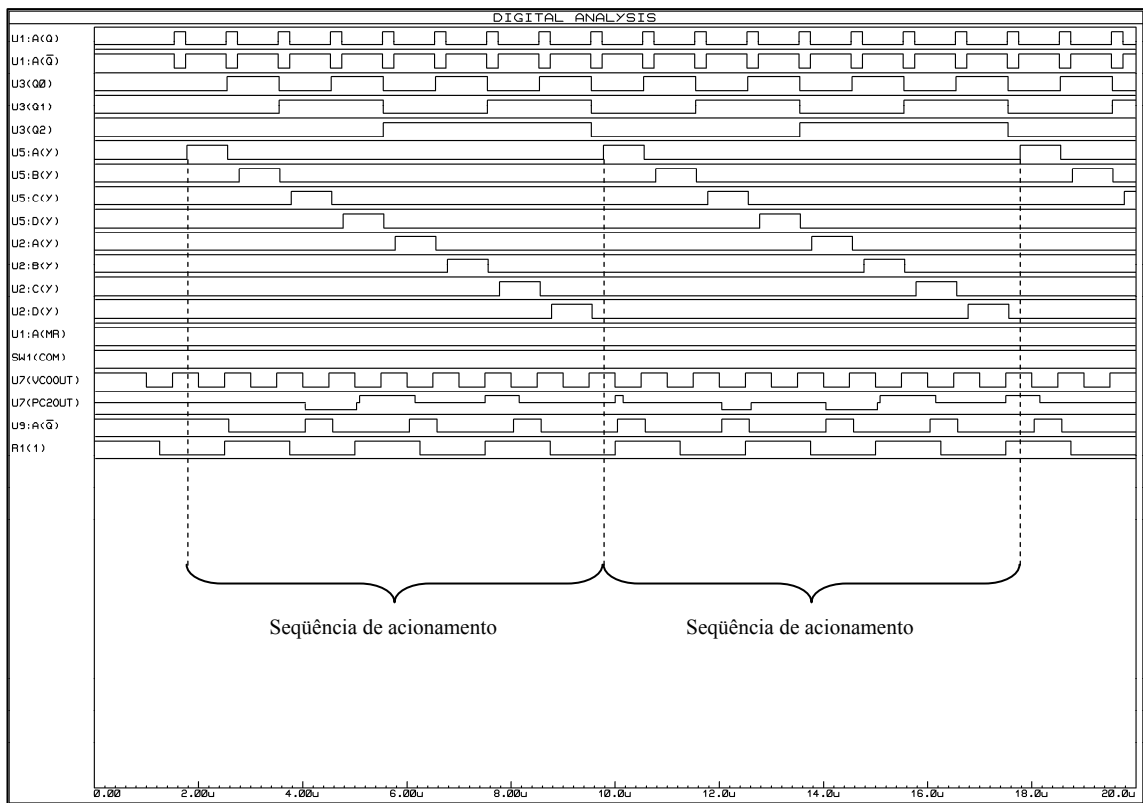


Fig. 4.39 - Detalhe da seqüência dos oito pulsos de acionamento das quatro células

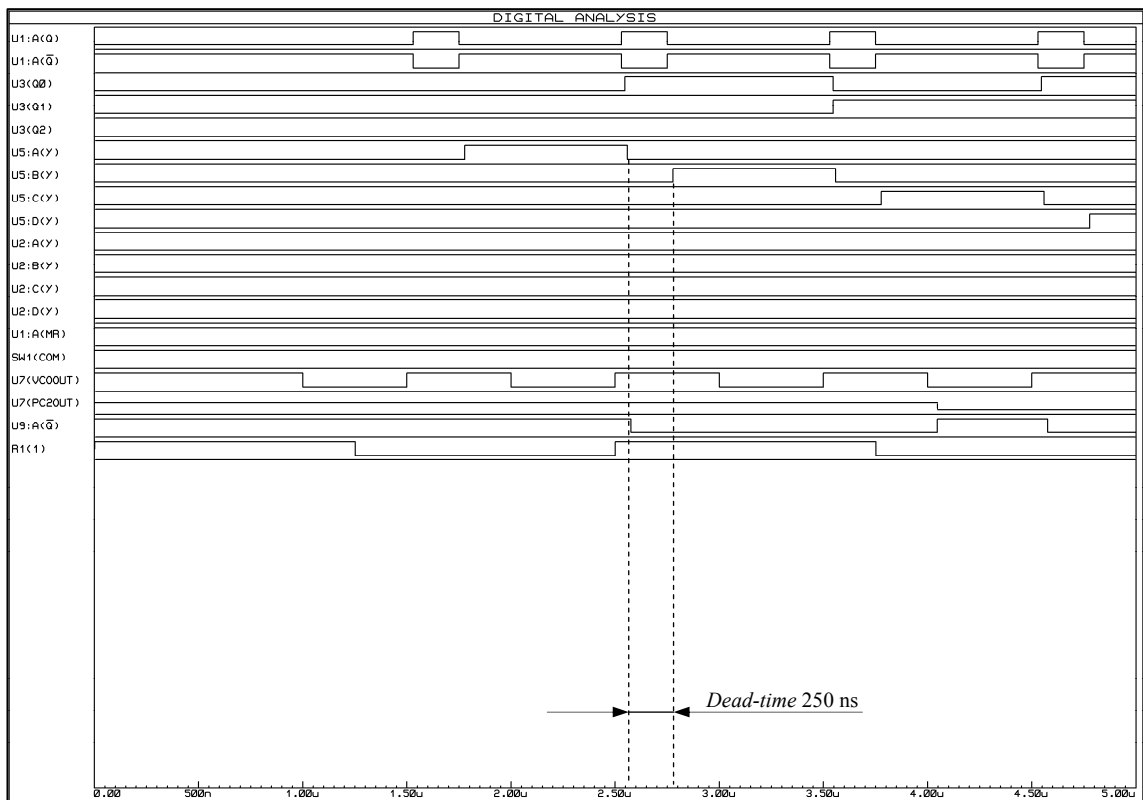


Fig. 4.40 - Detalhe do *dead-time* inserido nas seqüências de acionamento

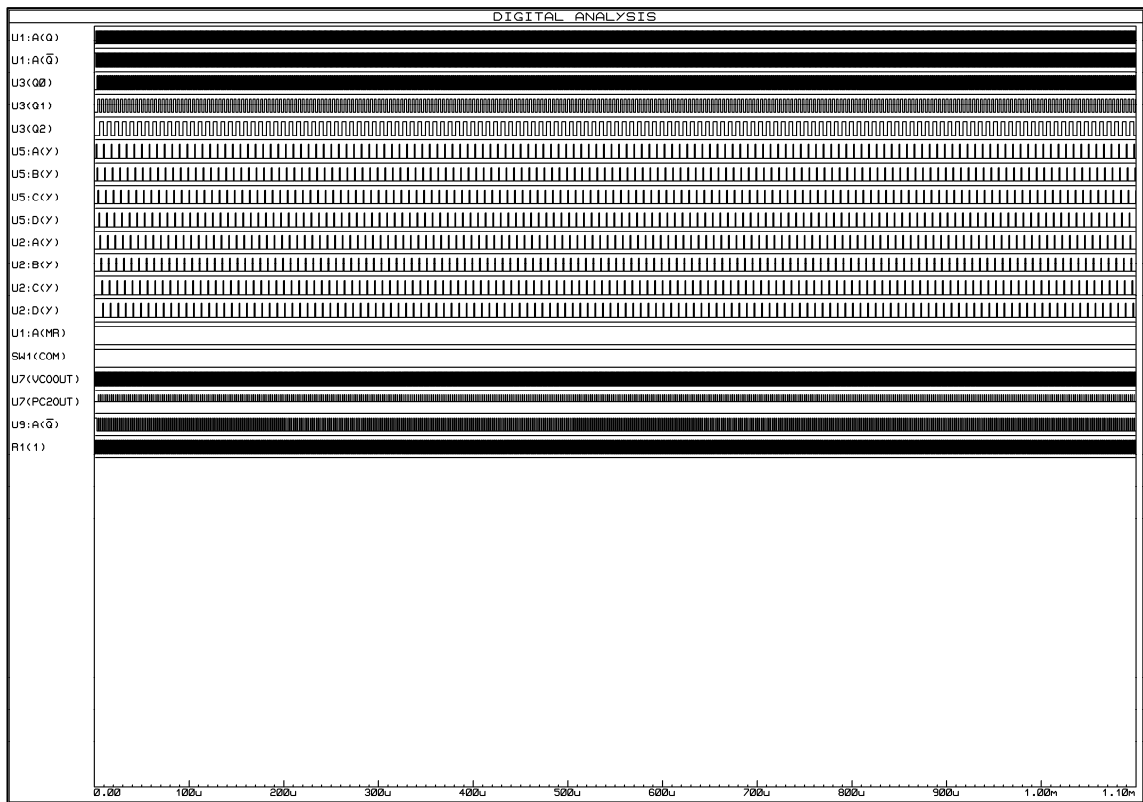


Fig. 4.41 – Diagrama da seqüência contínua de acionamento

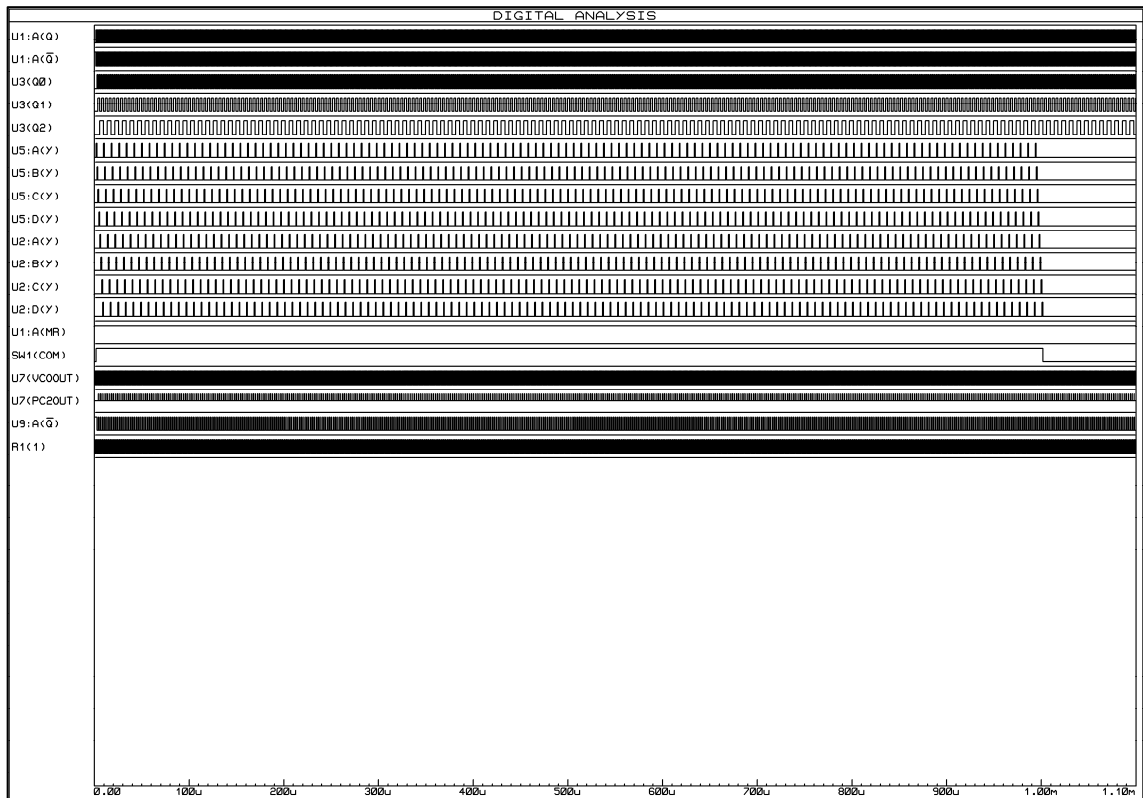


Fig. 4.42 – Diagrama da seqüência de acionamento de 1.000 pulsos

#### 4.4.4 Transformador RF de adaptação de impedâncias

As simulações do transformador RF de impedâncias foram implementadas com base no circuito equivalente da figura 4.43, na frequência nominal de operação em 400 kHz.

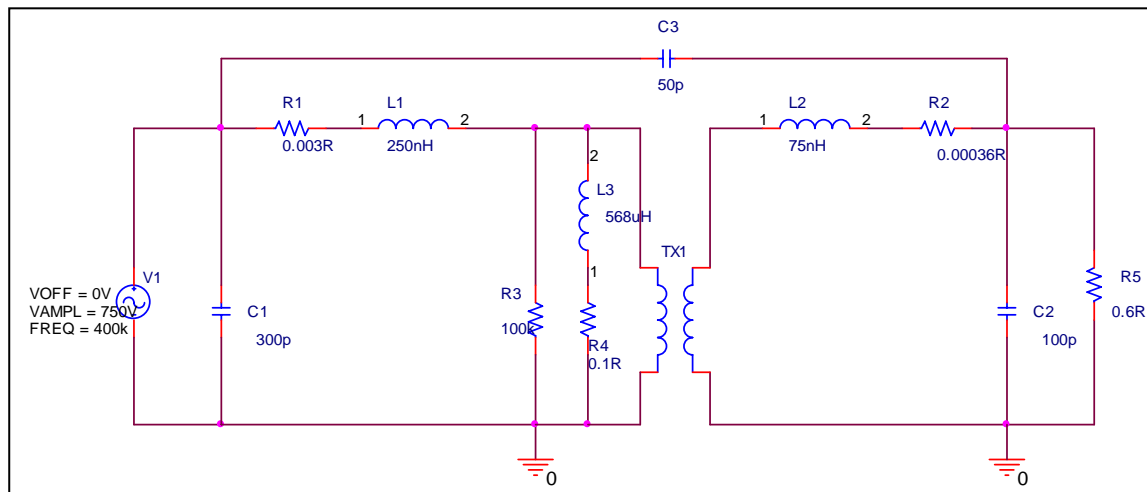


Fig. 4.43 – Circuito equivalente do transformador de impedâncias usado nas simulações

No diagrama da figura 4.44 é mostrado, através de simulação, o comportamento do transformador de impedâncias com carga total. Observa-se a defasagem entre tensão e corrente no primário devido à existência das indutâncias parasitas de dispersão.

No diagrama da figura 4.45 é mostrado o comportamento do transformador de impedâncias para meia carga. Na medida em que a corrente diminui, o ângulo de defasagem diminui também, na mesma razão.

No diagrama da figura 4.46 é mostrado o comportamento do transformador de impedâncias a vazio. Na ausência de carga, a defasagem entre tensão e corrente é nula.

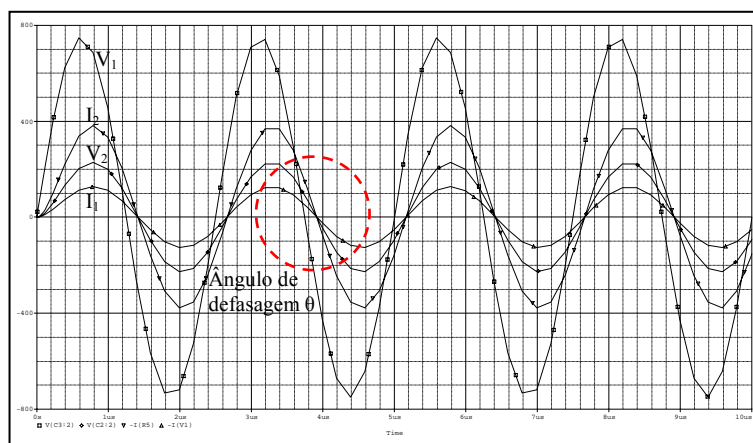


Fig. 4.44 – Simulação do transformador RF de impedâncias com carga total

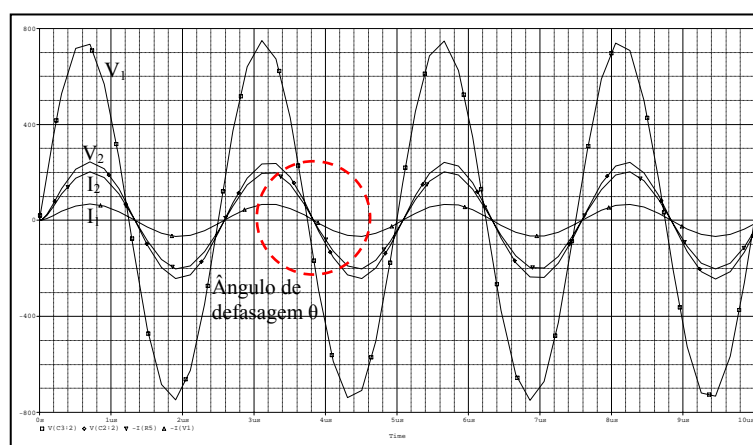


Fig. 4.45 – Simulação do transformador RF de impedâncias com meia carga

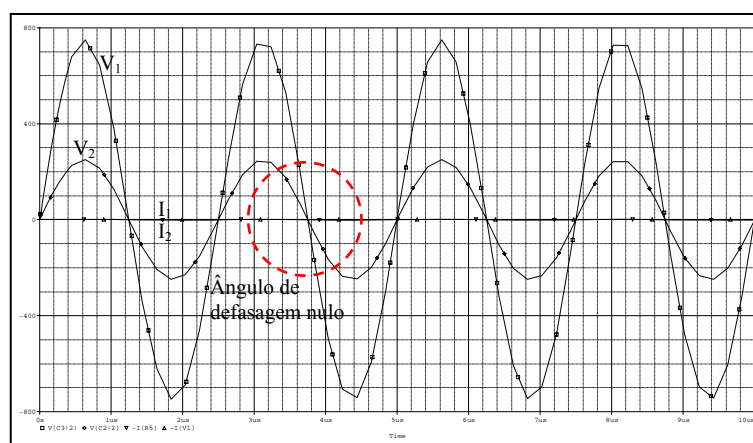


Fig. 4.46 – Simulação do transformador RF de impedâncias a vazio

## 4.5 Conclusões

Este capítulo apresentou a topologia proposta para o desenvolvimento do conversor ressonante CC/CA de alta frequência, bem como o projeto e o dimensionamento elétrico dos principais elementos de circuito.

A estratégia de comando implementada para propiciar a modulação das células inversoras no modo *sequential gate pulsing* foi discutida e examinada. Como efeito do processo de multiplexação foi recolhido, na saída do conversor ressonante, um sinal quadrado do qual a frequência é resultante da soma das frequências de cada célula inversora. Foram também observados os mecanismos de rastreamento da frequência de ressonância da carga como técnica para assegurar a comutação ZVS das células inversoras.

Os estudos analíticos realizados no capítulo 3 foram verificados e validados através de diversas simulações feitas com auxílio das ferramentas computacionais Simulink<sup>®</sup>, Proteus<sup>®</sup> e PSpice<sup>®</sup>, para predição e comprovação de resultados.

Assim, à luz do apresentado neste capítulo, é possível concluir positivamente sobre a potencialidade que esta nova técnica de modulação seqüencial oferece e das novas fronteiras que abre para o projeto de conversores ressonantes de alta frequência e alta potência, como opção às tecnologias tradicionais.

---

# Capítulo 5

## Resultados Experimentais

### 3.1 Introdução

Após a implementação prática do conversor ressonante de alta frequência foram realizados vários ensaios para ajuste das diversas partes do sistema. Estes ensaios permitiram fazer uma comparação direta entre os resultados obtidos por meio de simulações e efetuar as correções necessárias para atender as especificações estabelecidas no projeto.

Todos os ensaios para os diversos perfis de frequência foram executados sob condições idênticas de carga e de tensão CC no barramento, esta fixada em  $600 V_{CC}$ . As medidas sobre o barramento CC foram efetuadas com auxílio de um divisor de tensão de 3:1 e instrumental qualificado, disponível nos laboratórios da UFRN/DCA e do INPE/CRN.

Além dos ensaios aplicados no ponto de operação nominal, o qual é caracterizado pelo funcionamento no modo ZVS, foram testados os limites operativos do conversor ressonante para avaliar e caracterizar o seu desempenho global, considerando que o conversor deve operar em torno do ponto de ressonância.

Assim, são apresentados os resultados para as condições de operação nos modos ZVS e não-ZVS, para uma ampla faixa de frequências.

## 5.2 Resultados Obtidos para os Diversos Perfis de Operação

### 5.2.1 Conversor ressonante série de alta frequência

#### 5.2.1.1 No modo de operação ZVS

Para as condições de carga utilizada, o ponto de operação do conversor ressonante série se situa na frequência de  $370 \text{ kHz}$ , apresentando variações de  $\pm 5 \text{ kHz}$ , em funções das condições de temperatura da carga, principalmente, do indutor do aplicador RF da tocha ICTP

---

e dos capacitores de compensação [Sugimura et al. 2007]. Esta variação é devida ao fato de não haver resfriamento do indutor durante a realização do ensaio. Assim, a bobina de cobre do aplicador RF se dilata com o aquecimento, devido às perdas ôhmicas e por efeito da radiação térmica da carga resistiva composta pela massa metálica colocada no seu interior. Por esta razão, o valor da indutância se altera ligeiramente, deslocando o ponto da ressonância ZVS.

Para comprovar as características de comutação das chaves IGBTs, foi realizado um ensaio para verificar os tempos de chaveamento no acionamento (*turn-on*) e no corte (*turn-off*). A figura 5.1 e a figura 5.2 apresentam, respectivamente, os oscilogramas das regiões de comutação, na condição ZVS.

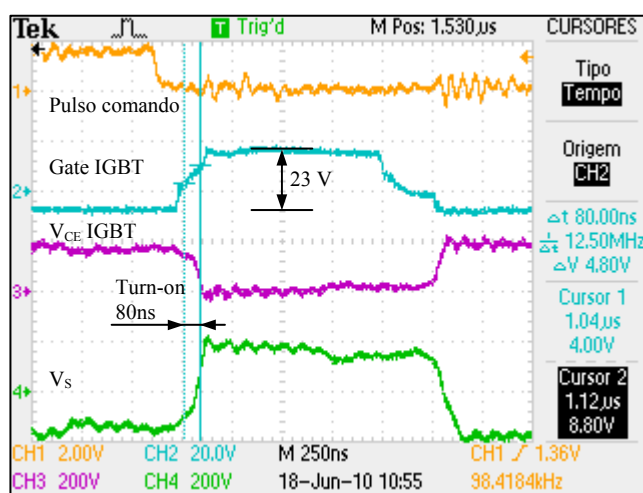


Fig. 5.1 – Comutação do IGBT no *turn-on* no modo ZVS

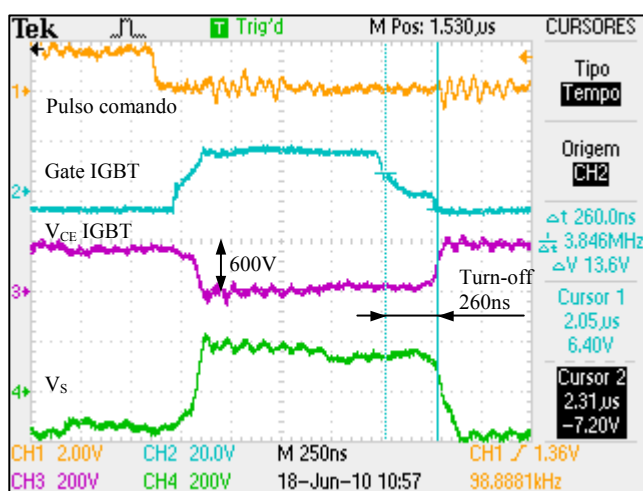


Fig. 5.2 – Comutação do IGBT no *turn-off* no modo ZVS

As duas medidas efetuadas permitem concluir que os tempos *turn-on*, de 80 ns, e *turn-off*, de 260 ns, estão em acordo com as características referenciadas no *datasheet* do fabricante SEMIKRON®. Outrossim, observa-se que o *turn-off* é perfeitamente compatível com o valor de projeto atribuído ao *dead-time* de 250 ns, para esta aplicação.

A figura 5.3 apresenta o oscilograma das ondas de tensão e corrente recolhidas sobre a carga ressonante do conversor para operação na condição ZVS, para vários ciclos de comutação. A figura 5.4 apresenta o mesmo oscilograma ampliado, onde é possível observar e avaliar o ângulo de defasagem  $\phi$  entre tensão e corrente na carga ressonante [Dawson et al. 1991], no ponto de operação ZVS.

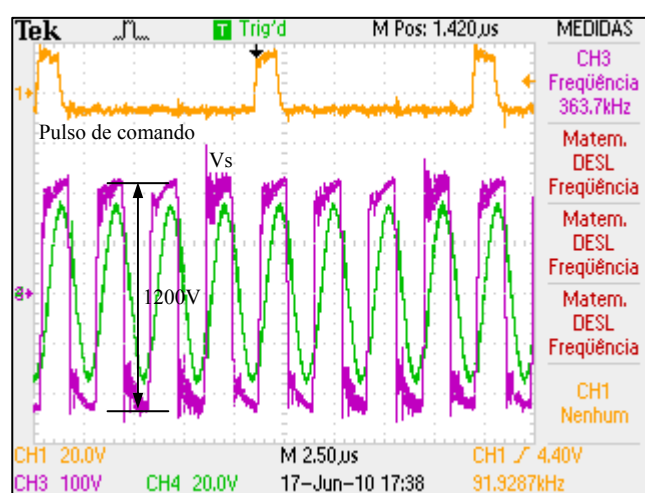


Fig. 5.3 – Tensão e corrente na carga ressonante no ponto de operação ZVS

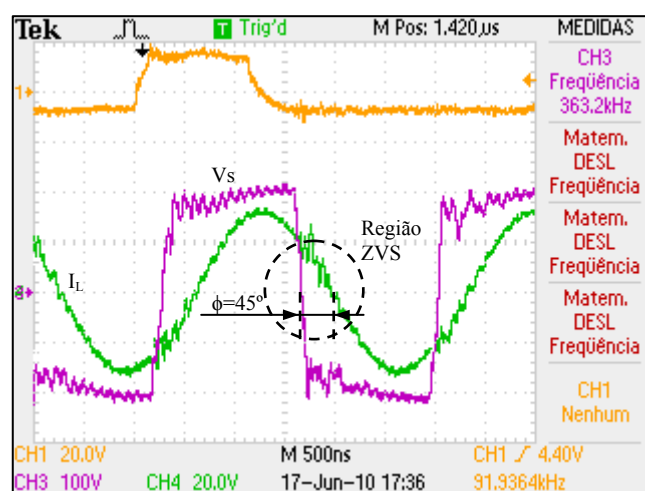


Fig. 5.4 – Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas no ponto de operação ZVS

---

A diferença observada entre o ângulo de defasagem  $\phi$  calculado em  $26^\circ$  e o valor efetivamente medido de  $45^\circ$  no conversor ressonante pode ser, possivelmente, atribuído a dois fatores:

- O primeiro, pelo fato do valor da carga resistiva refletida para o aplicador RF através da massa metálica desempenhando papel de carga ter diâmetro de, apenas,  $\phi 25 \text{ mm}$ , portanto bem menor do que o da coluna de plasma de  $\phi 70 \text{ mm}$ . Esta hipótese é bastante plausível uma vez que a resistência do plasma estimada em  $0,6 \Omega$  foi o valor utilizado no dimensionamento teórico para determinação do ponto de operação. Referindo-se às equações apresentadas na seção 3.6, observa-se a dependência existente entre a resistência refletida da carga e o coeficiente de acoplamento  $k$ , através das relações de diâmetro  $r_1$  e  $r_2$ , e a interação com o coeficiente de qualidade  $Q$  do circuito ressonante.

- O segundo, pelo fato do transformador RF por não ser ideal, introduz uma indutância parasita no circuito ressonante da carga. Mesmo assim, esta dispersão observada no ângulo  $\phi$  é rastreada satisfatoriamente pela malha PLL do compensador e se mantém constante, não prejudicando a operação do modo ZVS do conversor. Contudo, como a carga ressonante apresenta, neste ponto, uma reatância indutiva maior do que para um ângulo de  $26^\circ$ , a potência de saída sofre uma conseqüente redução.

#### 5.2.1.2 No modo de operação não-ZVS

Fora do ponto de operação ZVS o conversor ressonante série é ensaiado para vários perfis de frequências, de forma a caracterizar o seu funcionamento. Três valores fixos de frequência foram usados para realizar esses testes, sendo:  $200 \text{ kHz}$ ,  $300 \text{ kHz}$  e  $400 \text{ kHz}$ .

A figura 5.5 apresenta o oscilograma das ondas de tensão e corrente na carga para a frequência de  $200 \text{ kHz}$ , portanto completamente fora do ponto de ressonância natural  $f_0$  da carga, este situado, nas condições experimentais, em  $370 \text{ kHz}$ . É possível observar que a tensão de saída dos inversores é menos distorcida, devido à redução da corrente circulando na carga. Esta menor distorção observada na tensão de saída pode ser também atribuída às condições de operação das chaves IGBTs, em regime de estresse menor.

---

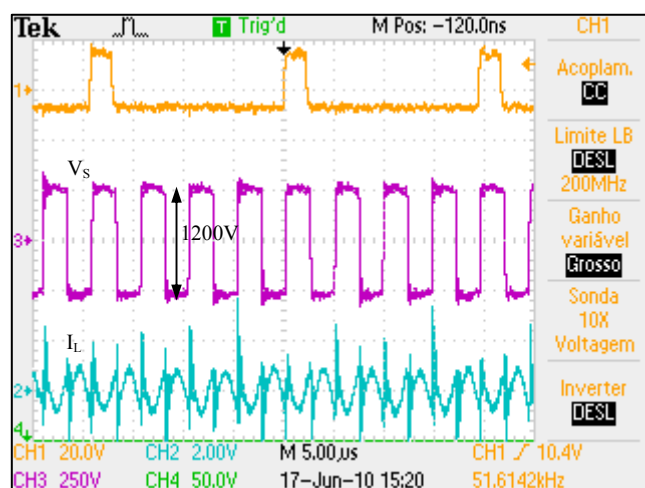


Fig. 5.5 – Tensão e corrente na carga ressonante na frequência de 200  $kHz$   
(Operação no modo não-ZVS)

A figura 5.6 apresenta o mesmo oscilograma ampliado onde é possível observar também descontinuidades na corrente da carga ressonante [Jingang et al. 2006]. Essas descontinuidades são devidas à reatância da carga que se torna excessivamente capacitiva para a saída do conversor ressonante, nesta frequência.

Observa-se, também, que a amplitude da corrente é menor indicando que a potência transferida à carga ressonante é reduzida na mesma proporção.

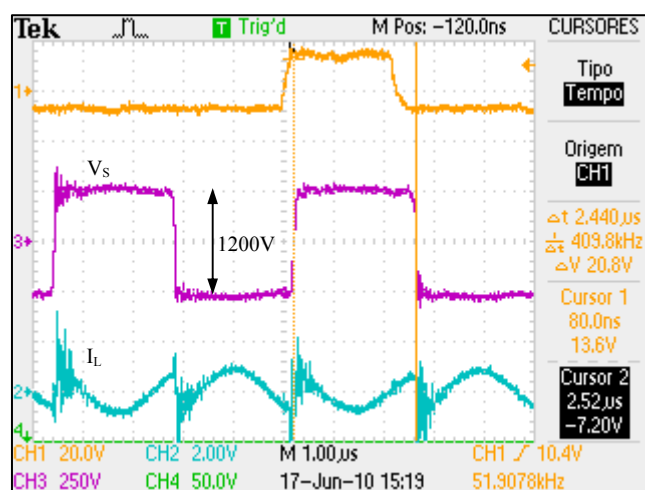


Fig. 5.6 – Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas na frequência de 200  $kHz$   
(Operação no modo não-ZVS)

Para o ensaio do conversor ressonante operando na frequência de  $300\text{ kHz}$ , a situação anterior se repete, e o mesmo tipo de análise pode ser aplicado aos resultados. No oscilograma da figura 5.7 é possível observar maior distorção na tensão de saída do conversor, indicando maior transferência de potência à carga e condições de estresse das chaves IGBTs.

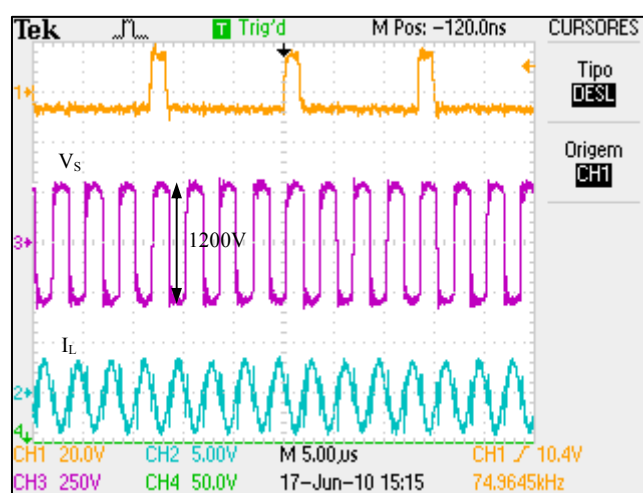


Fig. 5.7 – Tensão e corrente na carga ressonante na frequência de  $300\text{ kHz}$   
(Operação no modo não-ZVS)

No oscilograma ampliado apresentado na figura 5.8, pode ser observada uma redução da distorção, na corrente da carga. Isto decorre do fato da frequência de excitação estar mais próxima da frequência natural de ressonância da carga e, por conseqüente, oferecer uma reatância indutiva de menor magnitude para o conversor.

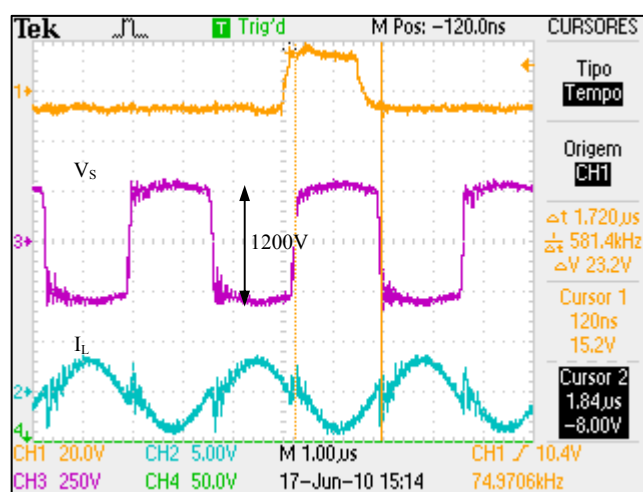


Fig. 5.8 – Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas na frequência de  $300\text{ kHz}$   
(Operação no modo não-ZVS)

Quando o ponto de operação é fixado acima da frequência de ressonância da carga, o conversor ressonante apresenta alguma distorção na tensão de saída. Isto é devido em parte à maior magnitude da corrente circulando na carga, e à limitação de comutação das chaves IGBTs chegando ao limite máximo de operação. A figura 5.9 apresenta o oscilograma da tensão de saída do conversor e da corrente na carga.

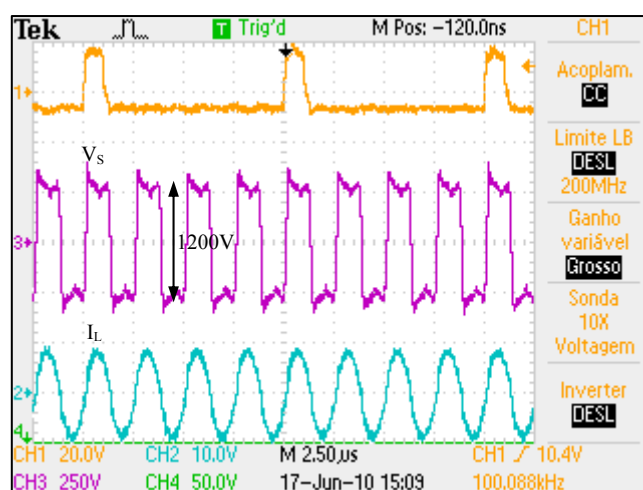


Fig. 5.9 – Tensão e corrente na carga ressonante na frequência de 400 kHz (Operação no modo não-ZVS)

A figura 5.10 apresenta o oscilograma ampliado da tensão e corrente na carga na frequência de 400 kHz.

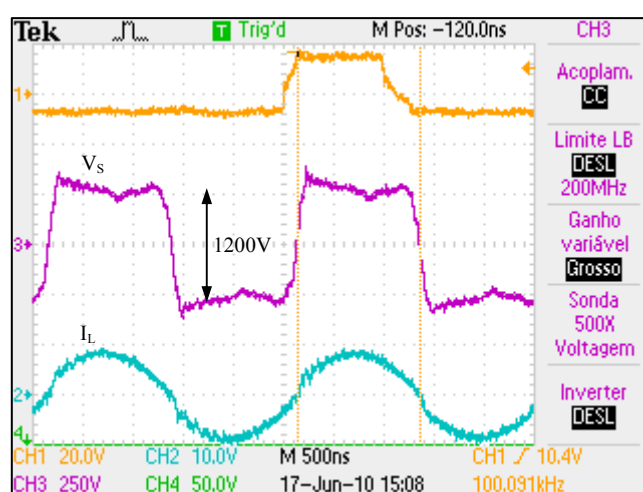


Fig. 5.10 – Tensão e corrente na carga ressonante ampliadas na frequência de 400 kHz (Operação no modo não-ZVS)

Outra razão para a deformação da tensão de saída é o sinal de excitação fornecido pelo módulo de excitação apresentar maior inflexão no tempo de subida (*rise-time*) e de descida (*fall-time*). Isto decorre do fato deste módulo estar operando no seu limite superior, fixado em 100 *kHz* pelo fabricante SEMIKRON®.

Para o ensaio da carga realizada no ponto de ressonância, a corrente medida, drenada do retificador foi de 14,2 *A*, para uma tensão de barramento de 600 *V*, resultando em uma potência média de 8,5 *kW*. O rendimento térmico não foi estabelecido por não dispor de instrumental e de calorímetro [Chauveau et al. 1998] para avaliar a elevação de temperatura da carga e, portanto, especificar a potência RF efetivamente entregue pelo conversor ressonante série e convertida em calor.

A título de ilustração é apresentado, na figura 5.11, a vista do aplicador RF e da carga resistiva constituída por um núcleo de ferro.

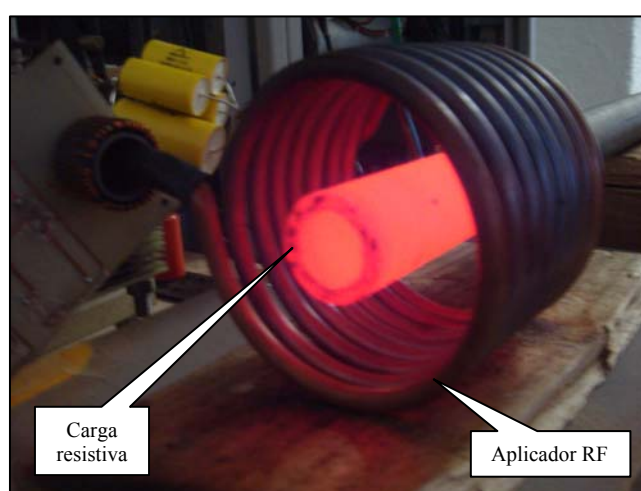


Fig. 5.11 – Vista ilustrativa do aplicador RF e da carga resistiva utilizada nos ensaios

### 5.2.2 Módulos de excitação

O módulo de excitação opera um duplo link de fibras ópticas para a recepção dos pulsos de comando gerados pela unidade geradora de sinais de comando e controle, e um link simples de fibras ópticas para envio dos sinais de erro. Os módulos SKHI26F são alimentados por uma única fonte de +15 *V*. Esses módulos introduzem um atraso de propagação de 1  $\mu\text{s}$  nos sinais de acionamento dos *gates* dos IGBTs que é compensado pela malha de atraso do

PLL modificado. O nível lógico dos pulsos de comando, situado entre  $0\text{ V}$  e  $+5\text{ V}$ , é transladado e amplificado pelo módulo de excitação [Fuji Electric, 2004] antes desses pulsos serem aplicados aos IGBTs. O nível  $-8\text{ V}$  corresponde ao bloqueio do dispositivo, enquanto o nível  $+15\text{ V}$  corresponde ao estado de condução. A figura 5.12 apresenta os níveis transladados de uma seqüência do pulso de comando 1.

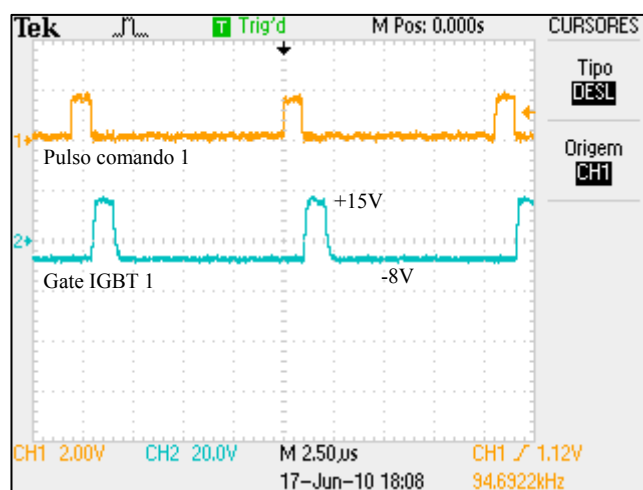


Fig. 5.12 – Atraso introduzido pelo módulo de excitação nas seqüências de pulsos

A figura 5.13 apresenta o oscilograma ampliado do atraso de propagação introduzido pelo módulo de excitação, numa seqüência dos pulsos de comando 1. O mesmo atraso pode ser verificado nas demais seqüências de pulsos.

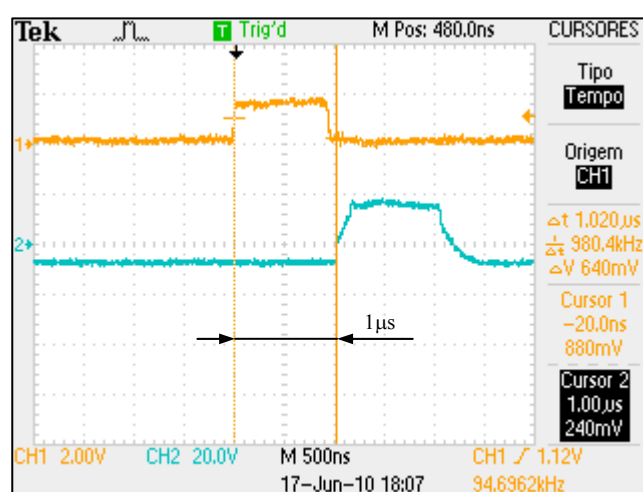


Fig. 5.13 – Vista ampliada do atraso introduzido pelo módulo de excitação

### 5.2.3 Unidade geradora de comando e controle

A seqüência dos oito pulsos de comando para acionamento das células inversoras ressonantes é apresentado no oscilograma da figura 5.14. As formas de ondas apresentadas correspondem a uma seqüência de pulsos de comando gerados na freqüência de  $370\text{ kHz}$ , ou seja, para a região de operação ZVS rastreada pelo circuito de compensação de freqüência equipado com PLL.

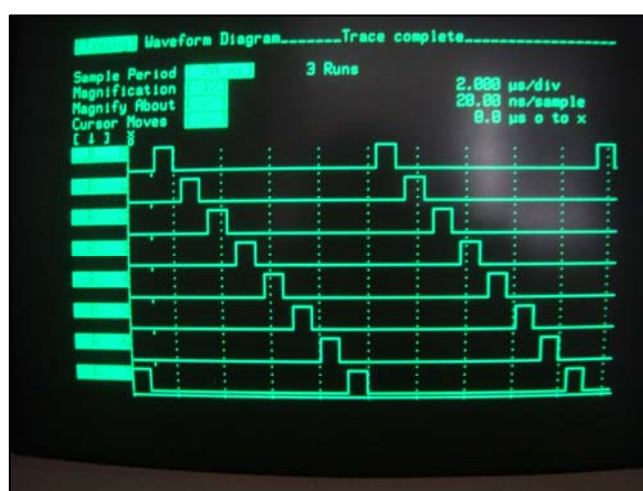


Fig. 5.14 – Seqüência de pulsos para acionamento das células inversoras ressonantes

O oscilograma ampliado da figura 5.15 apresenta o tempo morto (*dead-time*) de  $360\text{ ns}$  inserido nas seqüências de pulsos de comando.

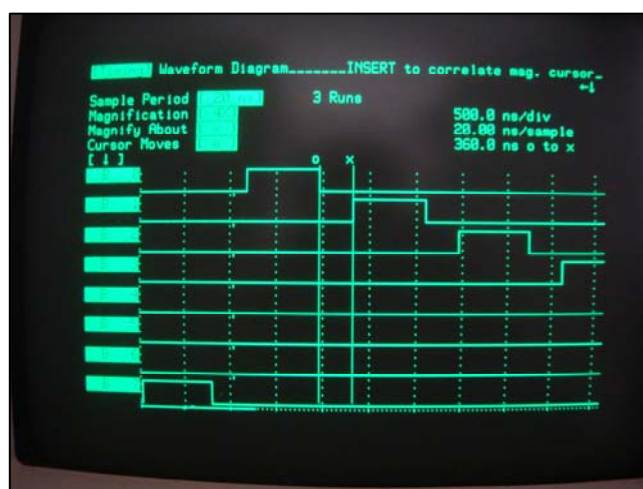


Fig. 5.15 – Detalhe do *dead-time* inserido na seqüência de pulsos de comando

O oscilograma da figura 5.16 apresenta os quatro primeiros pulsos da seqüência de acionamento das células inversoras 1 e 2.

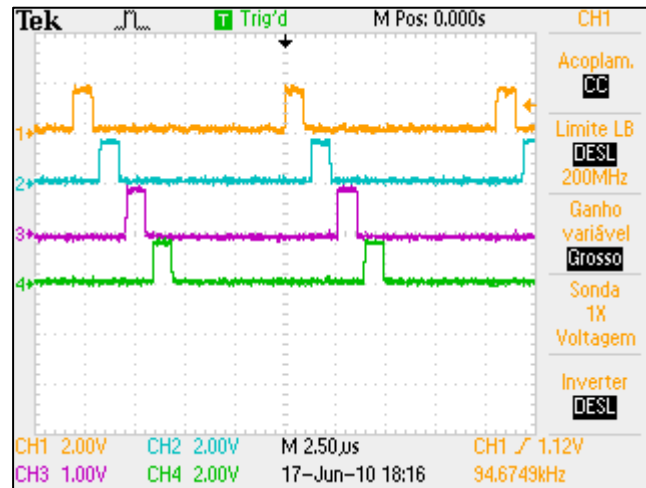


Fig. 5.16 – Seqüência de acionamento das células inversoras 1 e 2

Da mesma forma, o oscilograma da figura 5.17 apresenta o *dead-time* inserido entre os pulsos da seqüência de acionamento da célula inversora 1.

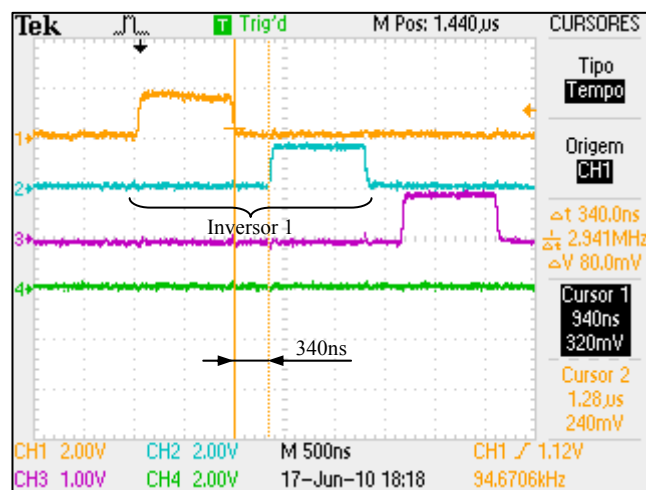


Fig. 5.17 – *Dead-time* entre os pulsos de comando da célula inversora 1

O rastreo da frequência de ressonância da carga é feita por um PLL modificado que trava o comparador nas transições da corrente pelos zeros na carga. A figura 5.18 apresenta o oscilograma do PLL travado na frequência de operação ZVS, em  $370 \text{ kHz}$ .

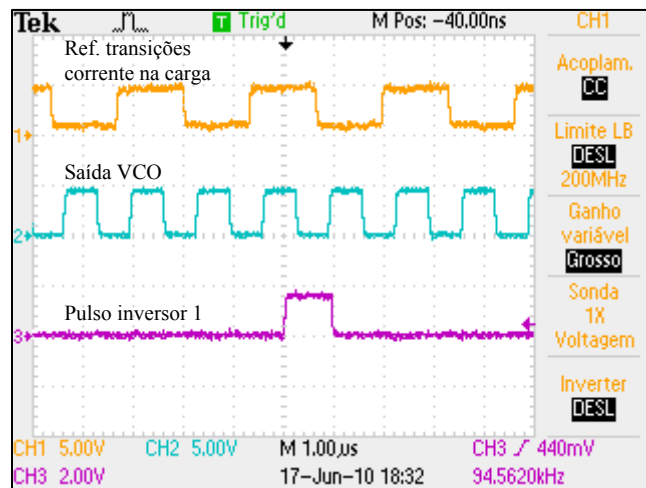


Fig. 5.18 – Forma de onda da malha PLL travada na frequência de ressonância

#### 5.2.4 Interface e link de fibras ópticas

Os dispositivos optoacopladores apresentam distorções na simetria e na propagação dos sinais transmitidos e/ou recebidos. Para corrigir essas distorções, foram implementados circuitos de correção. O oscilograma da figura 5.19 apresenta o pulso de comando na entrada do optoacoplador transmissor e a saída correspondente do link no optoacoplador receptor, sem correção. É possível observar uma distorção na largura do sinal de  $30 \text{ ns}$ .

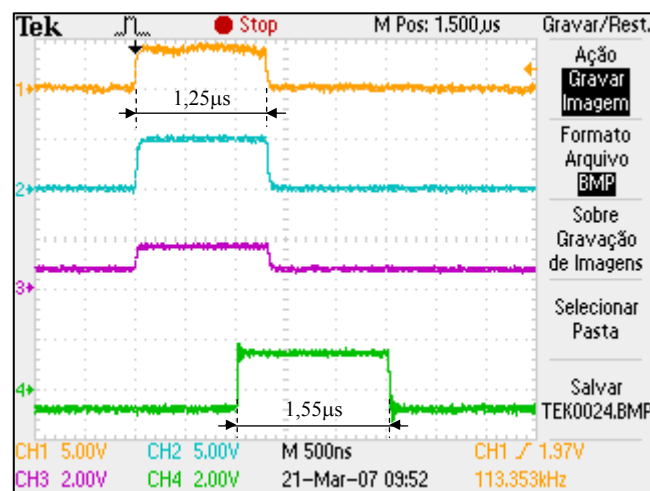


Fig. 5.19 – Diagrama de ondas dos optoacopladores sem correção

O oscilograma da figura 5.20 apresenta o pulso de comando na entrada do optoacoplador transmissor e a saída correspondente do link no optoacoplador receptor, com a correção implementada.

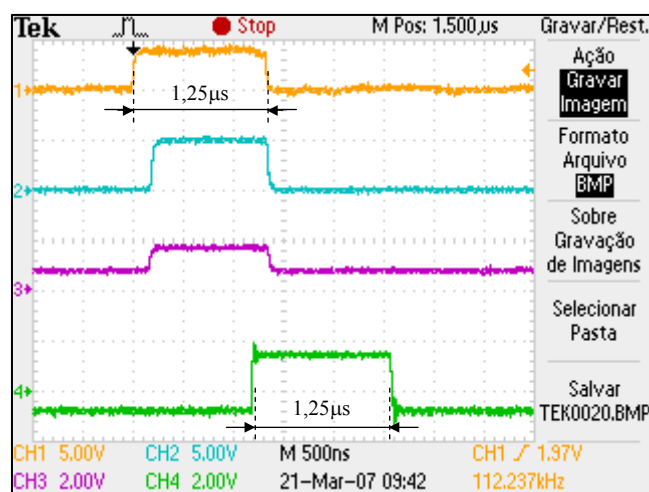


Fig. 5.20 – Diagrama de ondas dos optoacopladores após correção

É possível observar, neste oscilograma, que a distorção na largura do sinal de 30 ns foi corrigida e que o pulso na entrada e na saída do link de fibras ópticas apresenta a mesma duração.

### 5.2.5 Unidade detetora de transições

O oscilograma da figura 5.21 apresenta a corrente recolhida pela bobina de *Rogowski* inserida no circuito da carga ressonante série, operando em 200 kHz.

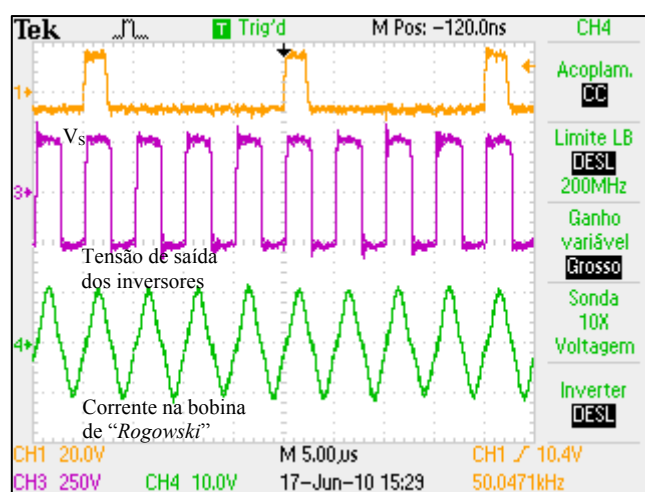


Fig. 5.21 – Sinal na saída da bobina de *Rogowski* a 200 kHz

A deformação observada na corrente da bobina de *Rogowski* [Ramboz, 1995] é devida ao fato da carga ressonante operar em frequência bem inferior do seu ponto de ressonância natural que se situa em  $370\text{ kHz}$ .

O oscilograma da figura 5.22 apresenta a corrente recolhida pela bobina de *Rogowski* inserida no circuito da carga ressonante série, operando na frequência de  $300\text{ kHz}$ .

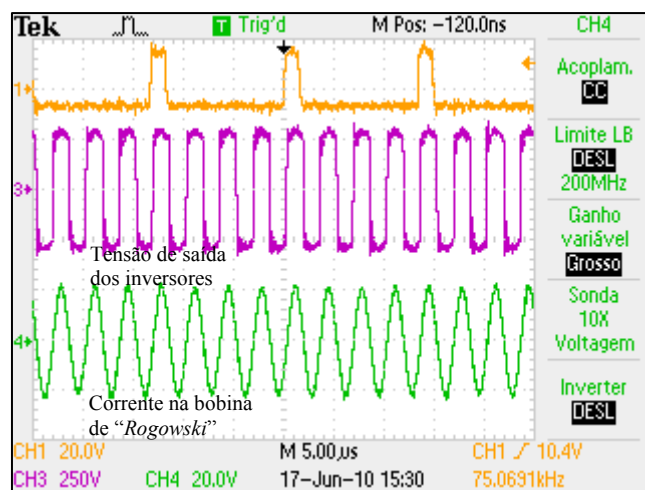


Fig. 5.22 – Sinal na saída da bobina de *Rogowski* a  $300\text{ kHz}$

De forma análoga, a deformação observada na corrente da bobina de *Rogowski* é devida ao fato da carga ressonante operar em frequência bastante inferior à do seu ponto de ressonância natural que se situa em  $370\text{ kHz}$ .

O oscilograma da figura 5.21 apresenta a corrente recolhida pela bobina de *Rogowski* inserida no circuito da carga ressonante série, operando em  $400\text{ kHz}$ .

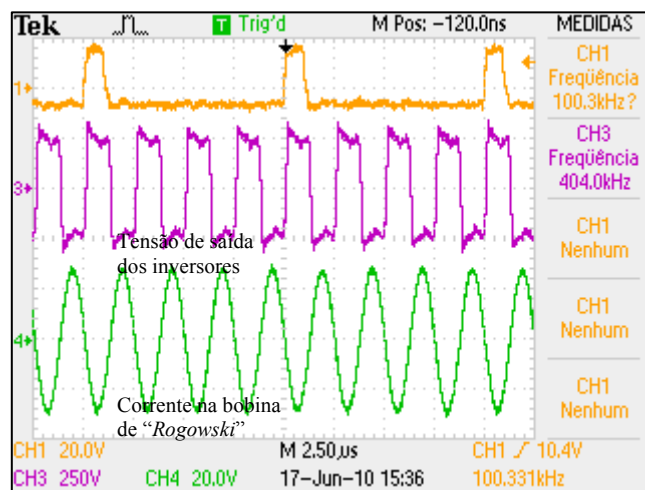


Fig. 5.23 – Sinal na saída da bobina de *Rogowski* a  $400\text{ kHz}$

Para este ponto de operação, próximo da frequência nominal, é possível observar que a deformação na corrente da bobina de *Rogowski* é praticamente inexistente. Verifica-se também um aumento da corrente recolhida pelo fato da carga estar próximo do seu ponto de ressonância natural, situado em 370 kHz.

### 5.2.6 Transformador RF de adaptação de impedâncias

Os principais parâmetros do transformador RF de adaptação de impedância são sintetizados na tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Principais parâmetros do transformador RF

Parâmetro	Teórico	Medido
$N$ (adim.)	3:1	3,2:1
$R_{prim}$ ( $m\Omega$ )	3,3	2,64
$R_{sec}$ ( $m\Omega$ )	0,36	0,41
$L_{mag}$ ( $\mu H$ )	568	464

A importante dispersão entre os valores teóricos e os valores medidos se deve, em grande parte, ao método utilizado para realizar as medidas. De fato, para efetuar medidas de resistências tão baixas, seria necessário utilizar uma ponte de *Wheastone* [Swart et al. 1993], enquanto foi utilizado um conjunto constituído por amperímetro e voltímetro universal.

Por outro lado, a diferença observada na relação de transformação é devida a limitações construtivas, pois o circuito secundário, na verdade, não chega a formar uma espira completa uma vez que existe um interstício entre os terminais de saída da espira. Este mesmo interstício, embora exista também no primário, é minimizado pela existência de três espiras das quais duas são completas.

Observa-se também, a partir dos oscilogramas apresentados em seqüência, que o transformador RF de adaptação de impedâncias demonstra um comportamento aperiódico na faixa de frequências ensaiadas, não apresentando pontos de ressonância particulares ao longo desta faixa. Outrossim, os tempos de subida (*rise-time*) e de descida (*fall-time*) apresentam comportamento similar, confirmando que as indutância parasitas de dispersão não têm influência significativa sobre a resposta do transformador.

O oscilograma da figura 5.24 apresenta a tensão recolhida na saída sobre uma carga de alta potência, não indutiva, de  $2,2 \Omega$ , na frequência de  $200 \text{ kHz}$ .

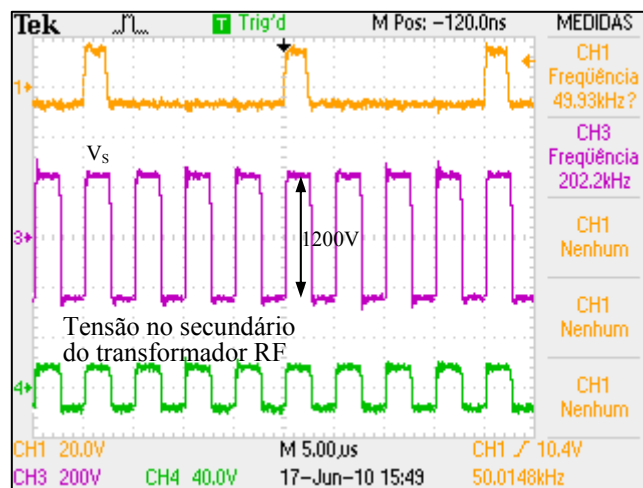


Fig. 5.24 – Tensão na entrada e saída do transformador RF de impedâncias na frequência de  $200 \text{ kHz}$

O oscilograma da figura 5.25 apresenta as ondas ampliadas e realça não haver deformação na tensão recolhida no secundário nem atraso de propagação entre entrada e saída.

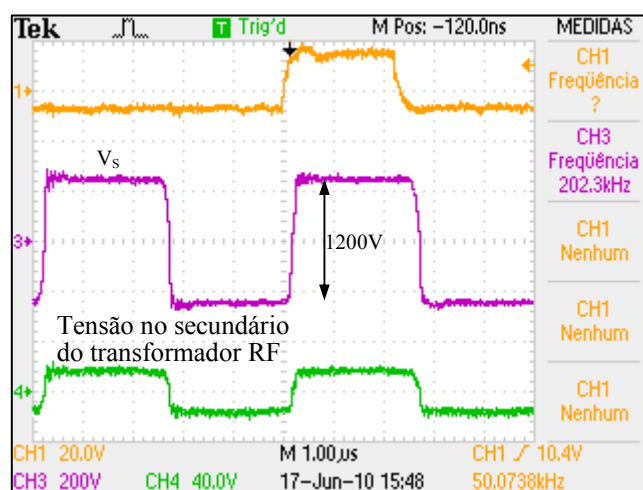


Fig. 5.25 – Tensão na entrada e saída ampliadas do transformador RF de impedâncias na frequência de  $200 \text{ kHz}$

O oscilograma da figura 5.26 apresenta a tensão recolhida na saída sobre uma carga de alta potência, não indutiva, de  $2,2 \Omega$ , na frequência de  $300 \text{ kHz}$ .

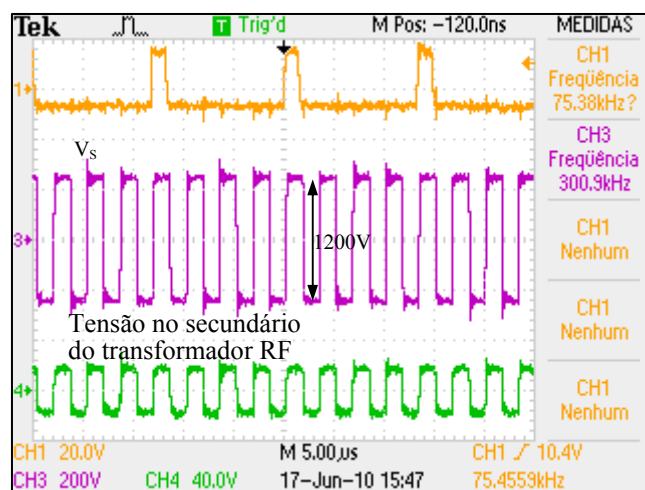


Fig. 5.26 – Tensão na entrada e saída do transformador RF de impedâncias na frequência de  $300 \text{ kHz}$

O oscilograma da figura 5.27 apresenta as ondas ampliadas e exibe um comportamento similar à situação anterior. Realça não haver deformação na tensão recolhida no secundário nem atraso de propagação entre entrada e saída.

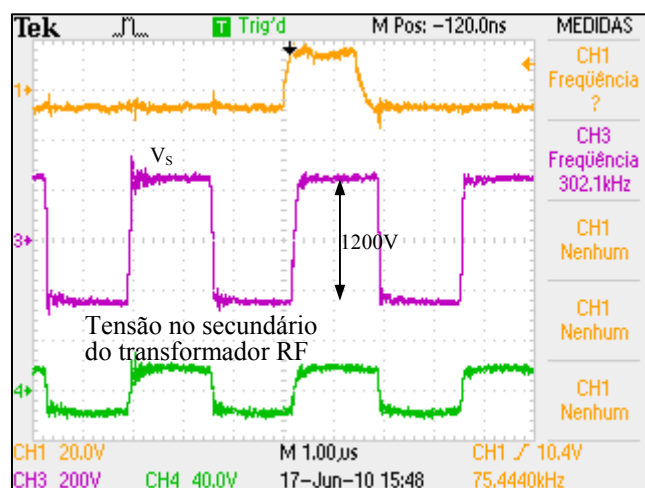


Fig. 5.27 – Tensão na entrada e saída ampliadas do transformador RF de impedâncias na frequência de  $300 \text{ kHz}$

O oscilograma da figura 5.28 apresenta a tensão recolhida na saída sobre uma carga de alta potência, não indutiva, de  $2,2 \Omega$ , na frequência de  $400 \text{ kHz}$ .

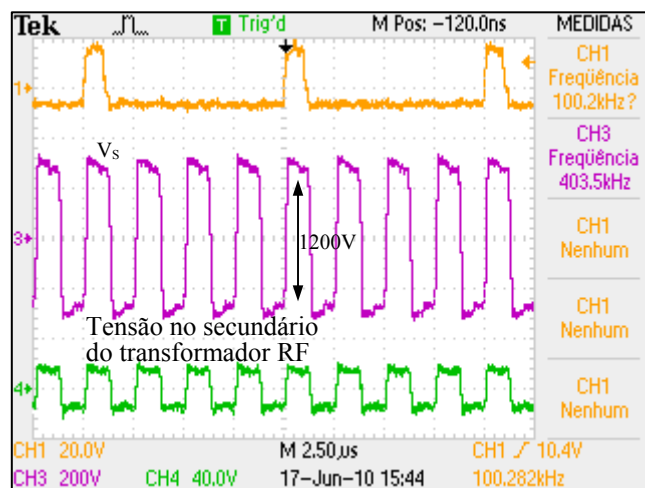


Fig. 5.28 – Tensão na entrada e saída do transformador RF de impedâncias na frequência de  $400 \text{ kHz}$

O oscilograma da figura 5.29 apresenta as ondas ampliadas e exibe um comportamento bastante similar às situações anteriores. Indica não haver deformação significativa na tensão recolhida no secundário, nem atraso de propagação entre entrada e saída.

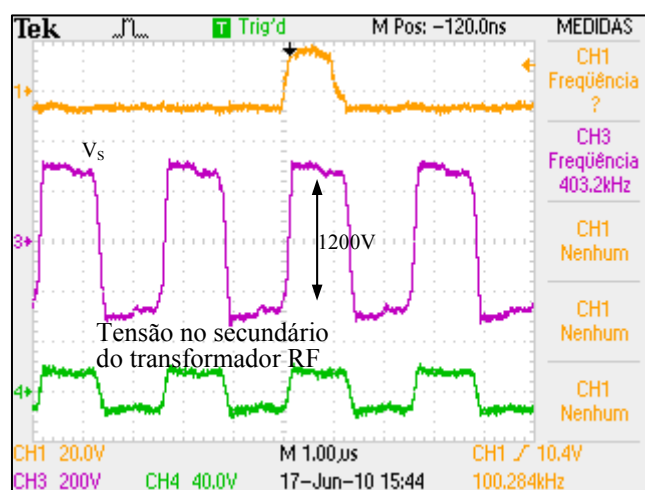


Fig. 5.29 – Tensão na entrada e saída ampliadas do transformador RF de impedâncias na frequência de  $400 \text{ kHz}$

O conjunto de medidas efetuado em toda faixa de operação mostrando não haver picos de ressonância particulares demonstra bem o comportamento aperiódico da resposta deste transformador e de suas excelentes características como elemento de adaptação de impedâncias entre o conversor ressonante série de alta frequência e a carga apresentada pelo aplicador RF da tocha ICTP.

### 5.2.7 Aplicador RF da tocha ICTP e carga ressonante

Para facilitar os ensaios com carga ressonante, o aplicador RF da tocha ICTP foi retirado da mesma e conectado diretamente ao transformador RF de adaptação de impedâncias [Staples et al. 2001]. A figura 5.30 mostra a posição dos diferentes elementos na bancada de teste para realização dos diversos ensaios.

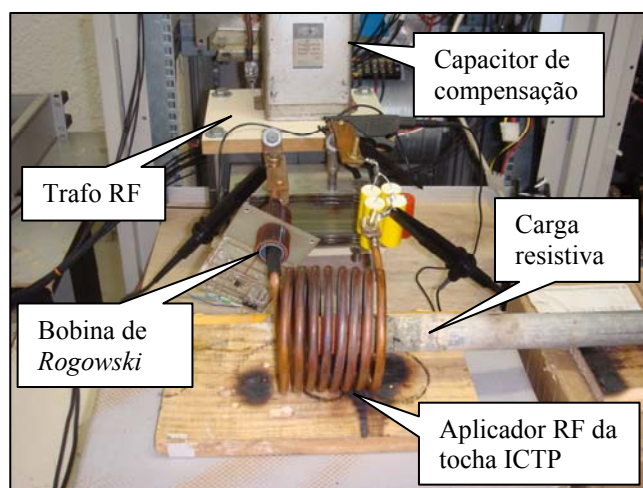


Fig. 5.30 - Posição dos diversos elementos constituindo a carga ressonante

Os principais parâmetros do aplicador RF da tocha ICTP são sintetizados a seguir, na tabela 5.1.

Tabela 5.2 – Principais parâmetros do aplicador RF da tocha ICTP

Parâmetro	Teórico	Medido
Diâmetro ( $mm$ )	94	92
Comprimento ( $mm$ )	75	86
$R_{apl\_ICTP}$ ( $m\Omega$ )	1,90	1,25
$L_{apl\_ICTP}$ ( $\mu H$ )	3,68	3,50
$C_{apl\_ICTP}$ ( $nF$ )	47	50

Os parâmetros do aplicador são essencialmente definidos pelas dimensões do indutor e pela carga refletida pela massa metálica. Esta carga introduzida no interior do aplicador RF reflete uma componente indutiva devido ao anel se comportar como um secundário com uma única espira em curto-circuito. O valor da indutância refletida é pequeno diante do valor nominal de  $L_{apl\_ICTP}$  uma vez que a relação entre o diâmetro da espira da bobina primária e o diâmetro da espira virtual do transformador determina um coeficiente de acoplamento  $k$  fraco entre os circuitos e conseqüentemente, uma baixa mútua indutância entre os mesmos.

A figura 5.31 mostra o transformador virtual criado pelo primário do aplicador RF com a carga resistiva



Fig. 5.31 – Vista do transformador virtual criado entre aplicador RF e carga resistiva.

### 5.3 Conclusões

Os resultados apresentados mostram que, apesar das limitações de ordem prática impostas pelos elementos do sistema e pelas características dos dispositivos empregados no chaveamento, os resultados alcançados são extremamente interessantes e positivos.

Esses resultados corroboram as propriedades da modulação seqüencial (*sequential gate pulsing*) como técnica factível para aumentar o limite de operação em frequência de inversores ressonantes, possibilitando projetar novos sistemas que possam competir com as estruturas tradicionais até então usadas para essas aplicações.

Outro ponto de interesse que merece ser destacado é o bom desempenho do transformador planar RF utilizado na adaptação das impedâncias. Esta nova tecnologia

empregando o chapeado do circuito impresso ao invés de fios para formar os enrolamentos primário e secundário traz a vantagem de obter uma seção de cobre mais importante, se considerado o efeito pelicular. De fato, por ser distribuída em toda a largura da trilha, a seção efetiva de cobre apresenta uma diminuição mínima ou até inexistente por efeito da profundidade de penetração da corrente no material, naquela frequência.

Embora, não foram realizados ensaios diretos com a tocha ICTP gerando uma coluna de plasma, a solução implementada com a introdução de uma carga metálica no aplicador RF permitiu verificar o funcionamento e desempenho do conversor ressonante bem como as características de operação no modo ZVS no ponto de ressonância.

A maior restrição apresentada pelo sistema se deveu ao capacitor de compensação que, por ser percorrido por correntes reativas de grande magnitude, apresentou problemas de aquecimento, indo até a danificação do mesmo. É importante que se substitua o mesmo por outro de características adequadas, capaz de suportar a corrente máxima circulando pela carga ressonante. Para essas aplicações, os capacitores de compensação geralmente são dos tipos utilizados em fornos de indução, que possuem sistema de resfriamento por fluxo de água circulante.

---

# Capítulo 6

## Conclusões Gerais e Perspectivas

### 4.1 Conclusões Gerais

A nova visão de uma Universidade participativa e identificada com os temas regionais, objetivando estudar e aportar soluções efetivas a problemas ou carências existentes em âmbito local tem sido um dos elementos motivadores para o desenvolvimento deste trabalho. No mais, a colaboração institucional estabelecida já há alguns anos entre a UFRN/DCA e o INPE/CRN na implementação de linhas de pesquisas aplicadas e na busca de instrumentos de resposta específicos, tem reforçado esta dinâmica e abre novos horizontes para a formulação de outras propostas, inclusive.

Em consonância com esta nova visão, esta tese se proponha a contribuir, de forma efetiva, dentro de uma linha de pesquisa em curso, com o estudo e a implementação de um conversor ressonante de alta frequência baseado em inversores ressonantes com comutação seqüencial para excitação de uma tocha a plasma indutivo. Este conversor é parte integrante de um sistema de tratamento de resíduos perigosos por plasma térmico em fase final de desenvolvimento, sendo atualmente localizado numa dependência do laboratório LAMP.

Como o foi amplamente exposto no início desta tese, dentro das diversas tecnologias empregadas para gerar sinais de alta potência em alta frequência, este novo método se perfila como uma alternativa de menor custo e complexidade, se comparado aos atuais sistemas utilizando válvulas termiônicas. Com base nesta premissa, foi desenvolvido um estudo teórico para confirmar a viabilidade desta proposta, foi apresentado um método de modelagem matemática para a especificação do conversor ressonante, foi proposta uma estratégia de comando para o seqüenciamento das células inversoras e foram executadas simulações para predir o funcionamento de partes ou do todo do conversor.

Outro enfoque dado a este trabalho diz respeito ao projeto, dimensionamento e à implementação prática das estruturas e circuitos, considerando que o equipamento deverá ter

---

uma aplicabilidade imediata na planta. Disto, resultou um protótipo construído em molde industrial, de fácil manejo, oferecendo alto grau de segurança operativa. Este enfoque, sem dúvida, demandou uma nova abordagem conceitual no ambiente acadêmico, abordagem que precisou ser amadurecida em função da especificidade da proposta e exigiu a busca de novos conhecimentos, para a sua realização.

Enfim, apesar de todas as limitações práticas impostas pelos elementos do sistema e pelas características dos diversos dispositivos utilizados, os resultados experimentais obtidos contribuíram de forma significativa para atestar as propriedades da técnica de acionamento seqüencial de inversores como sendo apropriada para aumentar os limites operativos em frequência de células que, de forma independente, operam em fração do valor alcançado. Com a constante evolução das características de chaveamento dos dispositivos IGBTs, pode se presumir que esses limites serão cada vez mais ampliados e que o horizonte do megahertz será factível, em breve.

## **6.2 Perspectivas para Trabalhos Futuros**

O conversor ressonante série, quando operado com fonte de tensão VSI na região ZVS, introduz quantidade significativa de reativos uma vez que corrente e tensão circulando na carga ressonante apresentam um ângulo de defasagem  $\phi$  entre si. Isto leva a utilização de capacitores de compensação de grande porte e alta capacidade em  $kVAr$  para suportar os reativos existentes. Diante deste cenário, sugere-se desenvolver novos trabalhos com a finalidade de otimizar os resultados obtidos.

Como primeira sugestão, substituir o atual capacitor de compensação de  $47nF$ , de poliéster, por um capacitor específico de alta frequência [High Energy Corp. 2002] para aplicações em sistemas de aquecimento indutivo, com sistema de resfriamento por água circulante.

Como segunda sugestão, desenvolver a nova técnica de adaptação que consista em colocar um terceiro elemento reativo para melhorar o fator de acoplamento, formando um circuito  $L - LC$  [Razzak et al. 2005]. Este indutor suplementar possibilita restituir o ponto de ressonância da carga ressonante em  $\omega_0$  e possibilitar que o conversor ressonante enxergue a ressonância no ponto  $\omega_s$ , assegurando assim a condição necessária para o chaveamento ZVS. Esta melhoria proporcionada no acoplamento entre conversor ressonante de alta frequência e

---

a carga ressonante série deverá se traduzir também em melhores condições de transferência de potência para o plasma.

Finalmente, como terceira sugestão, pesquisar novos padrões de acionamento para otimizar o controle do conversor ressonante.

De acordo com todo o exposto neste documento, conclui-se que os principais objetivos deste trabalho foram alcançados satisfatoriamente e contribuíram para que sejam desenvolvidos outros trabalhos na área de eletrônica de potência, mais especificamente, na de conversores ressonantes de alta frequência.

---

---

## Referências Bibliográficas

- Abeele, D.V., Degrez, G. (2001), "Analysis of thermal and chemical non-equilibrium effects in high-pressure inductive air plasmas", Von Karman Institute for Fluid Dynamics, St.-Genesius-Rode, Belgium, Internal Publication, p. 1-6.
- Bayindir, N. S., Kükreçer, O., Yakup, M. (2003), "DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high frequency induction heating system for surface hardening and welding applications", Easter Mediterranean University, Mersin, Turkey, IEEE proceeding Electronic Power Applications, v.15, n. 3.
- Blake, C., Bull, C. (2001), "IGBT or MOSFET: choose wisely", International Rectifier, El Segundo, USA, Application Note.
- Bodger, P. S., Bell, S. C. (2007), "Power transformer analytical approaches", University of Canterbury, Canterbury, United Kingdom, IEEE Proceeding issues.
- Bonizzoni, G., Vassallo, E. (2002), "Plasma physics and technology: Industrial applications", Instituto de Fisica de Plasma, Milano, Italy, Elsevier Science proceedings.
- Boulos, M. I. (1985), "The inductively coupled RF plasma", Sherbrooke University, Sherbrooke, Canada, Pure & Application Chemical, vol. 57, n. 9.
- Brown, E. R. (1998), "Megawatt solid-state electronics", Elsevier Science Ltd., Solid-state electronics, Arlington, USA, vol. 42, n. 12, pp. 2119.
- Chauveau, E., Develey, G., Ploteau, J. P. (1998), "Caractérisation électrique de l'applicateur d'une torche à plasma d'induction en dépression", Université de Nantes, Saint Nazaire, France, Colloque Université Industrie.
- Chen, M. P., Chen, K. J., Murata, K., Nakahara, M., Harada, K. (2001), "Surge analysis of induction heating power supply with PLL", Taiwan, R. O. China, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, n. 5.
- Clarke, F. M., Scoville, M. E. (1945), "Capacitors for high frequency induction heating circuits", USA, IEEE Transactions, vol. 64.
- Colpo, P., Ernst, R., Rossi, F. (1999), "Determination of the equivalent circuit of inductively coupled plasma sources", European Commission, Joint Research Center, Ispra, Italy, Journal of Applied Physics.
- Dawson, F. P., Jain, P. (1991), "A comparison of load commutated inverter systems for induction heating and melting applications", University of Toronto, Toronto, Canada, IEEE Transactions on Power Electronics.
- Dede, E. J., Esteve, V., García, J., Navarro, A. E., Maset, E., Sanchis, E. (1993), "Analysis of losses and thermal design of high power high frequency resonant current fed inverters for induction heating", University of Valencia, Valencia, Spain, IEEE Proceedings.
-

- 
- Dede, E. J., Jordán, J., Esteve, V., González, J. V., Ramirez, D. (1993), "Design consideration for induction heating current fed inverters with IGBTs working at 100kHz", G.H. Industrial S.A., Valencia, Spain, IEEE Proceedings.
- Dede, E. J., Jordán, J., Esteve, V., Navarro, A. E., Ferres, A. (1996), "On the design of a high power IGBT series resonant inverter for induction forging applications", G. H. Elin International, Valencia, Spain, IEEE Proceedings.
- Dubut, J. P., Salazar, A. O, Guimarães, A. M. F. (2005), "High frequency converter based on resonant inverters for exciting a 50kW inductively coupled plasma torch", XVIII COBEP, Recife, Brasil.
- Ebert, C. L., Carpes Jr., W. P., Fagundes, J. C. S. (2008), "Projeto de indutores e transformadores planares utilizados em fontes de alimentação chaveadas", CEFET de Florianópolis, VIII Induscon, Florianópolis, Brasil.
- Erin, J., Morvan, D., Amouroux, J. (1995), "Optimisation des conditions de fonctionnement d'un pilote plasma de 25kW pour la purification du silicium", Université Pierre et Marie Curie, Paris, France, Physics abstracts.
- Esteve, V., Jordán, J., Dede, E. J., Cases, C., Magraner, J. M., Kilders-Sanchis, E., Maset, E. (2007), "Using pulse density modulation to improve the efficiency of IGBT inverters in induction heating applications", University of Valencia, Burjassot, Spain, IEEE Proceedings.
- Fauchais, P., Vardelle, A. (1997), "Thermal plasmas", Université de Limoges, Limoges, France, IEEE transactions on plasma science, vol. 25, n. 6.
- Ferroxcube (2001), "Design of planar power transformers", Philips Company Inc., Eindhoven, The Nederland, Technical Notes.
- Figueiredo, F. F. (2006) "Esboço histórico da destinação final do lixo em Natal", Universidad de Barcelona, Spain, Revista electrónica de geografía y ciencias sociales.
- Forsyth, A. J., Ho, Y. K. E., Ong, H. M., (1994), "Comparison of small-signal modeling techniques for the series-parallel resonant converter", University of Birmingham, Birmingham, United Kingdom, Power electronics and variable speed drives.
- Francis, R., Soldano, M. (2003), "A new SMPS non-punch thru IGBT replaces MOSFET in SMPS high frequency application", International Rectifier, El Segundo, USA, Application Note.
- Fuji Electric Group (2004), "Fuji IGBT modules application manual", Fuji Electric Devices Technology Corporation Ltd, Nagano, Japan, Technical Manual.
- Ganguli, A., Tarey, R. D. (2002), "Understanding plasma sources", Institute for Plasma Research, Gandhinagar, India, Plasma Application Proceedings.
- Gillot, M., Nuns, J., Bausière, R., Piriou, F., Boige, R. (1998), "High frequency and high power impedance adapter transformer for induction heating converters", Université de Lille, Lille, France, Proceedings.
- Governo Federal do Brasil (2003), "Compilação da legislação ambiental existente, relativa à destinação final de resíduos sólidos", Brasília, Brasil.
-

- 
- Grajales, L., Lee, F. C. (1995), "Control system and small signal analysis of a phase shift controlled series resonant inverter for induction heating", Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, USA, IEEE Proceedings.
- Grajales, L., Sabaté, J. A., Wang, K. R., Tabisz, W. A., Lee, F. C. (1993), "Design of a 10kW, 500kHz phase-shift control series resonant inverter for induction heating", Virginia Power Electronics Center, Blacksburg, USA, IEEE Proceedings.
- Grande Moravia Industrial (2003), "Instalação de destruição dos resíduos hospitalares e industriais", São Paulo, Brasil, Nota Técnica.
- Grover, F. W. (1972), "Inductance calculation - Single layer coils on cylindrical winding forms", Electrical Engineering Handbook, Prentice Hall, New York, USA, chap. 16.
- Gudmundsson, J.T., Lieberman, M.A. (1997), "Magnetic induction and plasma impedance in a cylindrical inductive discharge", University of California, Berkeley, USA, Plasma Sources Science Technology, v. 6, p. 540-550.
- Guimarães, A. M. F. (2009), "Desenvolvimento de um sistema de automação para uma planta de inertização de resíduos por plasma", Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, Brasil, Tese de Doutorado.
- Hesper, M., Fuchs, F. W., Münzer, M. (2003) "Analysis and comparison of planar and trench IGBT modules under ZVS and ZCS switching conditions", University of Kiel, Kiel, Germany, IEEE Proceedings.
- Hewlett Packard (1999), "Versatile link", Hewlett Packard Group, Technical document 5964-4027E, Palo Alto, USA, Application Note AN-1035.
- High Energy Corp. (2002), "High frequency capacitors for induction heating", High Energy Corporation, Parkesburg, USA, Technical Paper.
- Hossain, M. M., Tanaka, Y., Sakuta, T. (2002), "Extinguishing phenomenon and critical discharge boundaries of argon and molecular-gas-seeded argon pulse-modulated induction thermal plasmas", Kanazawa University, Kanazawa, Japan, Proceedings on Plasma Sources Science Technologies.
- International Rectifier (2003), "Use gate charge to design the gate drive circuit for power MOSFETs and IGBTs", International Rectifier Group, El Segundo, USA, Application Note AN-944.
- Jayant Baliga, B. (2001), "The future of Power semiconductor device technology", Raleigh, USA, Proceeding of the IEEE, vol. 89, n. 6.
- Jingang, L., Yanru, Z., Xin, M. (2006), "Study on a new way of load matched for voltage source induction heating inverters", Xi'an University, Xi'an, China, IEEE Proceedings.
- Jovanovic, M. M et al. (1987), "Design aspects for high frequency off-line quasi-resonant converter" Power Conversion Conference, Washington, DC, USA.
- Kassakian, J. G., Verghese, G. C., Schlecht, M. F. (1991), "Principles of power electronics", Prentice Hall, Upper Saddle River, USA, pp 329-360.
- Khan, I., Naylor, E., Tapson, J. (2005), "Optimized control for high frequency induction heating power sources", University of Cape Town, Cape Town, South Africa, IEEE Proceedings.
-

- 
- Kifune, H., Hatanaka, Y., Nakaoka, M. (2004), "Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications", University of Marine, Science and Technology, Etchujima, Japan. IEEE Proceedings.
- Kim, J., Mostaghimi, J., Iravani, R. (1997), "Performance analysis of a radio-frequency induction plasma generator using nonlinear state-space approach", University of Toronto, Toronto, Canada, IEEE transactions on plasma science, vol. 25, n. 5.
- Kinn, T. P. (1945), "Vacuum-tube radio-frequency-generator characteristics and applications to induction-heating problems", Los Angeles, USA, Proceedings of the I.R.E.
- Kleveland, F. (2002), "New and existing semiconductor devices and materials used in high power high frequency inverters with series resonant load", Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, IEEE Proceedings.
- Kleveland, F., Undeland, T. (2000), "Increase of output power from IGBTs in high power high frequency resonant load inverters", Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, IEEE Proceedings.
- Kleveland, F., Undeland, T. M. (2001), "Increase of output power from IGBTs in high power high frequency resonant load inverters", Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, IEEE Proceedings.
- Krylov, N., Bogolyubov, N. N. (1932), "The describing function – A tool for predicting nonlinear system oscillation", Bucknell University, Bucknell, USA.
- Kwan, J. W., De Vries, G. J., Ackerman, G. D., Williams, M. D. (1994), "Radio frequency power system for inductive heating in ion sources", Lawrence Berkeley Laboratory, University of California, Berkeley, USA, IEEE Proceedings.
- Liao, F. (2002), "Application of RF-induction thermal plasma in chemical vapor deposition of silicon carbide films", University of Minnesota, USA, ME8362 final report.
- Magnetics Inc. (2001), "Planar transformer design", The Transformer Group, Pittsburgh, USA, Technical Document.
- Maitelli, A. L. (2003), "Sistemas lineares – Notas de aula", Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, Brasil.
- Makky, A-R. A. M., Abo-Zied, H., Abdelar, F. N., Mutschler, P. (2008), "Design of the instrument current transformer for high frequency high power applications", Assiut University, Assiut, Egypt, IEEE Proceedings.
- Martin-Ramos, J. A., Díaz, J., Pernía, A. M., Nuño, F., Sebastián, J. (2002), "Large-signal modeling of the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter", Universidad de Oviedo, Gijón, Spain, IEEE Proceedings.
- Mauchien, J. P., Oudenne, P. D. (2002), "La pyrolyse, technique originale de préparation de combustibles alternatifs", Umicore Engineering, Louvain-la-Neuve, Belgium, Technical Notice.
- Miller, P. A. (1991), "Electrical characterization of RF plasmas", Sandia National Laboratories, Albuquerque, USA, Technical Note.
-

- 
- Ministério Público do RN (2010), “Lixo hospitalar incinerado irregularmente”, Procuradoria Geral de Justiça, publicação na Web feita através do portal da Assessoria de imprensa, Natal, Brasil.
- Morill, M. A., Lee, C. Q. (1992), “High-frequency planar power transformers”, University of Illinois, Chicago, USA, IEEE transactions on power electronics, vol. 7, n. 3.
- Mostaghimi, J., Boulos, M. I. (1990), “Effect of frequency on local thermodynamic equilibrium conditions in an inductively coupled argon plasma at atmospheric pressure”, University of Sherbrooke, Sherbrooke, Canada, Journal of Applied Physics.
- Nagai, S., Hiraki, E., Arai, Y., Nakaoka, M. (1997), “New phase-shifted soft-switching PWM series resonant inverter topologies and their practical evaluations”, Tsuyama National College of Technology, Tsuyama, Japan, IEEE Proceedings.
- Nema, S. K., Ganeshprasad, K. S. (2002), “Plasma pyrolysis of medical waste”, Institute for Plasma Research, Gandhinagar, India, Plasma Application Proceedings.
- Park, J. C., Lee, J. K., Kang, B. (2000), “Properties of inductively coupled plasma source with helical coil”, Pohang University, Kyungki-Do, Korea, IEEE transactions on plasma science, vol. 28, n. 2.
- Piejak, R. B., Godyak, V. A., Alexandrovich, B. M. (1992), “A simple analysis of an inductive RF discharge”, GTE Laboratories, Waltham, USA, Plasma Sources Science Technology Proceedings.
- Pinheiro, R. F., Dubut, J. P., Salazar, A. O., Maitelli, A. L. (2006), “Análise da operação de um conversor de alta frequência baseado em inversores ressonantes com comutação seqüencial para alimentação de uma tocha de plasma indutivo”, XVI Congresso Brasileiro de Automação, Salvador, Brasil.
- Ramboz, J. D. (1995), “Machinable Rogowski coil, design and calibration”, RAMTech Engineering Inc., Clermont, USA, IEEE Proceedings.
- Ray, W. F., Hewson, C. R. (2000), “High performance Rogowski current transducers”, Power Electronics Measurements Ltd, Nottingham, United Kingdom, IEEE Proceedings.
- Razak, A. R. A., Taib, S. (2003), “Design considerations of a high frequency power transformer”, National Power and Energy Conference, Bangi, Malaysia, IEEE Proceedings.
- Razzak, M. A., Kondo, K., Uesugi, Y., Takamura, S. (2003), “Characteristics of high pressure radio frequency inductively coupled plasma”, Nagoya University, Nagoya, Japan, Technical document PST-02-44.
- Razzak, M. A., Suzuki, Y., Takamura, S., Uesugi, Y. (2005), “High pressure RF inductive discharges using a T-LCL impedance circuit for constant current operation”, Nagoya University, Nagoya, Japan, IEEE Proceedings.
- Ridley, R. (2004), “High frequency power transformer measurement and modeling”, Ridley Engineering, London, United Kingdom, Technical document of Power systems design Europe.
- Ridley, R. B. (1990), “A new small-signal model for current mode control”, Virginia Tech University, Blacksburg, Virginia, USA, Ph.D. thesis.
-

- 
- Rodrigues, G. R., Farias Filho, J. R. (2008), “Eficiência energética e controle de gases de efeito estufa em refinarias de petróleo – Indicador de emissões evitadas de GEE”, IV Congresso nacional de excelência em gestão, Petrobrás, Brasil.
- Rossetto, L., Spiazzi, G. (1998), “Series resonant converter with wide load range”, University of Padova, Padova, Italy, IEEE Proceedings.
- Rüedi, H., Köhli, P. (1997), “IGBT drivers correctly calculated”, CT-Concept Technology Ltd, Leubringen/Evilard, Switzerland, Application Note AN-9701.
- Rutberg, Ph. G. (2002), “Plasma pyrolysis of toxic waste”, Institute of problems of electrophysics, Russian Academy of Sciences, Russia, Plasma Physic Control. Fusion proceedings, pp. 1-11.
- Sakakibara, Y., Katagiri, G., Toraguti, M., Sakuta, T. (2002), “Generation of large area inductively coupled plasma at atmospheric pressure with high efficiency”, Fuji Laboratories Kanazawa, Japan, Plasma Generations proceedings, pp. 1-16.
- Salazar, A. O., Dubut, J. P. (2003), “Sistema de tratamento de resíduos e efluentes petroquímicos por plasma térmico – PLASPETRO”, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, Brasil, Chamada Pública MCT-RBT/FINEP/CT-PETRO 01/2003.
- Santos Jr., L. P. (2009), “Uma fonte chaveada de 50kW com correção de potência para alimentação de uma tocha de plasma indutivo utilizando técnicas de controle digital”, UFRN, Natal, Brasil, Dissertação de Mestrado.
- Schönknecht, A., De Donker, R. W. (2001), “Novel topology for parallel connection of soft switching, high power, high frequency inverters”, Aachen University of Technology, Aachen, Germany, IEEE Proceedings.
- Schönknecht, A., De Donker, R. W. (2002), “Distributed control scheme for parallel connected soft-switching high power high frequency inverters”, Aachen University of Technology, Aachen, Germany, IEEE Proceedings.
- Schwartzter, U., De Donker, R. W. (2001), “Power losses of IGBTs in an inverter prototype for high frequency inductive heating applications”, Aachen University of Technology, Aachen, Germany, IEEE Proceedings.
- Schwarzer, U., De Donker, R. W. (2002), “Design and implementation of a driver board for a high power and high frequency IGBT inverter”, Institute for Power Electronics, Aachen, Germany, IEEE Proceedings.
- Sewell, H. I., Stone, D. A., Bingham, C. M. (2004), “A describing function for resonantly commutated H-bridge inverters”, Department of Electronics and Electrical Engineering, Sheffield, United Kingdom, IEEE transactions on power electronics, vol. 19, n. 4.
- Sheng, K., Williams, B. W., Finney, S. J. (2000), “A review of IGBT models”, Cambridge, United Kingdom, IEEE transactions on power electronics, vol. 15, n. 6.
- Sheng, K., Williams, B. W., He, X., Finney, S. J. (1999), “Measurement of IGBT switching frequency limits”, Heriot-Watt University, Edinburgh, United Kingdom, IEEE Proceedings.
- Siemens Semiconductor Group (2001), “The reverse behavior of the NPT-IGBT in its on-state”, Hanover, Germany, Technical Note.
-

- 
- Simeonov, M., Dankov, D. (1996), "High-frequency multi-unit resonant inverter for induction heating", Gabrovo, Bulgaria, Power conversion proceedings.
- Sippola, M. (2003), "Developments for the high frequency power transformer design and implementation", Helsinki University of Technology, Helsinki, Finland, Electronic publication.
- Staples, J., Schenkel, T. (2001), "High efficiency matching network for RF driven ion sources", Berkeley University, Berkeley, USA, IEEE Proceedings.
- Stier, S. H., Mutschler, P. (2002), "A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications", University of Technology, Darmstadt, Germany, IEEE Proceedings.
- Stier, S., Mutschler, P. (2005), "An investigation of a reliable behavior IGBT model in comparison to PSpice and measurements in hard and soft switching applications", Darmstadt University of Technology, EPE 2005, Darmstadt, Germany.
- Sugimura, H., Kwon, S. K., Ogiwara, H., Hiraki, E., Nakaoka, M. (2007), "A new phase shifted ZVS-PWM controlled full bridge series resonant high frequency inverter with auxiliary active quasi-resonant commutation circuit", Kyungnam University, Masan, Republic of Korea, IEEE Proceedings.
- Swart, S. M., Ferreira, J. A. (1993), "Integrated water cooled transformer and work coil for middle frequency induction heating applications", Rand Afrikaans University, Johannesburg, Republic of South Africa, IEEE Proceedings.
- Tafa (2001), "Optical diagnostics of atmospheric pressure air plasmas", Tafa Ltd, Concord, USA, Technical document, pp. 1-54.
- Tanaka, Y., Uchiyama, H., Sakuta, T. (2002), "Influence of various gas inclusion in Ar thermal ICP at atmospheric pressure upon plasma temperature and impedance", Kodatsuno, Japan, IEEE Proceedings, pp. 898-903.
- Tang, W. et al. (1992), "Charge control: modeling, analysis and design", Blacksburg, Virginia, USA, Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar.
- Teixeira, E. N. (2001), "Resíduos sólidos: minimização e reaproveitamento energético", FEC/UNICAMP, Campinas, Brasil, seminário interno.
- Venkatramani, N. (2002), "Industrial plasma torches", Bhabha Atomic Research Centre, Current Science, Mumbai, India, Plasma Application Proceedings, v. 83, n. 3, pp. 254-262.
- Viriya, P., Yongyuth, N., Matsuse, K. (2007), "Analysis of transition mode from phase shift to zero-phase shift under ZVS and non-ZVS operation for induction heating inverter", Institute Ladkrabang, Bangkok, Thailand, IEEE Proceedings.
- Ward, D. A., Exon, J. La T. (1993), "Using Rogowski coils for transient current measurements", USA, Engineering Science and Education Journal.
- Wenfang, D., Yang, Z., Ping, Z., Yingnian, X. (2009), "Development of digital constant frequency shift-phase power regulation series resonant inverter source", Hubei University of Technology, Wuhan, Popular Republic of China, IEEE Proceedings.
-

- Yang, E. X. et al. (1991), "Extended describing function technique applied to the modeling of resonant converter", Blacksburg, Virginia, USA, Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar.
- Yang, E. X., Lee, F. C., Jovanovic, M. M. (1992), "Small-signal modeling of series and parallel resonant converters", Virginia Power Electronics Center, Blacksburg, USA, IEEE Proceedings.
- Yingnian, X., Yang, Z., Yong, K. (2008), "Research on simple and efficient series-resonant inverter", Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Popular Republic of China, IEEE Proceedings.
- Youssef, M. Z., Jain, P. K. (2004), "Modeling techniques of resonant converters: merits and demerits", Queen's University, Kingston, Canada, IEEE Proceedings.
- Zheng, S., Czarkowski, D. (2007), "Modeling and digital control of a phase controlled series-parallel resonant converter", Polytechnic University of Brooklyn, New York, USA, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 54, n. 2.
- Zied, H. A., Makky, A-R. A. M., Mutschler, P., Stier, S., Bachmann, G. (2001), "A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications", Assiut University, Assiut, Egypt, IEEE Proceedings.
-

---

# Apêndice A

## Referências dos Trabalhos Publicados

- Amado –Diaz, J. A., Salazar, A. O., Dubut, J. P., Barbosa, C. G. (2009), “Modeling and simulation of high voltage and frequency planar transformer to a plasma inertization plant”, International Magnetics Conference, Sacramento, USA.
- Dubut, J. P., Amado, J. D., Salazar, A. O., Pereira, L. J., Aguiar, M. V. (2010), ”Conversor de alta frequência baseado em inversores ressonantes com comutação seqüencial”, XVII International Conference on Electronics, Electrical and Systems Engineering, Lima, Peru.
- Dubut, J. P., Salazar, A. O., Chafouk, H., Langlois, N. (2005), “Modeling and simulation of a high frequency series resonant converter for exciting a 50kW inductively coupled plasma torch”, International Conference on Modeling and Simulation, Rouen, France.
- Dubut, j. P., Salazar, A. O., Guimarães, A. M. F. (1999) “Project development and construction of the three phase PWM Power supply with Power factor correction for use with the plasma ion nitriding reactor”, V Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Florianópolis, SC.
- Dubut, j. P., Salazar, A. O., Guimarães, A. M. F. (2000), “A high Power boost rectifier for use in plasma ion nitriding reactor”, VII International Conference on electronics, electrical and systems engineering, Lima, Peru.
- Dubut, j. P., Salazar, A. O., Guimarães, A. M. F. (2005), “High frequency converter based on resonant inverters for exciting a 50kW inductively coupled plasma torch”, XVIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Recife, PE, Brasil.
- Dubut, j. P., Salazar, A. O., Guimarães, A. M. F. (2006), “Fonte RF de alta potência para excitação de uma tocha indutiva a plasma térmico”, VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, Recife, PE, Brasil.
- Guimarães, A. M. F., Dubut, J. P., Medeiros, T. Q., Salazar, A. O., Maitelli, A. L., Sousa, J. F., Neto, J. O., Morais, A. H. F. (2007), “Automation system applied to a plasma inertization plant”. Revista Eletrônica de Potência, p. 19 - 25, 01 mar., São Paulo, Brasil.
- Pinheiro, R. F. F., Dubut, J. P., Salazar, A. O., Maitelli, A. L. (2006), “Análise dinâmica de um conversor de alta frequência baseado em inversores ressonantes com comutação seqüencial para alimentação de uma tocha de plasma indutiva”, XVI Congresso Brasileiro de Automática, Salvador, BA, Brasil.
-

## **Anexo A**

# **Dados Técnicos dos Componentes Eletrônicos e dos Demais Dispositivos Utilizados**

Este Anexo apresenta todos os dados técnicos, *datasheets*, ábacos, curvas e demais informações técnicas sobre as características dos componentes específicos que foram utilizados nos diversos circuitos do conversor ressonante série de alta frequência.

### **A-1 Dados técnicos do módulo IGBT SKM200GB125D**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento das células inversoras ressonantes.

### **A-2 Dados técnicos do módulo de excitação SKHI26F**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento das células inversoras ressonantes.

### **A-3 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT4046**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento da malha de compensação de frequência da unidade de comando e controle.

### **A-4 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT221**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento da malha de compensação de frequência da unidade de comando e controle.

---

**A-5 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT161**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento do circuito gerador de seqüências da unidade de comando e controle.

**A-6 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT138**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento do circuito gerador de seqüências da unidade de comando e controle.

**A-7 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT74**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento do circuito gerador de seqüências da unidade de comando e controle.

**A-8 Dados técnicos dos optoacopladores HFBR1521**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento da interface e do link de fibras ópticas.

**A-9 Dados técnicos do circuito integrado 74HCT4068**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento da interface e do link de fibras ópticas.

**A-10 Dados técnicos do circuito integrado TL3016**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento da unidade detetora de transições.

**A-11 Dados técnicos do material magnético 3F3 de FERROXCUBE**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento do transformador RF de adaptação de impedâncias.

---

### **A-12 Dados técnicos do núcleo magnético NC-100/57/25 de THORNTON**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento do transformador RF de adaptação de impedâncias.

### **A-13 Dados técnicos do núcleo magnético U100/57/25 de FERROXCUBE**

Dados técnicos, curvas, ábacos e tabelas utilizados para o dimensionamento do transformador RF de adaptação de impedâncias.

CD contendo os dados do Anexo A

